

مماثل برقیات

خالد خان یوسفزئی
کامیٹ انسٹیٹیوٹ آف انفارمیشن ٹیکنالوجی، اسلام آباد
khalidyoufazai@comsats.edu.pk

عنوان

xvii

دیباچہ

xix

میری پہلی کتاب کا دیباچہ

1

1 حسابی ایپلیٹائر

2

1.1 حسابی ایپلیٹائر کے سرے یا پینے

3

1.2 حسابی ایپلیٹائر کی بنیادی کارکردگی

7

1.3 حسابی ایپلیٹائر کا مساوی دور یا ریاضی نمونہ

8

1.3.1 داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ ہوتا ہے

9

1.3.2 داخلی سروں پر برقی رد صفر ہوتی ہے

10

1.3.3 داخلی مزاحمت کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے

10

1.3.4 تفرقی افزائش کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے

10

1.3.5 خارجی مزاحمت کو صفر اوہم تصور کیا جاسکتا ہے

11

1.4 کامل حسابی ایپلیٹائر

15 حسابی ایمپلیٹار کے ادوار	1.5
16 منفی ایمپلیٹار	1.5.1
31 مثبت ایمپلیٹار	1.5.2
34 مستحکم کار	1.5.3
38 تفرق کار	1.5.4
39 تکمیل کار	1.5.5
42 جمع کار	1.5.6
45 منفی کار	1.5.7
51 جمع و منفی کار	1.5.8
52 آلاقی ایمپلیٹار	1.5.9
61 حسابی ایمپلیٹار کا ناقص پن	1.6
61 حسابی ایمپلیٹار کا لبریز ہونا	1.6.1
62 حسابی ایمپلیٹار کی رفتار چال	1.6.2
65 عددی اشارے سے مماثلٹی اشارے کا حصول	1.7
67 ایک سمتی اندرونی داخلی انحرافی برقی دباؤ کا مسئلہ	1.7.1
71 داخلی برقی ردو کا مسئلہ	1.7.2
77 موازنہ کار	1.8

91	ڈایوڈ	2
100	کامل ڈایوڈ	2.1
102	ڈایوڈ کے چند ادوار	2.2
104	بدلتی دباؤ سے ایک سمتی دباؤ کا حصول (سمت کاری)	2.3
104	2.3.1 نصف اہر سمت کاری	
108	2.3.2 مکمل اہر سمت کاری	
109	چوٹی حاصل کار	2.4
110	حیطہ اتار کار	2.5
113	منبع برقی دباؤ	2.6
116	2.6.1 برقیاتی کشمچہ	
118	2.7 برقیاتی تراش	
119	2.8 حسابی ایمپلیٹائر کی مدد سے ڈایوڈ کے کامل ادوار	
119	2.8.1 کامل نصف اہر سمت کار	
120	2.8.2 کامل چوٹی حاصل کار	
121	2.8.3 کامل حیطہ اتار کار	
121	2.8.4 ڈایوڈ لاگ ایمپلیٹائر	
122	2.8.5 ضرب کار	
123	2.8.6 کامل مکمل اہر سمت کار	
126	2.9 ڈایوڈ کے منتتی ادوار	
128	2.10 ایک سمتی رو خط بوجھ	

128	2.10.1	گراف کا طریقہ
131	2.10.2	دہرائے کا طریقہ
133	2.11	کار تیبی محدود اور ترسیم
133	2.11.1	محدود کی منتقلی
133	2.11.2	خط کا چھوٹا حصہ سیدھا تصور کیا جاسکتا ہے
134	2.11.3	گراف سے قیمت حاصل کرنے کا عمل
138	2.12	باریک اشاراتی تجزیہ
141	2.12.1	بدلتی رو، خط پوچھ
144	2.12.2	باریک اشاراتی مزاحمت
146	2.12.3	خط ماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول
147	2.13	طبیعیات نیم موصل اشیاء
151	2.14	منفی قسم کا نیم موصل
153	2.15	مثبت قسم کا نیم موصل
156	2.16	مال برداری
156	2.16.1	نفوذ
159	2.16.2	بہاؤ
162	2.17	مثبت اور منفی اقسام کے نیم موصل مواد کا ملامت
166	2.18	الٹا مائل ڈیوڈ
168	2.18.1	الٹا مائل ڈیوڈ بطور کیسیسٹر
170	2.19	بے قابو صورت

171	2.19.1	زیر برقی دباؤ بالمتقابل درجہ حرارت
171	2.20	سیدھمائل ڈایوڈ
173	2.20.1	سیدھے مائل ڈایوڈ کی نفوذی کمپیسٹنس
173	2.21	ڈایوڈ کے دیگر اقسام
174	2.21.1	شاک کی ڈایوڈ
175	2.21.2	وریکٹر ڈایوڈ
175	2.21.3	فولو ڈایوڈ یا شمسی ڈایوڈ
176	2.21.4	نوری ڈایوڈ
176	2.21.5	ضیائی وابستہ کار
177	2.21.6	ضیائی ذرائع ابلاغ
177	2.22	ڈایوڈ کے ریاضی نمونے
178	2.22.1	سیدھے خطوط کار ریاضی نمونہ
181	2.22.2	کامل ڈایوڈ ریاضی نمونہ
182	2.22.3	ڈایوڈ کا پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ
184	2.22.4	ڈایوڈ کا بلند تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ
185	2.23	زیر ڈایوڈ اور اس کار ریاضی نمونہ
196	2.24	یک سمتی اور بدلتے متغیرات کے حساب کی علیحدگی
199	2.25	قانون مرلح حیط اتار کار
201	2.26	سپائٹ ریاضی نمونہ

213	3	ٹرانزسٹر (دو جوڑ ٹرانزسٹر)
213	3.1	ٹرانزسٹر کی ساخت اور اس کی بنیادی کارکردگی
215	3.2	افزائندہ حال منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی
223	3.3	غیر افزائندہ کردہ برقی دباؤ
223	3.4	افزائندہ حال جمع-منفی-جمع pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی
225	3.4.1	V _{EB} اور V _{EC} کے pnp
225	3.5	نقطہ کارکردگی اور یک سمتی ادوار کا تحلیلی تجزیہ
226	3.5.1	افزائندہ ٹرانزسٹر کے یک سمتی ادوار کا حل
249	3.5.2	غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے دور کا حل
253	3.5.3	منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل
255	3.6	ڈارلنگٹن جوڑی
257	3.7	تعیین نقطے سے نقطہ کارکردگی کا انحراف
257	3.7.1	تبدیلی β سے لاحق مسائل استوار کرنے کا شرط
264	3.7.2	تبدیلی V _{BE} سے نقطہ کارکردگی کا سرک جانا
265	3.7.3	نقطہ کارکردگی سوار کرنے کے اسباب
268	3.8	مزاحمت کا ٹکس
273	3.9	ٹرانزسٹر کے خط
273	3.9.1	i _C - v _{BE} خط
275	3.9.2	i _C - v _{CE} خط

279	3.10	یک سمتی اور کاتر سیسی تجزیہ
279	3.10.1	یک سمتی رو خطی بوجھ
281	3.10.2	باریک اشارات
281	3.10.3	برقی دباؤ V_{CC} اور مزاحمت R_C کے نقطہ کارکردگی پر اثرات
283	3.10.4	داخلی برقی رو کے نقطہ کارکردگی پر اثرات
284	3.10.5	خارجی اشارہ کے حدود
286	3.10.6	بدلتی رو، خطی بوجھ
297	3.11	ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے وسیع اشارات
298	3.11.1	ایبز-مال ریاضی نمونہ
307	3.11.2	npn ٹرانزسٹر کا ایبز-مال ماڈل
308	3.11.3	مال برداری ریاضی نمونہ
314	3.12	نقی کار
319	3.13	باریک اشاراتی تجزیہ
319	3.13.1	ترسیسی تجزیہ
321	3.13.2	باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_{be} اور r_e
322	3.13.3	تحلیلی تجزیہ
331	3.14	پست تعددی ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے باریک اشارات
335	3.14.1	ٹی T ریاضی نمونہ
338	3.14.2	پائے ریاضی نمونہ بمعہ خارجی مزاحمت r_o
338	3.15	یک سمتی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

- 3.16 باریک اشاراتی ادوار کا پائے ریاضی نمونے کی مدد سے حل 343
- 3.16.1 زنجیری ضرب کا طریقہ 365
- 3.17 برقی بار، داخلی مزاحمت اور ایمپلیفائر کی افزائش 387
- 3.18 زنجیری ایمپلیفائر 390
- 3.19 ایسٹر مشرک، کلکٹر مشرک اور بیس مشرک ایمپلیفائر 399
- 3.20 خطی لحاظ سے ایمپلیفائر کی درجہ بندی 414
- 3.21 ٹرانزسٹرسے ڈیوڈ کا حصول 415
- 3.22 منبع برقی دباؤ 417
- 3.23 ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفائر 420
- 3.24 شاکلی ٹرانزسٹر 421
- 3.25 قومی ٹرانزسٹر 423
- 3.26 قابوریٹھیفائر 424
- 4 میدانی ٹرانزسٹر 435
- 4.1 n ماسفیٹ کی ساخت (بڑھاتا n ماسفیٹ) 436
- 4.2 n ماسفیٹ کی بنیادی کارکردگی 438
- 4.2.1 گیٹ پر برقی دباؤ کی عدم موجودگی 438
- 4.2.2 گیٹ کے ذریعہ برقی رو کے لئے راہ کی تیاری 439
- 4.3 n ماسفیٹ کی مساوات 447
- 4.3.1 قابل برداشت برقی دباؤ 455

455	درج حرارت کے اثرات	4.3.2
456	بڑھاتا pMOSFET ماسفیٹ	4.4
458	غیر افزائندہ	4.4.1
459	گھٹاتا n ماسفیٹ	4.5
460	منقطع صورت	4.5.1
460	غیر افزائندہ	4.5.2
461	دو بوج	4.5.3
461	افزائندہ	4.5.4
461	گھٹاتا p ماسفیٹ	4.6
462	جزو ماسفیٹ CMOS	4.7
462	ماسفیٹ کے یک سمتی ادوار کا حل	4.8
483	ماسفیٹ ایکسپلنٹار کا تریسی تجزیہ	4.9
484	ماسفیٹ ایکسپلنٹار کا تحلیلی تجزیہ	4.10
484	یک سمتی تجزیہ	4.10.1
485	بدلتی رو تجزیہ	4.10.2
488	ماسفیٹ ریاضی نمونہ	4.11
488	خارجی مزاحمت r_o	4.11.1
490	وسیع اشاراتی ماسفیٹ ریاضی نمونہ	4.11.2
490	باریک اشاراتی ماسفیٹ π ریاضی نمونہ	4.11.3
493	باریک اشاراتی ماسفیٹ ٹی ریاضی نمونہ	4.11.4

- 4.1.1.5 یک سمتی اور بدلنے متغیرات کی علیحدگی 494
- 4.12 سیاس نفی کار 503
- 4.13 جوڈار فیٹ (*JFET*) 508
- 4.13.1 برقی روبا مقابل برقی دباؤ 510
- 4.13.2 pJFET 512
- 4.13.3 باریک اشاراتی ریاضی نمونہ 512
- 4.14 مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کار کردگی تعین کرنے کے ادوار 519
- 4.14.1 منبع مستقل برقی رو 519
- 4.15 مزاحمت کے عکس 526
- 4.16 تابع سورس (ڈرین مشترک ایمپلیفائر) 529
- 4.17 گیٹ مشترک ایمپلیفائر 536
- 4.18 زنجیری ایمپلیفائر 537
- 4.19 قوی ماسفیٹ 542

555	تفرقی ایپلیٹائر	5
555	دو جوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی جوڑا	5.1
555	تفرقی اشارہ کی عدم موجودگی	5.1.1
559	تفرقی اشارہ موجود	5.1.2
561	باریک داخلی تفرقی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی بنیادی کارکردگی	5.2
562	وسیع داخلی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی کارکردگی	5.3
567	باریک اشارہ پر تفرقی جوڑے کے کارکردگی پر تفصیلی غور	5.4
567	باریک اشاراتی مساوات	5.4.1
569	برقی رو کا حصول بذریعہ ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ	5.4.2
572	داخلی تفرقی مزاحمت	5.4.3
575	داخلی مشترکہ مزاحمت اور مشترکہ افزائش	5.4.4
578	غیر کامل تفرقی جوڑے کا ناقص پن	5.5
578	داخلی انحرافی برقی دباؤ	5.5.1
581	داخلی میلان برقی رو اور انحرافی داخلی میلان برقی رو	5.5.2
583	مخلوط ادوار میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے مائل کرنے کے طریقے	5.6
583	یک سمتی منبع برقی رو	5.7
585	آئینہ برقی رو	5.8
591	متعدد یک سمتی منبع رو	5.8.1
593	ٹرانزسٹر بوجھ سے لدا دو جوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی ایپلیٹائر	5.9
607	وائڈر منبع برقی رو	5.10
611	ولسن آئینہ	5.11
616	کیسکوڈ ایپلیٹائر	5.12
619	ماسیفٹ کے تفرقی جوڑے	5.13
628	داخلی انحرافی برقی دباؤ	5.14
632	ماسیفٹ آئینہ برقی رو	5.15
636	منبع دباؤ کے اثرات سے آزاد منبع رو	5.15.1
638	ماسیفٹ کیسکوڈ تفرقی ایپلیٹائر	5.16

645	ایپلیٹرز کا تعددی رد عمل اور فلٹر	6
645	پست تعددی رد عمل	6.1
647	بیس سرے پر کپیسٹرز C_B	6.2
656	ایسٹر سرے پر کپیسٹرز C_E	6.3
663	کلکٹر سرے پر کپیسٹرز C_C	6.4
665	بوڈا خطوط	6.5
672	بیس اور کلکٹر بیرونی کپیسٹرز	6.6
676	بیس اور ایسٹر بیرونی کپیسٹرز کا مجموعی اثر	6.7
684	بیس، ایسٹر اور کلکٹر بیرونی کپیسٹرز کا مجموعی اثر	6.8
687	پست انقطاعی تعدد بذریعہ سورس کپیسٹرز	6.9
694	مسئلہ ملر	6.10
697	بلند تعددی رد عمل	6.11
698	بلند تعددی پائے π ریاضی نمونہ	6.11.1
702	مشترکہ ایسٹر بلند انقطاعی تعدد	6.11.2
705	مشترکہ بیس بلند انقطاعی تعدد	6.11.3
707	f_T کا تجرباتی تخمینہ	6.11.4
708	برقی بوجھ کے موجودگی میں بلند تعددی رد عمل	6.11.5
716	مشترکہ سورس ماسیفٹ ایپلیٹرز کا بلند تعددی رد عمل	6.11.6
720	مشترکہ کلکٹر ایپلیٹرز کا بلند تعددی رد عمل	6.12
725	مشترکہ بیس ایپلیٹرز کا بلند انقطاعی تعدد	6.13
729	کیسکوڈ ایپلیٹرز	6.14
742	فلٹر یا چھلنی	6.15
742	بٹرورت فلٹر (چھلنی)	6.16
750	بٹرورت فلٹر کا دور	6.16.1

765	واپسی ادوار	7
766	ایمپلیفائر کی جماعت بندی	7.1
767	برقی دباؤ ایمپلیفائر	7.1.1
769	برقی روا ایمپلیفائر	7.1.2
770	موصل نما ایمپلیفائر	7.1.3
772	مزاحمت نما ایمپلیفائر	7.1.4
773	واپسی اشارہ	7.2
776	بنیادی کارکردگی	7.3
778	انفرانٹھی دائرہ	7.3.1
779	بنیادی مفروضے	7.3.2
780	واپسی ایمپلیفائر کی خوبیاں	7.4
780	مسکھم انفرانٹھی	7.4.1
785	تعددی انکڑ	7.4.2
785	دائرہ کارکردگی کے پٹی میں وسعت	7.4.3
787	داخلی مزاحمت	7.5
787	واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت	7.5.1
789	واپسی برقی روا ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت	7.5.2
791	واپسی موصل نما ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت	7.5.3
793	واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت	7.5.4
795	خارجی مزاحمت	7.6

796	7.6.1	واہی برقی دباؤ ایپلیٹائر کا خارجی مزاحمت
797	7.6.2	واہی برقی رو ایپلیٹائر کا خارجی مزاحمت
799	7.6.3	واہی موصل نما ایپلیٹائر کا خارجی مزاحمت
800	7.6.4	واہی مزاحمت نما ایپلیٹائر کا خارجی مزاحمت
802	7.7	واہی ایپلیٹائر کے جماعت بندی کی مثالیں
803	7.7.1	واہی برقی دباؤ ایپلیٹائر
804	7.7.2	واہی مزاحمت نما ایپلیٹائر
806	7.7.3	واہی موصل نما ایپلیٹائر
808	7.7.4	واہی برقی رو ایپلیٹائر
811	7.7.5	واہی مزاحمت نما ایپلیٹائر
813	7.8	واہی ایپلیٹائر کا تفصیلی تجزیہ
815	7.9	واہی برقی دباؤ ایپلیٹائر
818	7.10	واہی برقی دباؤ نجیری ایپلیٹائر

823	8	مرتعش
826	8.1	مرتعش کی تخلیق
828	8.2	مزاحمت-کپیسٹر RC مرتعش
835	8.3	وائن مرتعش
837	8.4	n JFET پر مبنی امالہ-کپیسٹر LC ہسٹ مرتعش
841	8.4.1	خود-مائل دور
841	8.5	ٹرانزسٹر ہسٹ مرتعش
845	8.6	عمومی مرتعش
848	8.7	بارٹے اور کاپسٹس مرتعش
854	8.7.1	قلبی مرتعش

دیباچہ

برقی آلات اور عددی ادوار کے بعد مماثل برقیات میری تیسری کتاب ہے۔ یہ کتاب بھی اس امید کے ساتھ لکھی گئی ہے کہ یہ ایک دن برقی انجینئرنگ کی نصابی کتاب کے طور پر پڑھائی جائے گی۔ امید کی جاتی ہے کہ اب بھی طلبہ و طالبات اس سے استفادہ حاصل کر سکیں گے۔

اس کتاب میں تقریباً 503 اشکال اور 174 حل شدہ مثال دئے گئے ہیں۔ اس کے علاوہ مشق کے لئے 175 سوالات بمع جوابات بھی دیے گئے ہیں۔

یہ کتاب Ubuntu استعمال کرتے ہوئے XeLatex میں تشکیل دی گئی۔ پرزہ جات کے خط Octave جبکہ ادوار کو gEDA کی مدد سے بنایا گیا ہے۔ کئی ادوار پر GnuCap کی مدد سے غور کیا گیا۔ میں ان سافٹ ویئر لکھنے والوں کا دل سے شکر گزار ہوں۔ میں طلبہ و طالبات سے گزارش کرتا ہوں کہ وہ آگے بڑھیں اور اس قسم کے سافٹ ویئر لکھیں یا ان کا ترجمہ علاقائی زبانوں میں کریں۔

اس کتاب کو پہلی مرتبہ بطور نصابی کتاب جن طلباء و طالبات نے پڑھا ان کے نام طلحا زاہد، عبد اللہ رضا، عائشہ رباب، سمیا الرحمان، صبح صادق اور فیصل پرویز ہیں۔ انہوں نے کتاب کو درست کرنے میں میری مدد کی جس کا میں شکر گزار ہوں۔

آپ سے التماس ہے کہ اس کتاب کو زیادہ سے زیادہ طلبہ و طالبات تک پہنچائیں اور اس میں غلطیوں کی نشاندہی میرے ای میل پتے پر کریں۔

خالد خان یوسفزئی

9 نومبر 2014

میری پہلی کتاب کا دیباچہ

گزشتہ چند برسوں سے حکومت پاکستان اعلیٰ تعلیم کی طرف توجہ دے رہی ہے جس سے ملک کی تاریخ میں پہلی مرتبہ اعلیٰ تعلیمی اداروں میں تحقیق کا رجحان پیدا ہوا ہے۔ امید کی جاتی ہے کہ یہ سلسلہ جاری رہے گا۔

پاکستان میں اعلیٰ تعلیم کا نظام انگریزی زبان میں رائج ہے۔ دنیا میں تحقیقی کام کا بیشتر حصہ انگریزی زبان میں ہی چھپتا ہے۔ انگریزی زبان میں ہر موضوع پر لاتعداد کتابیں پائی جاتی ہیں جن سے طلبہ و طالبات استفادہ حاصل کر سکتے ہیں۔

ہمارے ملک میں طلبہ و طالبات کی ایک بہت بڑی تعداد بنیادی تعلیم اردو زبان میں حاصل کرتی ہے۔ ان کے لئے انگریزی زبان میں موجود مواد سے استفادہ حاصل کرنا تو ایک طرف، انگریزی زبان از خود ایک رکاوٹ کے طور پر ان کے سامنے آتی ہے۔ یہ طلبہ و طالبات ذہین ہونے کے باوجود آگے بڑھنے اور قوم و ملک کی بھرپور خدمت کرنے کے قابل نہیں رہتے۔ ایسے طلبہ و طالبات کو اردو زبان میں نصاب کی اچھی کتابیں درکار ہیں۔ ہم نے قومی سطح پر ایسا کرنے کی کوئی خاطر خواہ کوشش نہیں کی۔

میں برسوں تک اس صورت حال کی وجہ سے پریشانی کا شکار رہا۔ کچھ کرنے کی نیت رکھنے کے باوجود کچھ نہ کر سکتا تھا۔ میرے لئے اردو میں ایک صفحہ بھی لکھنا ناممکن تھا۔ آخر کار ایک دن میں نے اپنی اس کمزوری کو کتاب نہ لکھنے کا جواز بنانے سے انکار کر دیا اور یوں یہ کتاب وجود میں آئی۔

یہ کتاب اردو زبان میں تعلیم حاصل کرنے والے طلبہ و طالبات کے لئے نہایت آسان اردو میں لکھی گئی ہے۔ کوشش کی گئی ہے کہ اسکول کی سطح پر نصاب میں استعمال تکنیکی الفاظ ہی استعمال کئے جائیں۔ جہاں ایسے الفاظ موجود نہ تھے وہاں روز مرہ میں استعمال ہونے والے الفاظ چنے گئے۔ تکنیکی الفاظ کی چنائی کے وقت اس بات کا دہان رکھا گیا کہ ان کا استعمال دیگر مضامین میں بھی ممکن ہو۔

کتاب میں بین الاقوامی نظام اکائی استعمال کی گئی ہے۔ اہم متغیرات کی علامتیں وہی رکھی گئی ہیں جو موجودہ نظام تعلیم کی نصابی کتابوں میں رائج ہیں۔ یوں اردو میں لکھی اس کتاب اور انگریزی میں اسی مضمون پر لکھی کتاب پڑھنے والے طلبہ و طالبات کو ساتھ کام کرنے میں دشواری نہیں ہوگی۔

امید کی جاتی ہے کہ یہ کتاب ایک دن خالصتاً اردو زبان میں انجینئرنگ کی نصابی کتاب کے طور پر استعمال کی جائے گی۔ اردو زبان میں الیکٹریکل انجینئرنگ کی مکمل نصاب کی طرف یہ پہلا قدم ہے۔

اس کتاب کے پڑھنے والوں سے گزارش کی جاتی ہے کہ اسے زیادہ سے زیادہ طلبہ و طالبات تک پہنچانے میں مدد دیں اور انہیں جہاں اس کتاب میں غلطی نظر آئے وہ اس کی نشاندہی میری ای۔میل پر کریں۔ میں ان کا نہایت شکر گزار ہوں گا۔

اس کتاب میں تمام غلطیاں مجھ سے ہی ڈلی ہیں البتہ اسے درست بنانے میں بہت لوگوں کا ہاتھ ہے۔ میں ان سب کا شکریہ ادا کرتا ہوں۔ یہ سلسلہ ابھی جاری ہے اور مکمل ہونے پر ان حضرات کے تاثرات یہاں شامل کئے جائیں گے۔

میں یہاں کامیٹ یونیورسٹی اور ہائر ایجوکیشن کمیشن کا شکریہ ادا کرنا چاہتا ہوں جن کی وجہ سے ایسی سرگرمیاں ممکن ہوئیں۔

خالد خان یوسفزئی

28 اکتوبر 2011

علامات

اس کتاب میں بین الاقوامی نظام اکائی SI استعمال کیا گیا ہے۔ یوں میٹر، کلو گرام اور سیکنڈ کے علاوہ ولٹ، ایمپیئر، اوہم اور واٹ کو جوں کا توں استعمال کیا جائے گا۔

برقی دباؤ، برقی رو اور ان کی مخصوص خصالتیں اجاگر کرانے کی خاطر مختلف علامتیں استعمال کی جاتی ہیں۔ ان علامتوں کو، جن سے بخوبی واقف ہونا ضروری ہے، یہاں پیش کرتے ہیں۔

منبع یک سمتی برقی دباؤ $V_{DD}, V_{CC}, V_{EE}, V_{BB}$

یک سمتی برقی دباؤ اور برقی رو (اشارہ موجود یا عدم موجود) V_{BE}, V_{CE}, I_D, I_C

نقطہ کارکردگی پر یک سمتی برقی دباؤ اور برقی رو (اشارہ عدم موجود) V_{CEQ}, I_{CQ}

بدلتا اشارہ (اوسط قیمت صفر) $v_d, v_{be}, i_d, i_c, i_e$

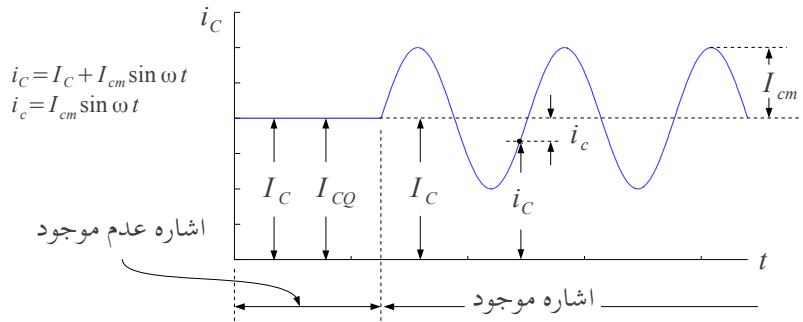
سائن نما برقی رو کی موثر قیمت (rms) I_d, I_c, I_e, I_b

اشارے کی چوٹی $V_{dm}, V_{cem}, I_{dm}, I_{cm}$

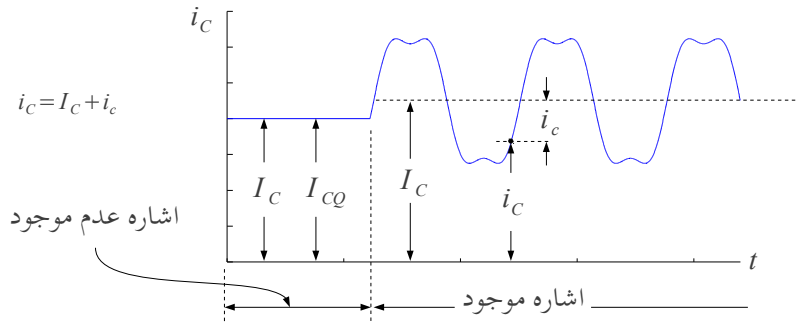
لحاتی برقی دباؤ $v_D, v_{BE}, v_{CE}, v_{BC}$

لحاتی برقی رو i_D, i_C, i_E, i_B

ان کی مزید وضاحت شکل 0.1 اور شکل 0.2 میں کی گئی ہے۔



شکل 0.1: سائن نما اشاره



شکل 0.2: غیر سائن نما اشاره

اصطلاحات

voltage	برقی دباو
current	برقی رو
resistance	برقی مزاحمت
capacitor	برق گیر (کپیسٹر)
inductor	امالہ گیر
impedance	برقی رکاوٹ
voltage source	منبع برقی دباو
current source	منبع برقی رو
dependent voltage source	تابع منبع برقی دباو
independent voltage source	غیر تابع منبع برقی دباو
OPAMP	حسابی ایمپلیفائر
difference pair	تفرقی جوڑا
signal	اشارہ
signal generator	منبع اشارہ
frequency	تعدد
BJT transistor	دو جوڑ ٹرانزسٹر
diode	ڈیوڈ
mosfet	ماسفیٹ
AM signal	چیطہ سوار اشارہ

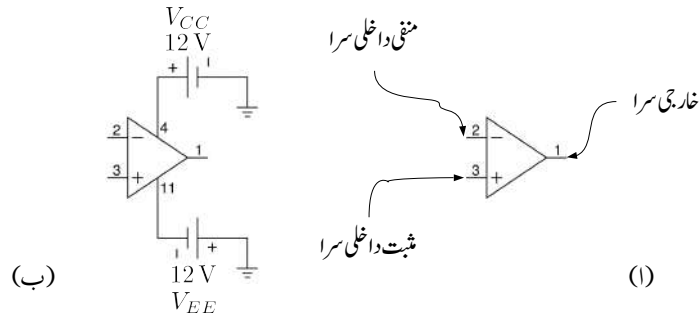
الباب 1

حسابی ایمپلیفائر

ٹرانزسٹر¹ کی ایجاد سے اب تک الیکٹرانکس کے میدان میں ناقابل یقین اور حیرت انگیز ترقی ہوئی ہے۔ شروع میں الگ الگ ٹرانزسٹر استعمال کر کے الیکٹرانک ادوار بنائے جاتے تھے۔ بعد میں سیلیکان کی پتہری² پر ایک سے زیادہ ٹرانزسٹر بنانے کا رجحان پیدا ہوا۔ اس طرح مخلوط ادوار³ وجود میں آئے۔ ایک مربع سنٹی میٹر رقبہ کی سیلیکان پتہری⁴ پر اربوں ٹرانزسٹر بنانا ممکن ہوا اور دیکھتے ہی دیکھتے الیکٹرانک اشیاء زندگی کے ہر شعبے پر چھا گئیں۔

اس کتاب میں الیکٹرانک پرزہ جات کی کارکردگی اور ان کے استعمال سے الیکٹرانک ادوار بنانے پر غور کیا جائے گا۔ پہلے باب میں حسابی ایمپلیفائر⁵ پر غور کیا جائے گا۔ حسابی ایمپلیفائر درحقیقت کئی ٹرانزسٹر پر مبنی ایک نہایت مقبول مخلوط دور ہے جس کا استعمال، برقی پرزہ جات مثلاً مزاحمت، کپیسٹرز وغیرہ کی طرح، نہایت آسان ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کی اندرونی ساخت پر اس کتاب میں آگے جا کر ایک مکمل باب ہے۔

transistor¹
silicon chip²
integrated chip (IC)³
⁴ ہائیڈروجن اور آکسیجن کے ملاپ سے پانی H₂O بنتا ہے۔ اسی طرح سیلیکان اور آکسیجن کے ملاپ سے SiO₂ یعنی ریت یا مٹی بنتی ہے
operational amplifier (OPAMP)⁵



شکل 1.1: حسابی ایمپلیفائر کی علامت

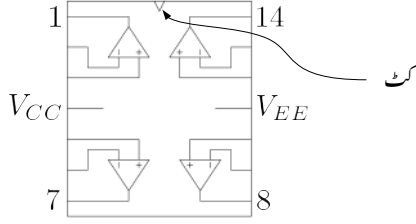
1.1 حسابی ایمپلیفائر کے سرے یا پینے

حسابی ایمپلیفائر کی علامت شکل 1.1 الف میں دکھائی گئی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے عموماً تین سرے ہوتے ہیں جن میں سے دو اس کے داخلی اور ایک خارجی سرا ہوتا ہے۔ یوں شکل-الف میں ایک نمبر پینا⁶ اس کا خارجی سرا ہے جبکہ دو اور تین نمبر پینے اس کے داخلی سرے ہیں۔ شکل الف میں حسابی ایمپلیفائر کی علامت میں دو مزید طاقت کے سرے بھی دکھائے گئے ہیں جو حسابی ایمپلیفائر کو برقی طاقت مہیا کرنے کی خاطر استعمال ہوتے ہیں۔ حسابی ایمپلیفائر اسی وقت کام کر سکتا ہے جب ان طاقت کے پینوں پر درکار برقی طاقت مہیا کی جائے۔ شکل 1.1 ب میں چار نمبر سرا مثبت برقی طاقت کا سرا ہے لہذا اس پر مثبت برقی طاقت مہیا کی گئی ہے جبکہ گیارہ نمبر سرا منفی طاقت کا سرا ہے لہذا اس پر منفی برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر ان مہیا کردہ برقی دباؤ سے برقی طاقت حاصل کرتا ہے۔ روایتی طور پر مثبت برقی دباؤ کو $V_{CC} = 12V$ اور منفی برقی دباؤ کو $V_{EE} = -12V$ پکارا جاتا ہے۔ یوں شکل میں $V_{CC} = 12V$ اور $V_{EE} = -12V$ ہیں۔ حسابی ایمپلیفائر کو عموماً شکل 1.1 الف کی علامت سے ظاہر کرتے ہوئے طاقت پینوں کو نہیں دکھایا جاتا۔

مثبت برقی دباؤ اور منفی برقی دباؤ عموماً منبع برقی دباؤ سے مہیا کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں اس آلہ کو منبع برقی دباؤ، برقی دباؤ کی منبع⁷ یا طاقت کی منبع⁸ پکارا جائے گا۔

صنعت کار ایک یا ایک سے زیادہ تعداد میں حسابی ایمپلیفائر پلاسٹک کی ڈبیا میں بند کرتے ہیں۔ شکل 1.2 میں ایک ہی ڈبیا میں چار حسابی ایمپلیفائر دکھائے گئے ہیں۔ ڈبیا میں بند تمام حسابی ایمپلیفائر کے V_{CC} آپس میں جوڑ کر چار نمبر

⁶ پینوں کو نمبر کرنے کا طریقہ جلد بتلایا جائے گا
⁷ voltage source
⁸ power supply



شکل 1.2: حسابی ایمپلیفائر کی ڈیا

پنیا پر جبکہ تمام V_{EE} کو آپس میں جوڑ کر گیارہ نمبر پنیا پر پہنچایا گیا ہے۔ ڈیا پر باریک کٹ لگایا جاتا ہے۔ اس کٹ سے گھڑی کی الٹ سمت گھومتے ہوئے پنوں کو نمبر کیا جاتا ہے۔ شکل 1.1 میں حسابی ایمپلیفائر کے پنوں پر لکھے گئے نمبر ڈیا کے پنوں کو ظاہر کرتے ہیں۔

1.2 حسابی ایمپلیفائر کی بنیادی کارکردگی

حسابی ایمپلیفائر کی بنیادی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ اگر حسابی ایمپلیفائر کے دو داخلی سروں کے مابین تفرقی برقی اشارہ v_d مہیا کیا جائے تو یہ خارجی سرے پر v_d کو A_d گنا بڑھا کر خارج کرے گا، یعنی خارجی اشارہ v_o اور داخلی اشارہ v_d کا تعلق مندرجہ ذیل ہے

$$(1.1) \quad v_o = A_d \times v_d$$

جہاں

$$(1.2) \quad v_d = v_2 - v_1$$

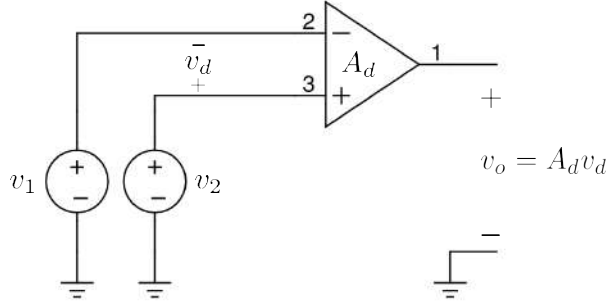
کے برابر ہے۔ شکل 1.3 میں اس حقیقت کو دکھایا گیا ہے۔ A_d کو ایمپلیفائر کا تفرقی برقی دباؤ کی افزائش¹⁰ یا برقی دباؤ کی تفرقی افزائش کہتے ہیں۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کو تفرقی ایمپلیفائر¹¹ بھی کہتے ہیں۔ مساوات 1.1 میں اگر داخلی اشارہ کو دگنا کر دیا جائے تو خارجی اشارہ بھی دگنا ہو جائے گا۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کی کارکردگی خطی¹² نوعیت کی ہے۔

⁹differential voltage signal

¹⁰differential voltage gain

¹¹difference amplifier

¹²linear relation



شکل 1.3: حسابی ایمپلیفائر کی کارکردگی

یہاں اس بات کا ذکر کرنا ضروری ہے کہ حسابی ایمپلیفائر کے خارجی اشارہ v_o کی قیمت کسی صورت مثبت برقی دباؤ V_{CC} سے زیادہ یا منفی برقی دباؤ V_{EE} سے کم نہیں ہو سکتی۔ حقیقت میں v_o کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ حد V_{CC} سے، 1 تا 3 وولٹ کم ہوتا ہے۔ اسی طرح v_o کی کم سے کم ممکنہ حد V_{EE} سے، 1 تا 3 وولٹ زیادہ ہوتا ہے۔ یعنی

$$(1.3) \quad (V_{EE} + \Delta_-) < v_o < (V_{CC} - \Delta_+)$$

اس مساوات میں Δ_+ اور Δ_- ایک سے تین وولٹ کو ظاہر کرتے ہیں۔ اس کتاب میں جب تک کہا نہ جائے ہم Δ_+ اور Δ_- کی قیمت صفر تصور کریں گے۔ یوں v_o مثبت برقی دباؤ V_{CC} سے لے کر منفی برقی دباؤ V_{EE} تک کی قیمت اختیار کر سکتا ہے۔ حصہ 1.6.1 میں اس عمل پر تذکرہ کیا جائے گا۔

اگر حسابی ایمپلیفائر کو مہیا تفرقی اشارہ v_d کی قیمت اتنی ہو کہ مساوات 1.1 سے حاصل v_o کی قیمت مساوات 1.3 میں دیے حدود سے تجاوز کرے تو اس صورت میں حسابی ایمپلیفائر مساوات 1.1 پر پورا نہیں اترے گا جبکہ اس کی v_o مساوات 1.3 میں دیے حدود کے اندر ہی رہے گی۔ اس صورت میں مثبت جانب بڑھتے ہوئے v_o کی قیمت $(V_{CC} - \Delta_+)$ تک پہنچ کر رک جائے گی یا پھر منفی جانب گھٹتے ہوئے v_o کی قیمت $(V_{CC} - \Delta_-)$ تک پہنچ کر رک جائے گی۔ اس صورت میں $|v_d|$ کو مزید بڑھانے سے v_o کی قیمت پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ اس صورت میں حسابی ایمپلیفائر کی کارکردگی غیر خطی ہو گی اور اس کو حسابی ایمپلیفائر کا لبریزو¹³ ہونا کہتے ہیں۔

مثال 1.1: ایک حسابی ایمپلیفائر جس کی تفرقی افزائش برقی دباؤ A_d کی قیمت $100\,000 \frac{V}{V}$ ہے کو اس کے داخلی سروں پر مندرجہ ذیل برقی دباؤ مہیا کئے جاتے ہیں۔

$$.1 \quad v_2 = 10 \mu V \quad \text{اور} \quad v_1 = 0 V$$

$$.2 \quad v_2 = 0 V \quad \text{اور} \quad v_1 = 10 \mu V$$

$$.3 \quad v_2 = 2.000\,05 V \quad \text{اور} \quad v_1 = 2.000\,03 V$$

$$.4 \quad v_2 = 2.0005 V \quad \text{اور} \quad v_1 = 2.0003 V$$

$$.5 \quad v_2 = 2.03 V \quad \text{اور} \quad v_1 = 2.05 V$$

$$.6 \quad v_2 = 2.03 V \quad \text{اور} \quad v_1 = 2.03 V$$

$V_{CC} = 12 V$ اور $V_{EE} = -12 V$ جبکہ $\Delta_+ = \Delta_- = 0$ ہونے کی صورت میں حسابی ایمپلیفائر کی v_o دریافت کریں۔

حل: جب تک v_o مساوات 1.3 میں دیے حدود کے اندر رہے، حسابی ایمپلیفائر داخلی برقی دباؤ کو ایک لاکھ مرتبہ بڑھا کر خارج کرے گا۔ یوں

$$\begin{aligned} .1 \quad v_o &= A_d \times v_d \\ &= A_d \times (v_2 - v_1) \\ &= 100000 \times (10 \times 10^{-6} - 0) \\ &= 1 V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} .2 \quad v_o &= A_d \times v_d \\ &= A_d \times (v_2 - v_1) \\ &= 100000 \times (0 - 10 \times 10^{-6}) \\ &= -1 V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} .3 \quad v_o &= A_d \times v_d \\ &= A_d \times (v_2 - v_1) \\ &= 100000 \times (2.00005 - 2.00003) \\ &\approx 2 V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 4. \quad v_0 &= A_d \times v_d \quad \text{چوتھے صورت میں } v_0 \text{ کی قیمت مساوات 1.3 میں دیے} \\
 &= A_d \times (v_2 - v_1) \\
 &= 100000 \times (2.0005 - 2.0003) \\
 &= 20 \text{ V}
 \end{aligned}$$

حدود سے تجاوز کر گئی جو کہ ناممکن صورت حال ہے۔ لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ اس صورت میں حسابی ایمپلیفائر کی کوشش ہو گی کہ v_0 کی قیمت بیس وولٹ ہو لیکن حسابی ایمپلیفائر ایسا کرنے سے عاجز ہے کیونکہ اس کے خارجی اشارے کی قیمت V_{CC} کی قیمت سے زیادہ نہیں ہو سکتی۔ لہذا $\Delta_+ = \Delta_- = 0$ لیتے ہوئے اس صورت میں v_0 زیادہ سے زیادہ ممکنہ برقی دباؤ کے برابر ہو گا یعنی $v_0 = +12\text{V}$ ہو گا۔ حقیقت میں v_0 کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت V_{CC} سے ایک یا دو وولٹ کم ہوتی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر بنانے والے یہ معلومات فراہم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 5. \quad v_0 &= A_d \times v_d \quad \text{یہاں } v_0 \text{ کی قیمت مساوات 1.3 میں دیے حدود سے تجاوز کر گئی} \\
 &= A_d \times (v_2 - v_1) \\
 &= 100000 \times (2.03 - 2.05) \\
 &= -2000 \text{ V}
 \end{aligned}$$

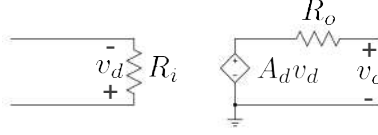
جو کہ ناممکن صورت حال ہے۔ اس صورت میں v_0 کی قیمت V_{EE} سے قدر زیادہ قیمت اختیار کرے گی۔ $\Delta_+ = \Delta_- = 0$ لیتے ہوئے اس صورت $v_0 = -12\text{V}$ ہو گی۔

$$\begin{aligned}
 6. \quad v_0 &= A_d \times v_d \\
 &= A_d \times (v_2 - v_1) \\
 &= 100000 \times (2.03 - 2.03) \\
 &= 0 \text{ V}
 \end{aligned}$$

یہاں آپ نے دیکھا کہ دونوں داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ مہیا کرنے سے حسابی ایمپلیفائر صفر وولٹ خارج کرتا ہے۔ دونوں داخلی سروں پر برابر مہیا کردہ برقی دباؤ کو مشترکہ برقی دباؤ¹⁴ کہتے ہیں۔ حسابی ایمپلیفائر مشترکہ برقی دباؤ کو رد کرتا ہے۔

یہاں یہ بتلاتا چلوں کہ کسی بھی داخلی برقی دباؤ کو مشترکہ برقی دباؤ v_{CM} اور تفریق برقی دباؤ¹⁵ v_d میں تقسیم کیا جاسکتا ہے۔ پانچویں جزو میں $v_1 = 2.05\text{V}$ اور $v_2 = 2.03\text{V}$ کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ حسابی

¹⁴ common mode voltage
¹⁵ differential mode voltage



شکل 1.4: حسابی ایمپلیفائر کا مساوی دور (ریاضی نمونہ)

ایمپلیفائر کو $2.04 \text{ V} = \frac{2.05+2.03}{2}$ بطور مشترکہ برقی دباؤ فراہم کئے گئے جبکہ اسے $2.03 - 2.05 = -0.02 \text{ V}$ بطور تفرقی برقی دباؤ مہیا کئے گئے۔

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ چند مائیکرو وولٹ ¹⁶ برقی دباؤ کو حسابی ایمپلیفائر بڑھا کر وولٹ کی حد میں لے آتا ہے۔ یہاں آپ کی دلچسپی کی خاطر بتلاتا چلوں کہ انسانی اعصابی نظام ستر ملی وولٹ 70 mV کے لگ بھگ برقی دباؤ پر کام کرتا ہے۔ یوں حسابی ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے آپ اعصابی نظام کے کارکردگی پر تحقیق کر سکتے ہیں۔

اس مثال کے پہلے دو حصوں میں آپ نے دیکھا کہ اگر داخلی برقی دباؤ کو حسابی ایمپلیفائر کے مثبت داخلی سرے ¹⁷ پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی برقی دباؤ کی علامت تبدیل نہیں ہوتی۔ یعنی اگر مثبت برقی دباؤ مہیا کی جائے تو مثبت برقی دباؤ ہی خارج کی جاتی ہے۔ اس کے برعکس اگر برقی دباؤ کو حسابی ایمپلیفائر کے منفی داخلی سرے ¹⁸ پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی برقی دباؤ کی علامت تبدیل ہو جاتی ہے۔ یعنی اگر مثبت برقی دباؤ مہیا کی جائے تو منفی برقی دباؤ خارج کی جاتی ہے۔

1.3 حسابی ایمپلیفائر کا مساوی دور یا ریاضی نمونہ

حسابی ایمپلیفائر کا مساوی دور شکل 1.4 میں دکھایا ¹⁹ گیا ہے۔ جیسا کہ شکل سے واضح ہے داخلی جانب سے حسابی

¹⁶ μV
¹⁷ non-inverting input
¹⁸ inverting input
¹⁹ اس شکل میں تفرقی برقی دباؤ کا مثبت سراپا بھی جانب ہے۔

ایمپلیفائر بالکل ایک مزاحمت R_i کی طرح معلوم ہوتا ہے جبکہ خارجی جانب یہ تابع منبع دباؤ²⁰ جس کے ساتھ سلسلہ وار مزاحمت R_o جڑی ہو معلوم ہوتا ہے۔ تابع منبع دباؤ، داخلی جانب مہیا اشارہ v_d کے تابع ہے۔

حسابی ایمپلیفائر کے صنعت کاروں کی کوشش ہوتی ہے کہ حسابی ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت R_i کی قیمت زیادہ سے زیادہ جبکہ خارجی مزاحمت R_o کی قیمت کم سے کم ہو۔ اسی طرح کوشش کی جاتی ہے کہ تفرقی افزائش برقی دباؤ A_d کی قیمت زیادہ سے زیادہ ہو۔ جدول 1.1 میں آپ کے اندازے کی خاطر ایک عام دستیاب حسابی ایمپلیفائر²¹ کے ریاضی نمونے²² کے اجزاء دئے گئے ہیں۔ ان مقداروں کو مثال بناتے ہوئے شکل 1.4 پر غور کرتے

جدول 1.1: عام دستیاب حسابی ایمپلیفائر کے ریاضی نمونے کی مقررہ مقداریں

$10^{12} \Omega$	R_i
100Ω	R_o
$100\,000 \frac{V}{V}$	A_d

ہیں۔

1.3.1 داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ ہوتا ہے

حسابی ایمپلیفائر کو عام طور خطی کارکردگی کے احاطے میں استعمال کیا جاتا ہے یعنی اسے استعمال کرتے ہوئے v_d کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ v_o مساوات 1.3 میں دیے حدود کے اندر رہے۔ $V_{CC} = 12\text{ V}$ اور $V_{EE} = -12\text{ V}$ لیتے ہوئے v_o کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت تقریباً 12 V اور کم سے کم ممکنہ قیمت تقریباً -12 V ہے۔ جب $v_o = 12\text{ V}$ ہو، اس وقت مساوات 1.1 کے تحت $v_d = 120\ \mu\text{V}$ ہو گا اور جب $v_o = -12\text{ V}$ ہو اس وقت $v_d = -120\ \mu\text{V}$ ہو گا۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کو خطی خطے میں استعمال کرتے ہوئے $|v_d| < 120\ \mu\text{V}$ رہے گا۔ شکل 1.3 کو دیکھتے ہوئے اس بات کو یوں بیان کر سکتے ہیں کہ

$$(1.4) \quad |v_d| = |v_2 - v_1| < 120\ \mu\text{V}$$

رکھتے ہوئے حسابی ایمپلیفائر خطی خطے میں رہتا ہے۔ $120\ \mu\text{V}$ اتنی کم برقی دباؤ ہے کہ اسے نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے سے حسابی ایمپلیفائر پر مبنی ادوار کو حل کرنا نہایت آسان ہو جاتا ہے۔ یوں اس مساوات کو اس طرح

²⁰ depended voltage source

²¹ عام دستیاب ایمپلیفائر کی قیمت بازار میں فروخت ہونے والی نمودار کی دوروں کے لگ بھگ ہے

²² model

لکھا جا سکتا ہے

$$(1.5) \quad \begin{aligned} |v_2 - v_1| &\approx 0 \\ v_2 &\approx v_1 \end{aligned}$$

یہ نہایت اہم مساوات ہے جسے بار بار استعمال کیا جائے گا۔ اس مساوات کے تحت جب تک حسابی ایمپلیفائر کو خطی احاطے میں استعمال کیا جائے اس وقت تک اس کے دونوں داخلی سروں پر تقریباً برابر برقی دباؤ ہو گا۔

اوپر مثال کو دوبارہ دیکھتے ہوئے پہلی دو صورتوں میں $v_2 \approx v_1 \approx 0$ ہے جبکہ تیسری صورت میں $v_2 \approx 2v_1$ ہے۔ ان میں حسابی ایمپلیفائر خطی احاطے میں کام کر رہا ہے۔ چونکہ اور پانچویں صورتوں میں یہ غیر خطی احاطے میں کام کر رہا ہے۔ پانچویں صورت میں یہ بات زیادہ واضح سامنے آتی ہے کہ v_2 اور v_1 برابر نہیں۔ یہاں ان میں 20 mV کا فرق ہے جسے نظر انداز نہیں کیا جا سکتا۔

1.3.2 داخلی سروں پر برقی رو صفر ہوتی ہے

آپ نے دیکھا کہ حسابی ایمپلیفائر کو خطی احاطے میں استعمال کرتے ہوئے $|v_d| < 120 \mu\text{V}$ رہتا ہے۔ اگر $R_i = 10^{12} \Omega$ ہو تو شکل 1.4 کو دیکھتے ہوئے مزاحمت R_i میں برقی رو i کی قیمت

$$(1.6) \quad i = \frac{v_d}{R_i} = \frac{|120 \times 10^{-6}|}{10^{12}} = 1.2 \times 10^{-16} \text{ A}$$

ہو گی جو کہ قابل نظر انداز قیمت ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سروں پر برقی رو کی قیمت صفر ایمپیر ہو گی یا یہ کہ ان سروں کو مکمل طور منقطع تصور کیا جا سکتا ہے۔ یوں

$$(1.7) \quad i \approx 0 \text{ A}$$

تصور کیا جاتا ہے۔

1.3.3 داخلی مزاحمت کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے

جیسا کہ جدول میں ذکر ہوا حسابی ایپلیفائر کے داخلی مزاحمت R_i کی قیمت نہایت بڑی ہوتی ہے۔ اتنی مزاحمت کو یقیناً لا محدود تصور کیا جا سکتا ہے یعنی

$$(1.8) \quad R_i \rightarrow \infty$$

اس کا مطلب ہے کہ داخلی سروں کو آپس میں مکمل طور منقطع سمجھا جا سکتا ہے۔

1.3.4 تفرقی افزائش کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے

جدول 1.1 میں تفرقی افزائش برقی دباؤ کی مثال $A_d = 100\,000 \frac{V}{V}$ دی گئی ہے جسے لا محدود تصور کیا جا سکتا ہے یعنی

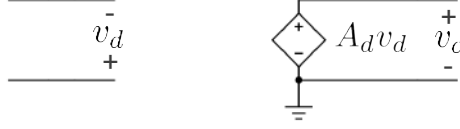
$$(1.9) \quad A_D \rightarrow \infty$$

اس مساوات کو دیکھتے یہ خیال آتا ہے کہ لا محدود افزائش کی صورت میں اسے استعمال کیسے کیا جائے گا۔ درحقیقت حسابی ایپلیفائر کو عموماً واپسی اشارہ²³ مہیا کرتے ہوئے استعمال کیا جاتا۔ اس بات کی وضاحت حصہ 1.5 میں ہو جائے گی۔

1.3.5 خارجی مزاحمت کو صفر اوہم تصور کیا جا سکتا ہے

آپ دیکھیں گے کہ عام استعمال میں حسابی ایپلیفائر کے خارجی جانب جڑے بیرونی مزاحمتوں کی قیمتیں کلو اوہم $k\Omega$ کے حدود میں ہوں گی جو کہ R_o کی قیمت سے کئی گنا زیادہ ہے۔ یوں حسابی ایپلیفائر پر مبنی ادوار حل کرتے وقت اگر R_o کو بالکل نظر انداز کر دیا جائے تو حاصل جواب پر خاص فرق نہیں پڑے گا۔ عام استعمال میں ایسا ہی تصور کیا جاتا ہے یعنی

$$(1.10) \quad R_o \approx 0 \Omega$$



شکل 1.5: کامل حسابی ایملیفائر کا مساوی دور یا ریاضی نمونہ

1.4 کامل حسابی ایملیفائر

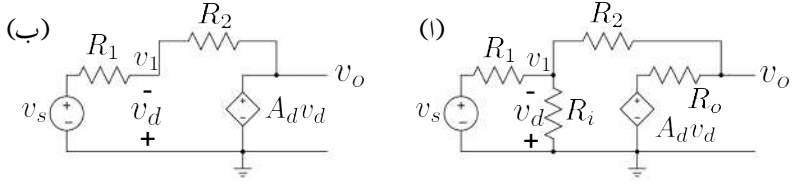
خطی خطے میں استعمال ہوتے ہوئے حسابی ایملیفائر کی کارکردگی پر غور کرتے ہوئے کچھ حقائق سامنے آئے جنہیں مساوات 1.5، 1.7، 1.8، اور 1.10 میں بیان کیا گیا۔ ان مساوات کو یہاں یکجا کر کے پیش کرتے ہیں۔

$$(1.11) \quad \begin{aligned} v_2 &= v_1 && \text{خطی خطے} \\ i &= 0 \\ R_i &= \infty \\ R_o &= 0 \end{aligned}$$

ایسا کرتے وقت \approx اور \rightarrow کے علامات کی جگہ = کی علامت استعمال کی گئی ہے۔ ان مساوات کے پہلے جزو میں خطی خطے لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی جاتی ہے کہ داخلی سرے صرف اس صورت برابر برقی دباؤ پر رہتے ہیں جب تک ایملیفائر خطی خطے میں رہے۔ اس بات کی وضاحت مثال 1.5 میں ہوگی۔ ان مساوات کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم شکل 1.4 کو دوبارہ بناتے ہیں۔ ایسا کرنے سے شکل 1.5 حاصل ہوتا ہے جو کہ کامل حسابی ایملیفائر²⁴ کا مساوی دور یا ریاضی نمونہ²⁵ ہے۔ اس شکل سے واضح ہے کہ داخلی سروں پر برقی رو صفر ایملیفائر ہے، داخلی مزاحمت لامحدود جبکہ خارجی مزاحمت صفر اؤہم ہے۔

مثال 1.2:

ideal²⁴
model²⁵



شکل 1.6: حسابی ایپلیٹائر کے مساوی دور (ریاضی نمونے) کا استعمال

- جدول 1.1 میں دیے مقدار اور حسابی ایپلیٹائر کا غیر کامل مساوی دور (ریاضی نمونہ) استعمال کرتے ہوئے $v_s = 1V$ پر شکل 1.7 میں v_o کی قیمت حاصل کریں۔ $R_1 = 1k\Omega$ اور $R_1 = 10k\Omega$ ہیں۔
- حسابی ایپلیٹائر کا کامل مساوی دور اور جدول 1.1 میں دیے گئے A_d کی قیمت استعمال کرتے ہوئے دوبارہ v_o کی قیمت حاصل کریں۔
- دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔

حل: شکل 1.6 الف میں حسابی ایپلیٹائر کا غیر کامل مساوی دور جبکہ شکل الف میں اس کا کامل مساوی دور استعمال کرتے ہوئے شکل 1.7 کو بنایا گیا ہے۔

- شکل الف میں کرنوف کے قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہوئے

$$\frac{v_1 - v_s}{R_1} + \frac{v_1}{R_i} + \frac{v_1 - v_o}{R_2} = 0$$

$$\frac{v_o - v_1}{R_2} + \frac{v_o - A_d v_d}{R_o} = 0$$

حاصل ہوتا ہے۔ دیے گئے قیمتیں استعمال کرتے ہوئے اور $v_1 = -v_d$ لکھ کر حل کرتے ہیں۔

$$\frac{-v_d - 1}{1000} + \frac{-v_d}{10 \times 10^{12}} + \frac{-v_d - v_o}{10000} = 0$$

$$\frac{v_o + v_d}{10000} + \frac{v_o - 100000v_d}{100} = 0$$

$\frac{v_d}{10^{12}}$ کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$v_d = \frac{1 + 0.1v_o}{1.1}$$

$$v_o = \frac{10\,000\,001}{101}v_d$$

اور یوں

$$v_o = -10.00111\text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

- شکل 1.6 ب پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\frac{v_1 - v_s}{R_1} + \frac{v_1 - A_d v_d}{R_2} = 0$$

$$\frac{-v_d - v_s}{R_1} + \frac{-v_d - A_d v_d}{R_2} = 0$$

$$v_d = \frac{-v_s}{1 + \frac{R_1}{R_2}(1 + A_d)}$$

اور یوں $v_o = A_d v_d$ لکھتے ہوئے

$$(1.12) \quad v_o = \frac{-A_d v_s}{1 + \frac{R_1}{R_2}(1 + A_d)}$$

یعنی

$$v_o = \frac{-100\,000v_s}{1 + \frac{1000}{10\,000}(1 + 100\,000)} = -9.9989\text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں $v_s = 1\text{ V}$ پُر کیا گیا ہے۔

- پہلے جواب کی نسبت سے دیکھتے ہوئے دونوں جوابات میں صرف

$$\left| \frac{-10.00111 + 9.9989}{10.00111} \right| \times 100 = 0.0221\%$$

کافرق ہے جو کہ قابل نظر انداز ہے۔ یوں اس مثال میں غیر کامل اور کامل مساوی ادوار استعمال کرتے ہوئے یکساں جوابات حاصل ہوتے ہیں۔

مساوات 1.12 میں $A_d \gg 1$ اور $\frac{R_1}{R_2} (1 + A_d) \gg 1$ ہے۔ یوں اس مساوات کو با آسانی اس طرح بھی حل کیا جا سکتا ہے

$$v_o = \frac{-A_d v_s}{1 + \frac{R_1}{R_2} (1 + A_d)} \approx \frac{-A_d v_s}{\frac{R_1}{R_2} (1 + A_d)} \approx \frac{-A_d v_s}{\frac{R_1}{R_2} A_d} = -\frac{R_2}{R_1} v_s$$

یہی جواب $A_d \gg 1$ اور $\frac{R_1}{R_2} (1 + A_d) \gg 1$ کے حقائق (یا شرائط) کی بجائے $A_d \rightarrow \infty$ تصور کرتے ہوئے بھی حاصل کیا جا سکتا تھا۔

اس مثال میں حسابی ایمپلیفائر کے ساتھ بیرونی جوڑے گئے مزاحمت R_1 اور R_2 کی قیمتیں حسابی ایمپلیفائر کے اندرونی مزاحمت R_i سے بہت کم اور اندرونی مزاحمت R_o سے بہت زیادہ تھیں۔ مزید یہ کہ A_d کی قیمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے زیادہ آسانی سے جواب حاصل ہوتا ہے۔

جب بھی حسابی ایمپلیفائر کے ساتھ بیرونی جڑے مزاحمت کی قیمت R_i سے بہت کم اور R_o سے بہت زیادہ ہو، ایسی صورت میں غیر کامل اور کامل مساوی ادوار دونوں کے استعمال سے یکساں جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ کامل دور استعمال کرتے ہوئے جواب زیادہ آسانی سے حاصل ہوتا ہے لہذا ایسی صورت میں کامل مساوی دور (ریاضی نمونہ) ہی استعمال کیا جاتا ہے۔ مزید یہ کہ $A_d \rightarrow \infty$ تصور کرنے سے مسئلہ حل کرنا نہایت آسان ہو جاتا ہے۔ ان تین حقائق کو یہاں بیان کرتے ہیں۔

$$(1.13) \quad \begin{aligned} R_{\text{بیرونی}} &\ll R_i \\ R_{\text{بیرونی}} &\gg R_o \\ A_d &\rightarrow \infty \end{aligned}$$

حسابی ایمپلیفائر کے استعمال میں بیرونی مزاحمتوں کی قیمتیں تعین کرتے وقت اس بات کو یقینی بنایا جاتا ہے کہ یہ مساوات 1.13 پر پورا اتریں۔ انہیں اب ایسے ادوار دیکھیں جو مساوات 1.13 پر پورا اترتے ہوں۔

مثال 1.3: شکل 1.7 میں حسابی ایمپلیفائر کا کامل مساوی دور (ریاضی نمونہ) استعمال کرتے ہوئے داخلی مزاحمت کی مساوات حاصل کریں۔

حل: شکل 1.6 ب میں کامل دور استعمال کرتے ہوئے اسی کو دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ منفی داخلی سرے پر کرنوف کے قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہوئے اس میں $v_o = A_d v_d$ یعنی $v_o = -A_d v_1$ ڈالتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\frac{v_1 - v_s}{R_1} + \frac{v_1 - v_o}{R_2} &= 0 \\ \frac{v_1 - v_s}{R_1} + \frac{v_1 + A_d v_1}{R_2} &= 0 \\ v_1 &= \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1 + A_d}{R_2} \right) = \frac{v_s}{R_1} \\ v_1 &= \frac{v_s}{R_1} \left(\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1 + A_d}{R_2}} \right)\end{aligned}$$

اس نتیجے کو استعمال کرتے ہوئے v_s سے v_1 کی جانب برقی رو i_s یوں حاصل ہوگی۔

$$i_s = \frac{v_s - v_1}{R_1} = \frac{v_s}{R_1} - \frac{v_s}{R_1^2} \left(\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1 + A_d}{R_2}} \right)$$

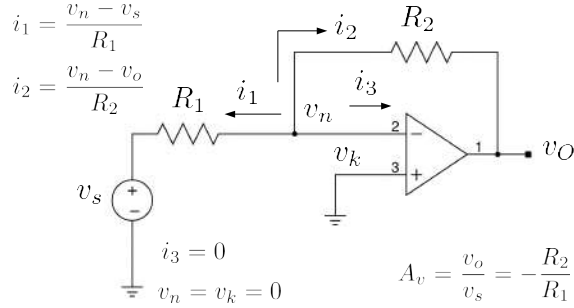
جس سے داخلی مزاحمت کی مساوات یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(1.14) \quad R_{داخلی} = \frac{v_s}{i_s} = R_1 + \frac{R_2}{1 + A_d}$$

1.5 حسابی ایمپلیفائر کے ادوار

حسابی ایمپلیفائر کو استعمال کرتے خارجی اشارہ کا کچھ حصہ لے کر اسے دوبارہ داخلی اشارہ کے طور استعمال کیا جاتا ہے۔ ایسے ادوار کو واپسی ادوار کہتے ہیں اور ایسے واپس کردہ اشارے کو واپسی اشارہ²⁶ کہتے ہیں۔ اس بات کی وضاحت جلد ہوگی۔

²⁶feedback signal



شکل 1.7: منفی ایپلیفائر

1.5.1 منفی ایپلیفائر

شکل 1.7 میں دکھائے دور کو مثال بناتے ہوئے ہم حسابی ایپلیفائر پر مبنی ادوار حل کرنا سیکھتے ہیں۔ شکل میں حسابی ایپلیفائر کے داخلی سروں پر برقی دباؤ کو v_n اور v_k جبکہ خارجی سرے پر برقی دباؤ کو v_o کہا گیا ہے۔ اس کتاب میں یہی علامتیں استعمال کی جائیں گی۔ اس دور کو منفی ایپلیفائر²⁷ کہتے ہیں۔

ایسے ادوار حل کرنے کی خاطر ہم حسابی ایپلیفائر کے داخلی سروں پر کرخوف کسے قوانین²⁸ کا سہارا لیتے ہیں۔ جوڑ²⁹ v_n سے تین شاخیں نکلتی ہیں۔ شکل میں ان شاخوں میں برقی رو کو i_1 ، i_2 اور i_3 کہا گیا ہے۔ کرخوف کا قانون برائے برقی رو³⁰ کہتا ہے کہ کسی بھی جوڑ پر اندر کی جانب کل برقی رو اس جوڑ پر باہر کی جانب کل برقی رو کے برابر ہوگی۔ چونکہ ہم نے جوڑ پر تمام برقی رو کو باہر کی جانب نکلتے تصور کیا ہے لہذا اس صورت میں ان کا مجموعہ صفر ہوگا یعنی

$$(1.15) \quad i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

مساوات 1.11 کے تحت حسابی ایپلیفائر کے داخلی سرے پر برقی رو کی قیمت صفر ہوتی ہے۔ اس مثال میں اس برقی رو کو i_3 کہا گیا ہے لہذا

$$(1.16) \quad i_3 = 0$$

inverting amplifier²⁷Kirchoff's laws²⁸node²⁹Kirchoff's current law³⁰

ہے۔ اُوہم کا قانون استعمال کرتے ہم i_1 اور i_2 حاصل کرتے ہیں۔

$$(1.17) \quad \begin{aligned} i_1 &= \frac{v_n - v_s}{R_1} \\ i_2 &= \frac{v_n - v_o}{R_2} \end{aligned}$$

مساوات 1.16 اور 1.17 کو مساوات 1.15 میں استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$(1.18) \quad \frac{v_n - v_s}{R_1} + \frac{v_n - v_o}{R_2} + 0 = 0$$

جوڈ v_n پر کرخوف کا قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہم نے مساوات 1.18 حاصل کی۔ اگر جوڈ v_k پر بھی برقی ارکان مثلاً مزاحمتیں یا برقی اشارات جڑے ہوتے، تب اس جوڈ کو بھی بالکل جوڈ v_n کی طرح حل کرتے۔ موجودہ مثال میں ایسا نہیں۔ جوڈ v_k برقی زمین³¹ کے ساتھ جڑا ہے اور یوں ہم اس جوڈ کے لئے لکھ سکتے ہیں

$$(1.19) \quad v_k = 0$$

حسابی ایمپلیفائر کے دونوں داخلی برقی سروں والے جوڈوں کے لئے یوں مساواتیں حاصل کرنے کے بعد ہم مساوات 1.11 کی پہلی شیٹ استعمال کرتے ہیں۔ مساوات 1.19 سے v_k کی قیمت کو مساوات 1.18 میں v_n میں استعمال کرتے حل کرتے ہیں۔

$$(1.20) \quad \begin{aligned} \frac{0 - v_s}{R_1} + \frac{0 - v_o}{R_2} &= 0 \\ -\frac{v_s}{R_1} - \frac{v_o}{R_2} &= 0 \\ v_o &= -\frac{R_2}{R_1} v_s \end{aligned}$$

اس مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے۔

$$(1.21) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1}$$

یہ مساوات شکل 1.7 میں دیے منفی ایمپلیفائر کے خارجی اشارہ v_o اور مہیا کردہ داخلی اشارہ v_s کا تعلق بیان کرتا ہے۔ اس مساوات میں v_o اور v_s کے کسر کو منفی ایمپلیفائر کے برقی دباو کی افزائش³² A_v کہا گیا ہے۔ اس

ground³¹
voltage gain³²

اصطلاح کو عموماً چھوٹا کر کے منفی افزائش یا صرف افزائش³³ کہا جاتا ہے۔ اس مساوات میں منفی کی علامت اس حقیقت کو بیان کرتا ہے کہ خارجی اور داخلی اشارے آپس میں 180 کے زاویہ پر ہیں۔

مثال 1.4: شکل 1.7 میں دکھائے منفی ایپلیفائر میں $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ تصور کریں۔ اس منفی ایپلیفائر کو باری باری مندرجہ ذیل برقی اشارات بطور v_s مہیا کیا جاتا ہے۔ ان تمام کے لئے حسابی دور کا خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ حل کرتے وقت $V_{CC} = 15 \text{ V}$ اور $V_{EE} = -15 \text{ V}$ تصور کریں۔

$$v_s = 0.2 \text{ V} \quad .1$$

$$v_s = 0.31 \text{ V} \quad .2$$

$$v_s = -0.52 \text{ V} \quad .3$$

$$v_s = 0.1 \sin(t) \quad .4$$

$$v_s = 2 \sin(t) \quad .5$$

حل: جب تک خارجی اشارہ v_o مساوات 1.3 میں دیے حدود کے اندر رہتا ہے، اس وقت تک مساوات 1.21 منفی ایپلیفائر کی خارجی اشارہ v_o حاصل کرنے کے لئے استعمال ہو گا یعنی

$$v_o = - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) v_s = - \left(\frac{10000}{1000} \right) v_s = -10v_s$$

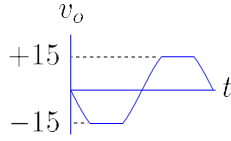
$$v_o = -10 \times 0.2 = -2 \text{ V} \quad .1$$

$$v_o = -10 \times 0.31 = -3.1 \text{ V} \quad .2$$

$$v_o = -10 \times (-0.52) = 5.2 \text{ V} \quad .3$$

$$v_o = -10 \times 0.1 \sin(t) = -\sin(t) \quad .4$$

$$v_o = -10 \times 2 \sin(t) = \underbrace{-20 \sin(t)}_{\text{غیر خطی خطہ}} \quad .5$$

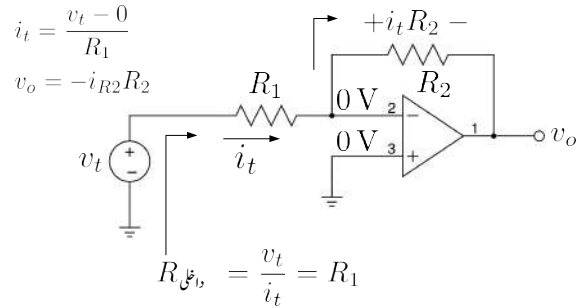


شکل 1.8: حسابی ایمپلیفائر کے لبریز ہونے سے خارجی اشارہ تراشا جاتا ہے

اس مثال کی پہلی چار صورتوں میں مساوات 1.21 سے صحیح جواب حاصل ہوتا ہے۔ آخری صورت میں چونکہ حاصل v_o کی قیمت حسابی ایمپلیفائر کے خطی حدود سے تجاوز کرتی ہے لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ اس جواب کے نیچے غیر خطی خطہ لکھ کر اسی بات کی وضاحت کی گئی ہے۔ اس صورت میں t کی قیمت تبدیل کرتے v_o کی قیمت $v_o = -20 \sin(t)$ سے ہی حاصل کی جاتی ہے۔ جب تک حاصل جواب مساوات 1.3 میں دیے حدود کے اندر رہے اسے صحیح تصور کیا جاتا ہے۔ جہاں v_o کی قیمت V_{CC} سے بلند ہونے کی کوشش کرے وہاں $v_o = V_{CC}$ لیا جاتا ہے۔ اسی طرح جہاں v_o کی قیمت V_{EE} سے تجاوز کرے وہاں $v_o = V_{EE}$ لیا جاتا ہے۔ اس بات کی وضاحت شکل 1.8 میں کی گئی ہے۔ اس شکل کی مدد سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ حسابی ایمپلیفائر V_{EE} تا V_{CC} کے حدود میں خطی رد عمل رکھتا ہے جبکہ ان حدود کے باہر یہ غیر خطی رد عمل رکھتا ہے جس سے خارجی اشارہ تراشا جاتا ہے۔

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ v_s کے مثبت ہونے کی صورت میں v_o کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ v_s کے منفی ہونے کی صورت میں v_o کی قیمت مثبت ہوتی ہے یعنی منفی ایمپلیفائر مہیا کردہ داخلی اشارے v_s کی قیمت کو الٹ کرتا ہے۔ اسی لئے اسے منفی ایمپلیفائر³⁴ کہا جاتا ہے۔

اسی مثال میں آپ نے دیکھا کہ v_o کی قیمت v_s کے منفی دس -10 گنا ہے یعنی یہ دور مہیا کردہ اشارہ کے حیطہ کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ اس مثال میں منفی ایمپلیفائر کی برقی دباؤ کی افزائش کی قیمت -10 ہے۔ منفی ایمپلیفائر کی افزائش مساوات 1.21 سے حاصل ہوتی ہے۔



شکل 1.9: منفی حسابی ایملیفائر کی داخلی مزاحمت

مثال 1.5: مثال 1.4 کے پہلے اجزاء میں ایملیفائر خطی خطے میں رہتا ہے جبکہ آخری جزو میں یہ غیر خطی خطے میں داخل ہوتا ہے۔ انہیں پر مزید غور کرتے ہیں۔ $v_s = 0.52\text{ V}$ اور $v_s = 2\text{ V}$ کی صورت میں v_n حاصل کریں۔

حل: پہلی صورت میں $v_o = -5.2\text{ V}$ اور دوسری صورت میں $v_o = -15\text{ V}$ ہوں گے۔ جوڑ پر کرخوف کے قانون برائے برقی روس

$$\frac{v_n - v_s}{R_1} + \frac{v_n - v_o}{R_2} = 0$$

$$v_n = \frac{v_s R_2 + v_o R_1}{R_1 + R_2}$$

حاصل ہوتا ہے لہذا پہلی صورت میں $v_n = 0\text{ V}$ جبکہ دوسری صورت میں $v_n = 0.45\text{ V}$ ہوں گے۔ دونوں صورتوں میں مثبت داخلی سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا $v_k = 0\text{ V}$ رہتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب تک ایملیفائر خطی خطے میں رہے $v_n = v_k$ رہتا ہے جبکہ غیر خطی خطے میں داخل ہوتے ہی $v_n \neq v_k$ ہو جاتا ہے۔

$$(1.22) \quad v_d = 0 \quad \text{خطی خطے}$$

$$(1.23) \quad v_d \neq 0 \quad \text{غیر خطی خطے}$$

منفی حسابی ایملیفائر کا داخلی مزاحمت $R_{داخلی}$ حاصل کرنے کی خاطر شکل 1.9 سے رجوع کریں۔ داخلی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر دور پر v_t لاگو کرتے ہوئے i_t ناپا جاتا ہے۔ ان دو مققداروں کی شرح کو داخلی مزاحمت کہا جاتا ہے یعنی

$$R_{داخلی} = \frac{v_t}{i_t}$$

چونکہ جوڑ v_k برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا $v_k = 0$ ہو گا اور یوں v_n بھی صفر وولٹ پر ہو گا۔ اس طرح R_1 کا دایاں سرا صفر وولٹ پر ہے جبکہ اس کے بائیں سرے پر v_t لاگو کیا گیا ہے لہذا $i_t = \frac{v_t}{R_1}$ ہو گا۔ اس قیمت کو مندرجہ بالا مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

$$(1.24) \quad R_{داخلی} = R_1$$

حاصل ہوتا ہے۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، مزاحمت R_1 سے گزرتی برقی رو i_t جوڑ v_n پر صرف R_2 کے جانب جاسکتی ہے۔ یوں R_2 میں بھی i_t برقی رو پائی جائے گی جس سے اس مزاحمت کے دوسروں کے درمیان $i_t R_2$ برقی دباو پیدا ہو گا۔ چونکہ R_2 کا بائیں سرا صفر وولٹ پر ہے لہذا اس کا دایاں سرا یعنی جوڑ v_0 پر $-i_t R_2$ برقی دباو پایا جائے گا۔ اس طرح

$$v_0 = -i_t R_2 = -\frac{v_t}{R_1} R_2$$

ہو گا جس سے منفی حسابی ایملیفائر کی جانی پہچانی مساوات

$$(1.25) \quad A_v = \frac{v_0}{v_t} = -\frac{R_2}{R_1}$$

حاصل ہوتی ہے۔

منفی حسابی ایملیفائر کی افزائش برقرار رکھتے ہوئے اس کے داخلی مزاحمت کو بڑھانے کی خاطر R_1 کی قیمت بڑھانی ہو گی۔ چونکہ $A_v = -\frac{R_2}{R_1}$ ہے لہذا R_1 بڑھاتے وقت R_2 کی قیمت بھی بڑھانی ہو گی۔ کبھی کبھار R_2 کی قیمت اتنی بڑھ جاتی ہے کہ اس سے دیگر مسائل پیدا ہوتے ہیں۔ آئیں دیکھیں کہ ایسی صورت حال سے کیسے بچنا جاسکتا ہے۔

مثال 1.6: شکل 1.10 میں دکھائے دور کی افزائش حاصل کریں۔

حل: $v_k = 0$ کی وجہ سے $v_n = 0$ ہے لہذا $i_1 = \frac{v_s}{R_1}$ ہو گا۔ i_1 جوڑ v_n پر R_2 کے جانب مڑ جائے گی۔ یوں $i_2 = i_1$ ہو گا جس سے $v_1 = -i_1 R_2$ یعنی

$$v_1 = -\frac{R_2}{R_1} v_s$$

اور

$$i_3 = \frac{0 - v_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_1 R_3} v_s$$

ہوں گے۔ $i_4 = i_2 + i_3$ یعنی

$$i_4 = \frac{v_s}{R_1} + \frac{R_2}{R_1 R_3} v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \frac{v_s}{R_1}$$

ہو گا جو مزاحمت R_4 میں سے گزرتے ہوئے اس پر $i_4 R_4$ برقی دباؤ پیدا کرے گا۔ یوں

$$v_1 - v_o = i_4 R_4 = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \frac{R_4 v_s}{R_1}$$

v_1 کی قیمت کے استعمال سے

$$-\frac{R_2}{R_1} v_s - v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \frac{R_4 v_s}{R_1}$$

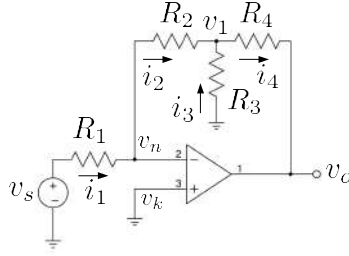
یعنی

$$(1.26) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1} \left[1 + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) R_4\right]$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس ایپلیٹاؤ کے داخلی مزاحمت کی قیمت R_1 ہے۔

اس مثال کے نتائج مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ داخلی مزاحمت بڑھانے کی خاطر اگر R_1 کی قیمت بڑھائی جائے تو افزائش برقرار رکھنے کی خاطر یہ ضروری نہیں کہ R_2 کی قیمت بھی بڑھائی جائے۔ ہم R_3 اور



شکل 1.10: منفی حسابی ایپلیٹاؤں کا داخلی مزاحمت بڑھایا گیا ہے

R_4 کے قیمتیں ایسی رکھ سکتے ہیں کہ درکار افزائش حاصل کی جائے۔ یہ بات خصوصی طور پر غور طلب ہے کہ R_3 کے قیمت کو کم کرتے ہوئے افزائش بڑھائی جاسکتی ہے لہذا R_1 کی قیمت زیادہ سے زیادہ رکھتے ہوئے داخلی مزاحمت بڑھائی جاسکتی ہے۔

مثال 1.7: شکل 1.10 میں داخلی مزاحمت $300 \text{ k}\Omega$ جبکہ $A_v = -100 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ درکار ہے۔ تمام مزاحمت حاصل کریں۔

حل: داخلی مزاحمت کی شرط کی وجہ سے $R_1 = 300 \text{ k}\Omega$ رکھی جاتی ہے۔ ایسی صورت میں R_2 اور R_4 کو بھی $300 \text{ k}\Omega$ ہی رکھتے ہوئے R_3 کی قیمت مساوات 1.26 سے 3061Ω حاصل ہوتی ہے۔

مزاحمت کو اس کے قیمت سے پکارا جاتا ہے۔ یوں $1 \text{ k}\Omega$ قیمت کے مزاحمت کو $1 \text{ k}\Omega$ کا مزاحمت پکارا جائے گا۔ $\pm 5\%$ مزاحمت سے مراد ایسا مزاحمت ہے جس کی قیمت پکارے قیمت سے پانچ فی صد زیادہ یا کم ممکن ہے۔ یوں $1 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ مزاحمت کی قیمت $0.95 \text{ k}\Omega$ تا $1.05 \text{ k}\Omega$ ممکن ہے۔ $1 \text{ k}\Omega$ کو مزاحمت کی پکاری گئی قیمت³⁵ جبکہ $\pm 5\%$ کو قیمت میں غلطی³⁶ کہا جاتا ہے۔

nominal value³⁵
tolerance³⁶

مزاحمت R کی قیمت 5% بڑھنے سے $\frac{5}{100}R$ بڑھ کر $(1 + 0.05)R$ ہو جائے گی۔ اسی طرح R کی قیمت 5% کم ہونے سے $(1 - 0.05)R$ ہو جائے گی۔ ان دو قیمتوں کو ہم $(1 + \epsilon)R$ اور $(1 - \epsilon)R$ لکھ سکتے ہیں جہاں $\epsilon = 0.05$ کے برابر ہے۔

مثال 1.8: منفی حسابی ایملیفائر میں $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ جبکہ $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ رکھا گیا۔ دونوں مزاحمتوں کے قیمت میں $\pm 5\%$ غلطی کی گنجائش ہے۔ اس ایملیفائر کے ممکنہ افزائش کے حدود حاصل کریں۔

حل: منفی حسابی ایملیفائر کی افزائش $A = -\frac{R_2}{R_1}$ کے برابر ہے۔ اس کا حتمی قیمت اس وقت کم سے کم ہو گا جب R_2 کی حقیقی قیمت 5% کم یعنی $(1 - \epsilon)R_2$ جبکہ R_1 کی حقیقی قیمت 5% زیادہ یعنی $(1 + \epsilon)R_2$ ہو جہاں $\epsilon = 0.05$ کے برابر ہے۔ اسی طرح افزائش کی زیادہ سے زیادہ قیمت اس وقت حاصل ہو گی جب R_2 کی حقیقی قیمت 5% زیادہ جبکہ R_1 کی حقیقی قیمت 5% کم ہو۔ یوں

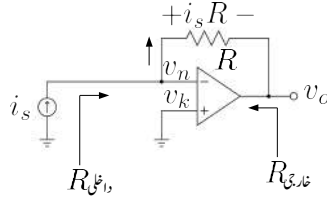
$$A_{\text{تر}} = -\frac{1 - \epsilon}{1 + \epsilon} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) = -\frac{0.95}{1.05} \left(\frac{47000}{1000} \right) = -42.524$$

$$A_{\text{تد}} = -\frac{1 + \epsilon}{1 - \epsilon} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) = -\frac{1.05}{0.95} \left(\frac{47000}{1000} \right) = -51.947$$

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ مزاحمتوں کے قیمت میں غلطی کسے گنجائش کی وجہ سے افزائش کی قیمت درکار قیمت سے انحراف کر سکتی ہے۔ موجودہ مثال میں ایملیفائر کے افزائش کی پکاری گئی قیمت $-47 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ہے جبکہ حقیقت میں یہ $-42.524 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ تا $-51.947 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ کے درمیان کہیں پر بھی ہو سکتی ہے۔ یوں حقیقی افزائش، پکاری گئی قیمت سے

$$\left| \frac{51.947 - 47}{47} \times 100 \right| \approx 10\%$$

زیادہ یا کم ممکن ہے۔



شکل 1.11: حسابی مزاحمت نما ایمپلیفائر

مثال 1.9: شکل 1.11 میں دکھائے دور کا داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور مزاحمت نما افزائش $R_m = 37$ حاصل کریں۔ اس دور کو استعمال کرتے ہوئے برقی روا اشارے i_s سے برقی دباؤ کا اشارہ v_o حاصل کیا جاتا ہے۔

حل: جوڑ v_k برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا $v_k = 0$ اور یوں $v_n = 0$ ہو گا۔ داخلی جانب برقی رو i_s جبکہ برقی دباؤ v_n ہے لہذا

$$R_{داخلی} = \frac{v_n}{i_s} = \frac{0}{i_s} = 0 \Omega$$

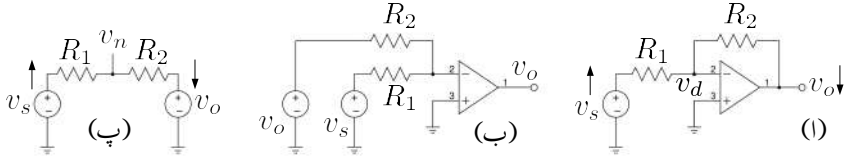
حاصل ہوتا ہے۔

خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر کامل حسابی ایمپلیفائر کا دور جسے شکل 1.5 میں دکھایا گیا ہے کو زیر استعمال لاتے ہیں۔ $v_d = 0$ ہونے کی صورت میں اس کے خارجی جانب صفر اُہم حاصل ہوتا ہے لہذا

$$R_{خارجی} = 0 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب مزاحمت نما افزائش R_m حاصل کریں۔ جیسے شکل میں دکھایا گیا ہے، جوڑ v_n پر آمد برقی رو i_s صرف مزاحمت R کی جانب جاسکتی ہے۔ یوں اس مزاحمت پر $i_s R$ برقی دباؤ پیدا ہو گا۔ مزاحمت کا بایاں سرا برقی



شکل 1.12: واپسی حسابی منفی ایمپلیفائر

زمین پر ہے لہذا

$$v_o = -i_s R$$

$$R_m = \frac{v_o}{i_s} = -R$$

ہو گا۔

حسابی منفی ایمپلیفائر کو شکل 1.12 الف میں دوبارہ دکھایا گیا ہے جبکہ شکل الف میں اسی کو قدر مختلف طرز پر بنایا گیا ہے۔ شکل الف میں یہ بات کھل کر سامنے آتی ہے کہ خارجی اشارہ v_o کو بھی بطور داخلی اشارہ استعمال کیا جا رہا ہے۔

ایسے ادوار جن میں خارجی اشارہ کو بطور داخلی اشارہ استعمال کیا گیا ہو کو واپسی ادوار³⁸ کہتے ہیں اور جن خارجی اشارات کو یوں بطور داخلی اشارات استعمال کیا گیا ہو انہیں واپسی اشارات³⁹ کہتے ہیں۔ یوں منفی ایمپلیفائر واپسی ادوار کی ایک مثال ہے۔

حسابی ایمپلیفائر کے تفرقی افزائش برقی دباؤ A_d کی قیمت لامحدود ہونے کے وجہ سے نہایت کم داخلی اشارے پر بھی اس کو غیر خطی خطے میں داخل ہونا چاہیے۔ حقیقت میں ایمپلیفائر استعمال ہی خطی خطے میں ہوتا ہے اور واپسی اشارے کی شمولیت اس کو ممکن بناتی ہے۔

حسابی منفی ایمپلیفائر پر دوبارہ غور کریں۔ داخلی اشارہ v_s کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا ہے۔ جیسا شکل میں تیر کے نشانوں سے دکھایا گیا ہے کہ اگر داخلی اشارہ v_s کو مثبت جانب (\uparrow) لے جایا جائے تو خارجی اشارہ v_o

feedback circuits³⁸
feedback signals³⁹

منفی جانب (↓) حرکت کرتا ہے۔ اسی طرح اگر داخلی اشارہ v_s کو منفی جانب (↓) لے جایا جائے تو خارجی اشارہ v_o مثبت جانب حرکت کرتا ہے۔ منفی داخلی سرے پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

$$(1.27) \quad \frac{v_n - v_s}{R_1} + \frac{v_n - v_o}{R_2} = 0$$

$$(1.28) \quad v_o = \frac{R_2}{R_1} v_s$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسرے قدم پر $v_k = 0$ کی وجہ سے $v_n = 0$ کا استعمال کیا گیا۔ اسی حقیقت کو یوں بھی دیکھا جاسکتا ہے کہ حسابی ایمپلیفائر v_o کو یوں رکھتا ہے کہ $v_d = 0$ یعنی $v_k = v_n$ حاصل ہو۔ چونکہ منفی حسابی ایمپلیفائر میں $v_k = 0$ ہے لہذا حسابی ایمپلیفائر v_o کو یوں رکھے گا کہ $v_n = 0$ حاصل ہو۔ شکل 1.12 پ میں v_n کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس مساوات پر $v_n = 0$ کی شرط لاگو کریں۔ ایسا کرنے سے مساوات 1.27 ہی حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 1.10: حسابی منفی ایمپلیفائر میں $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ ، $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ لیتے ہوئے $v_s = 1.5 \text{ V}$ ، $v_o = 2 \text{ V}$ پر $v_s = 2 \text{ V}$ اور v_o حاصل کریں۔ تینوں جوابات کو استعمال کرتے ہوئے شکل 1.12 پ میں v_n کی قیمت حاصل کریں۔

حل: ان داخلی اشارات پر

$$v_o = - \left(\frac{5000}{1000} \right) \times 1 = -5 \text{ V}$$

$$v_o = - \left(\frac{5000}{1000} \right) \times 1.5 = -7.5 \text{ V}$$

$$v_o = - \left(\frac{5000}{1000} \right) \times 2 = -10 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ ہمیں ہر داخلی-خارجی برقی دباؤ کے جوڑے کو استعمال کرتے ہوئے شکل 1.12 پ میں v_n حاصل کریں۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

$$\frac{v_n - v_s}{R_1} + \frac{v_n - v_o}{R_2} = 0$$

$$v_n = \frac{R_2 v_s + R_1 v_o}{R_1 + R_2}$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$v_n = \frac{5000 \times 1 + 1000 \times (-5)}{1000 + 5000} = 0 \text{ V}$$

$$v_n = \frac{5000 \times 1.5 + 1000 \times (-7.5)}{1000 + 5000} = 0 \text{ V}$$

$$v_n = \frac{5000 \times 2 + 1000 \times (-10)}{1000 + 5000} = 0 \text{ V}$$

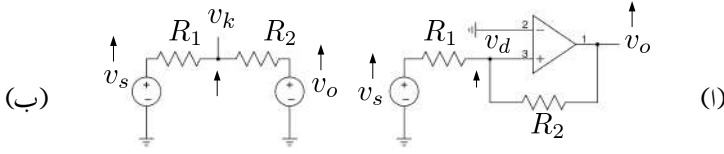
حاصل ہوتے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ v_o اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب $v_k - v_n$ یعنی v_d کی قیمت صفر حاصل ہو۔ وہ واپسی دور جس کا خارجی اشارہ، دور کے داخلی اشارے کے الٹ کام کرے کو منفی واپسی دور⁴⁰ کہتے ہیں اور اس عمل کو منفی واپسی عمل یا صرف منفی واپسی کہتے ہیں۔ اس باب میں منفی واپسی ادوار حل کرنے پر غور کیا جائے گا۔ مثبت واپسی کا استعمال باب 8 میں دیکھا جائے گا۔

شکل 1.13 میں مثبت واپسی دور کی مثال دکھائی گئی ہے۔ یہاں v_s حسابی ایمپلیفائر کے مثبت داخلی سرے پر مہیا کیا گیا ہے۔ یوں v_s بڑھانے سے v_d بڑھے گا اور یوں v_o بھی مثبت جانب بڑھے گا۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے کہ v_s اور v_o دونوں بڑھنے سے v_k صرف بڑھ ہی سکتا ہے۔ اگر v_o کو بطور واپسی اشارہ داخلی سرے پر مہیا نہ کیا جاتا تب بھی v_s بڑھانے سے v_k اور v_d بڑھتے لیکن v_o کا بطور واپسی اشارہ استعمال کرنے کی وجہ سے v_k اور v_d مزید زیادہ بڑھتے ہیں۔ ایسے ادوار جن میں واپسی اشارہ اور داخلی اشارہ ایک ہی جانب کو حرکت کریں کو مثبت واپسی ادوار⁴¹ کہتے ہیں۔ مثبت واپسی ادوار کا خارجی اشارہ عموماً مکمل مثبت یا مکمل منفی جانب غیر خطی خطے میں رہتا ہے ماسوائے ان لمحات کے جب یہ منفی سے مثبت یا مثبت سے منفی جانب حرکت کر رہا ہو۔ انہیں شکل 1.13 کو مثال بناتے ہوئے مثبت واپسی ادوار حل کرنا دیکھتے ہیں۔ تصور کریں کہ $v_o = 0$ اور $v_s = 0$ صفر ہیں۔ یوں شکل الف میں

$$v_k = \frac{R_2 v_s + R_1 v_o}{R_1 + R_2} = 0$$

negative feedback circuit⁴⁰
positive feedback circuit⁴¹



شکل 1.13: مثبت واپسی دور کی مثال

حاصل ہوتا ہے۔ یوں $v_d = v_k - v_n$ بھی صفر رہے گا۔ جیسا کہ ہم اب دیکھیں گے کہ اس حال میں مثبت واپسی دور نہایت غیر مستحکم حال میں ہے۔ تصور کریں کہ کسی وجہ سے v_s کی قیمت بڑھ کر $v_s = \Delta v$ ہو جاتی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے رد عمل سے پہلے $v_o = 0$ ہی رہے گا اور یوں

$$v_k = \frac{R_2 \times \Delta v + R_1 \times 0}{R_1 + R_2} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \Delta v$$

$$v_d = v_k - v_n = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \Delta v$$

ہوں گے۔ حسابی ایمپلیفائر v_d کو A_d گنا بڑھانا چاہے گا۔ آئیں v_o کے بڑھنے کے عمل کو دیکھیں۔ تصور کریں کہ خارجی اشارہ بڑھتے بڑھتے $v_o = \Delta v_{o1}$ ہو جاتا ہے۔ اس طرح

$$v_k = \frac{R_2 \times \Delta v + R_1 \times \Delta v_{o1}}{R_1 + R_2} = v_d$$

ہو جائے گا۔ جیسا کہ آپ دیکھ سکتے ہیں v_d کی قیمت پہلے سے بڑھ گئی ہے۔ یوں v_o مزید بڑھے گا جس سے v_d مزید بڑھے گا۔ آخر کار v_o مثبت منبع پر رکھ جائے گا یعنی $v_o = V_{CC}$ ہو جائے گا۔ اس وقت

$$v_k = \frac{R_2 \times \Delta v + R_1 \times V_{CC}}{R_1 + R_2} \approx \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{CC} = v_d$$

ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مثبت واپسی دور میں

$$(1.29) \quad v_k \neq v_n$$

ہوتے ہیں۔ اسی وجہ سے مثبت ادوار کو اس باب میں استعمال ہونے والے طریقے سے حل نہیں کیا جاسکتا جہاں ہم v_n اور v_k کے مساوات حاصل کرتے ہوئے $v_k = v_n$ تصور کر کے v_o کے لئے حل کرتے ہیں۔

مثبت واپسی دور کی پہچان یہ ہے کہ اس کا خارجی اشارہ جب بھی حرکت کرے تو یہ اسی جانب حرکت کرتا ہے جس جانب دور کا داخلی اشارہ (بغیر واپس آنے) حرکت کرے۔

مثال 1.11: شکل 1.13 میں

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 9 \text{ k}\Omega \quad V_{CC} = 12 \text{ V} \quad V_{EE} = -12 \text{ V}$$

لیتے ہوئے v_s کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر خارجی اشارہ مکمل منفی سے مکمل مثبت جانب حرکت کرے گا۔ اسی طرح v_s کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر خارجی اشارہ مکمل مثبت سے مکمل منفی جانب حرکت کرے گا۔

حل: تصور کریں کہ خارجی اشارہ مکمل منفی جانب ہے یعنی $v_o = -12 \text{ V}$ جبکہ $v_s = 0$ ہے۔ اس وقت

$$v_k = v_d = \frac{9000 \times 0 + 1000 \times 12}{1000 + 9000} = 1.2 \text{ V}$$

ہو گا۔ v_o اس لمحہ منفی جانب حرکت کرے گا جب v_d کی قیمت منفی ہو جائے۔ آئیں $v_d = 0$ پر درکار v_s کی قیمت حاصل کریں۔

$$0 = \frac{9000 \times v_s + 1000 \times 12}{1000 + 9000}$$

$$v_s = -1.333 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جوں ہی v_s کی قیمت -1.333 V سے کم ہو جائے، اسی لمحہ $v_o = -12 \text{ V}$ ہو جائے گا۔

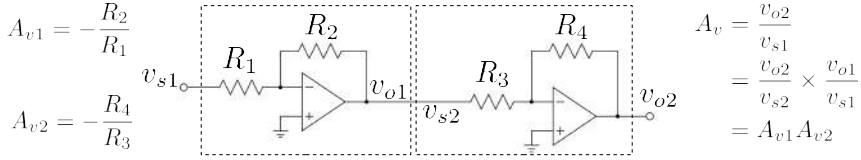
اسی طرح اگر $v_o = -12 \text{ V}$ ہے تو خارجی اشارہ اس وقت مثبت جانب حرکت کرے گا جب

$$0 = \frac{9000 \times v_s + 1000 \times (-12)}{1000 + 9000}$$

$$v_s = 1.333 \text{ V}$$

ہو۔ $v_s > 1.333 \text{ V}$

شکل 1.14 میں دو منفی حسابی ایپلیٹاؤز سلسلہ وار جوڑتے ہوئے زنجیری ایپلیٹاؤز حاصل کیا گیا ہے۔ زنجیر کے پہلی کڑی کا داخلی اشارہ v_{s1} جبکہ اس کا خارجی اشارہ v_{o1} اور اس کی افزائش $A_{v1} = -\frac{R_2}{R_1}$ ہے۔ زنجیر کے



شکل 1.14: زنجیری حسابی ایمپلیفائر

دوسری کڑی کا داخلی اشارہ v_{s2} جبکہ اس کا خارجی اشارہ v_{o2} اور اس کی افزائش $A_{v2} = -\frac{R_4}{R_3}$ ہے۔ پہلے کڑی کے خارجی اشارے کو دوسرے کڑی کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے لہذا $v_{s2} = v_{o1}$ ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_{o1} = A_{v1}v_{s1}$$

اور

$$\begin{aligned} v_{o2} &= A_{v2}v_{s2} \\ &= A_{v2}v_{o1} \end{aligned}$$

اس مساوات میں گزشتہ مساوات سے حاصل v_{o1} استعمال کرتے ہوئے

$$v_{o2} = A_{v2}A_{v1}v_{s1}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ زنجیری ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ v_{s1} جبکہ اس کا خارجی اشارہ v_{o2} ہے۔ یوں زنجیری ایمپلیفائر کی افزائش $A_v = \frac{v_{o2}}{v_{s1}}$ کو مندرجہ بالا مساوات سے یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

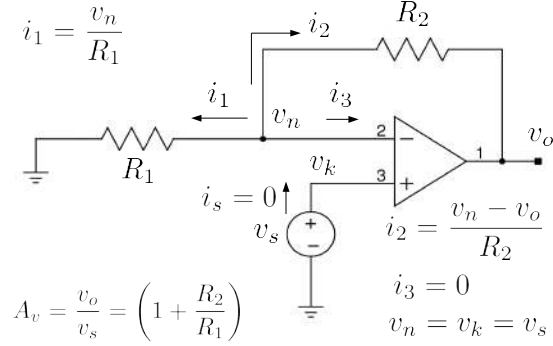
$$(1.30) \quad A_v = \frac{v_{o2}}{v_{s1}} = A_{v1}A_{v2}$$

یہ ایک اہم نتیجہ ہے جس کے مطابق ایمپلیفائر سلسلہ وار جوڑنے سے ان کی افزائش آپس میں ضرب ہوتی ہے۔ زنجیری ایمپلیفائر میں مزید کڑیاں اسی طرح سلسلہ وار جوڑی جا سکتی ہیں۔

1.5.2 مثبت ایمپلیفائر

شکل 1.15 میں ایک اور واپسی دور دکھایا گیا ہے جسے مثبت ایمپلیفائر⁴² کہتے ہیں۔ آپس میں اس دور کو کرخوف کے قوانین کی مدد سے حل کرتے ہیں۔ اس شکل میں جوڑ v_n سے باہر کی جانب تین برقی رو i_1 ، i_2 اور i_3 نکلتے

⁴²non-inverting amplifier



شکل 1.15: مثبت ایپلیٹائر

دکھائے گئے ہیں۔ i_3 چونکہ حسابی ایپلیٹائر کے داخلی سرے پر اندر کی جانب جاتی برقی رو ہے لہذا یہ مساوات 1.11 کے شیٹ نمبر دو کی وجہ سے صفر کے برابر ہے۔ باقی دو برقی رو کو اوہم کے قانون کی مدد سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں

$$(1.31) \quad \begin{aligned} i_1 &= \frac{v_n}{R_1} \\ i_2 &= \frac{v_n - v_o}{R_2} \\ i_3 &= 0 \end{aligned}$$

جوڑ v_k چونکہ سیدھا فراہم کردہ برقی اشارہ v_s کے ساتھ جڑا ہے لہذا اس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(1.32) \quad v_k = v_s$$

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کو مساوات 1.31 کے ساتھ مل کر استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$(1.33) \quad \begin{aligned} i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \\ \frac{v_n}{R_1} + \frac{v_n - v_o}{R_2} + 0 &= 0 \end{aligned}$$

مساوات 1.11 کی پہلی شق کے مطابق v_k اور v_n کی قیمتیں برابر رہتی ہیں۔ یوں مساوات 1.32 میں دیے v_k کی قیمت کو مساوات 1.33 میں v_n کی جگہ استعمال کرتے ہم مساوات 1.33 کو حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \frac{v_s}{R_1} + \frac{v_s - v_o}{R_2} &= 0 \\ \frac{v_s}{R_1} + \frac{v_s}{R_2} - \frac{v_o}{R_2} &= 0 \\ \left(\frac{v_s}{R_1} + \frac{v_s}{R_2} \right) R_2 &= v_o \\ \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_s &= v_o \end{aligned} \quad (1.34)$$

اس مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے۔

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (1.35)$$

v_s اور v_o کے کسر کو مثبت ایمپلیفائر کی برق دباؤ کی افزائش A_v کہتے ہیں۔ اس اصطلاح کو عموماً چھوٹا کر کے اسے صرف مثبت افزائش کہتے ہیں۔

اس ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر v_s لاگو کرتے ہوئے i_s ناپتے ہیں۔ چونکہ حسابی ایمپلیفائر کا داخلی برقی رو صفر ہوتا ہے لہذا $i_s = 0$ ہو گا۔ یوں

$$R_{داخلی} = \frac{v_s}{i_s} = \frac{v_s}{0} \rightarrow \infty \quad (1.36)$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 1.12: شکل 1.15 میں دکھائے مثبت ایمپلیفائر میں $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$ تصور کریں۔ اس مثبت ایمپلیفائر کو باری باری مندرجہ ذیل برقی اشارات بطور v_s مہیا کیا جاتا ہے۔ ان تمام کے لئے حسابی دور کا خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ حل کرتے وقت $V_{CC} = 15 \text{ V}$ اور $V_{EE} = -15 \text{ V}$ تصور کریں۔

$$v_s = 1.2 \text{ V} \quad .1$$

voltage gain⁴³

$$v_s = -0.25 \text{ V} \quad .2$$

$$v_s = 0.33 \cos(\omega t) \quad .3$$

حل: مساوات 1.35 سے اس مثبت ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرتے ہیں۔

$$A_v = \left(1 + \frac{15000}{2000}\right) = 8.5 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

یوں

$$v_o = A_v \times v_s = 8.5 \times 1.2 = 10.2 \text{ V} \quad .1$$

$$v_o = A_v \times v_s = 8.5 \times (-0.25) = 2.125 \text{ V} \quad .2$$

$$v_o = A_v \times v_s = 8.5 \times 0.33 \cos(\omega t) = 2.805 \cos(\omega t) \quad .3$$

اس مثال میں داخلی اشارہ مثبت ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ مثبت ہے جبکہ داخلی اشارہ منفی ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ بھی منفی ہے۔ یوں مثبت ایمپلیفائر داخلی اشارہ کو بغیر الٹائے بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ اسی لئے اسے مثبت ایمپلیفائر⁴⁴ کہتے ہیں۔

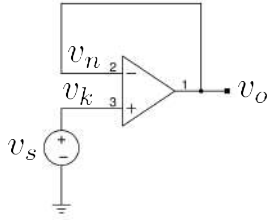
1.5.3 مستحکم کار

مثبت ایمپلیفائر کی افزائش یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$(1.37) \quad A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

اگر مثبت ایمپلیفائر میں R_1 کی قیمت لامحدود لی جائے اور R_2 کی قیمت صفر اوہم لی جائے تو اس مساوات کے مطابق اس کی افزائش

$$(1.38) \quad A_v = 1 + \frac{0}{\infty} = 1$$



$$\begin{aligned} v_k &= v_s \\ v_n &= v_k = v_s \\ v_o &= v_n = v_k \end{aligned}$$

$$v_o = v_s$$

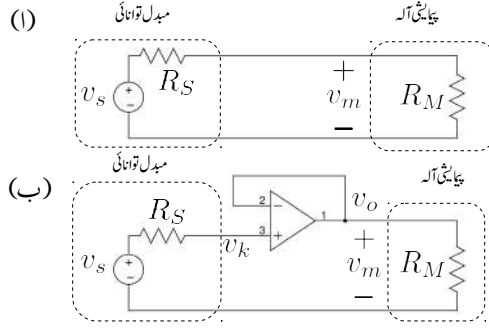
شکل 1.16: مستحکم کار

ہوگی۔ ایسا دور جسے مستحکم کار⁴⁵ کہتے ہیں کو شکل 1.16 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کی افزائش ایک کے برابر جبکہ داخلی مزاحمت لامحدود ہے۔ اس دور کو یوں بھی سمجھا جاسکتا ہے کہ مثبت داخلی سرے پر برقی دباؤ v_s ہے۔ یوں منفی داخلی سرے پر بھی اتنا ہی برقی دباؤ ہو گا مگر یہ سراسر خارجی سراسر میں جڑے ہیں۔ یوں خارجی سرے پر بھی یہی برقی دباؤ ہو گا یعنی $v_o = v_s$ ہو گا جس سے افزائش $\frac{v_o}{v_s} = 1$ حاصل ہوتی ہے۔ آئیں مستحکم کار کا استعمال جانیں۔

طبعی متغیرات⁴⁶ مثلاً کیت، حرارت وغیرہ کی برقیاتی پیمائش سے پہلے انہیں عموماً مبدل توانائی⁴⁷ کے مدد سے برقی اشارات میں تبدیل کیا جاتا ہے اور ان برقی اشارات کو پیمائشی آلہ⁴⁸ سے ناپا جاتا ہے۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی دور کا تھونن مساوی دور⁴⁹ بنایا جاسکتا ہے جسے ایک عدد منبع برقی دباؤ اور ایک عدد مزاحمت کی شکل دی جاتی ہے۔ مبدل توانائی کا تھونن دور شکل 1.17 الف میں بائیں جانب نقطہ دار لکیر میں گھیرا دکھایا گیا ہے جہاں v_s اس کی تھونن برقی دباؤ اور R_S اس کی تھونن مزاحمت ہے۔ پیمائشی آلہ داخلی سروں پر کسی قسم کا برقی اشارہ خارج نہیں کرتا بلکہ ان سروں پر یہ صرف اشارہ حاصل کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے لہذا اس کے داخلی جانب کا تھونن دور صرف ایک عدد مزاحمت R_M پر مبنی ہوتا ہے جیسے شکل-الف میں دائیں جانب دکھایا گیا ہے۔ شکل-الف میں مبدل توانائی کے خارجی سروں کو پیمائشی آلہ کے داخلی سروں کے ساتھ جوڑا گیا ہے تا کہ مبدل توانائی کا اشارہ v_s ناپا جاسکے۔ پیمائشی آلہ داخلی سروں پر لاگو برقی دباؤ v_m ناپتا ہے۔ شکل-الف میں

non-inverting amplifier⁴⁴buffer⁴⁵variables⁴⁶transducer⁴⁷measuring instrument⁴⁸Thevenin circuit⁴⁹



شکل 1.17: مستحکم کار کی مدد سے حساس اشارہ کی پیمائش

پیمائشی آلہ کے داخلی سروں پر

$$v_m = \left(\frac{R_M}{R_M + R_S} \right) v_s$$

پایا جاتا ہے جسے پیمائشی آلہ پڑھے گا اگرچہ حقیقت میں اشارہ کی اصل قیمت v_s ہے۔

مثال کے طور پر اگر $R_S = 5 \text{ M}\Omega$ ، $R_M = 10 \text{ M}\Omega$ اور اشارہ کی قیمت $v_s = 100 \text{ mV}$ ہو تب پیمائشی آلہ

$$v_m = \frac{10 \times 10^6 \times 100 \times 10^{-3}}{10 \times 10^6 + 5 \times 10^6} = 66.66 \text{ mV}$$

پڑھے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ ناقابل قبول صورت حال ہے۔

مبدل توانائی تخلیق دیتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ اس کے تھونن مساوی مزاحمت R_S کی قیمت کم سے کم ہو۔ اسی طرح پیمائشی آلہ تخلیق دیتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ اس کے داخل مزاحمت R_M کی قیمت زیادہ سے زیادہ ہو۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر $R_M \gg R_S$ ہو تب $v_m \approx v_s$ ہو گا۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پیمائشی آلے کی داخلی مزاحمت مبدل توانائی پر بوجھ ڈالتی ہے جس سے مبدل کے بیرونی سروں پر مینس اشارے کی قیمت میں کمی رونما ہوتی ہے۔ یوں بوجھ کو ہلکا کرنے کی خاطر R_M کی قیمت بڑھانی ہو گی۔ اس مثال میں مبدل توانائی کو پیمائشی آلہ بطور برقی بوجھ⁵⁰ نظر آتا ہے۔ یہ بوجھ جتنا کم ہو اتنا بہتر ہو گا۔

load⁵⁰

اس مسئلے کو مستحکم کار کی مدد سے با آسانی حل کیا جاسکتا ہے۔ شکل 1.17 ب میں مبدل توانائی اور پیمائشی آلہ کے وسط میں مستحکم کار نسب کیا گیا ہے۔ چونکہ حسابی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت لامحدود ہوتا ہے اور اس کی داخلی برقی رو صفر ہوتی ہے لہذا اس دور میں مزاحمت R_S میں اُوہم کے قانون کے تحت صفر برقی دباؤ گھٹے گا اور یوں $v_k = v_s$ اور $v_o = v_s$ ہو گا۔ چونکہ مزاحمت R_M کو یہی برقی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے لہذا $v_m = v_o = v_s$ ہو گا۔

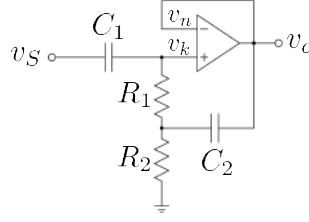
مستحکم کار کا کمال یہ ہے کہ یہ برقی بوجھ R_M کو از خود اٹھالیتا ہے اور اس کا بوجھ مبدل توانائی پر نہیں ڈالتا۔ یوں یہ حساس اشارات کو مستحکم کرتا ہے۔

آپ نے دیکھا کہ مستحکم کار کی مدد سے اشارہ کی صحیح قیمت حاصل ہوتی ہے۔ حساس اور باریک اشارات کی پیمائش عموماً مستحکم کار کے مدد سے ہی کی جاتی ہے۔

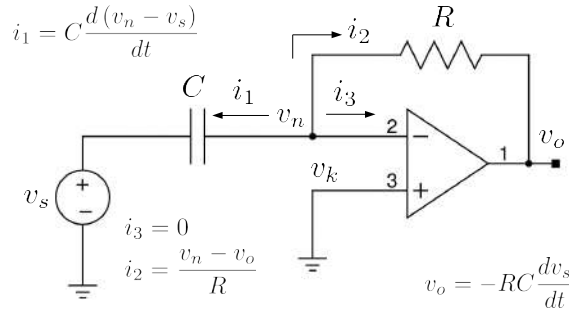
1.5.3.1 بدلتی رو مستحکم کار

عموماً اشارے کے یک سمتی حصے کو روکتے ہوئے اس کے بدلتے حصے کو مستحکم بنانے کی ضرورت ہوتی ہے۔ ایسی صورت میں بدلتا رو مستحکم کار جسے شکل 1.18 میں دکھایا گیا ہے استعمال کیا جائے گا۔ C_1 اور C_2 کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ درکار تعدد پر انہیں قصر دور تصور کیا جاسکے۔ مزاحمت R_1 اور R_2 حسابی ایمپلیفائر کے مثبت داخلی سرے کے داخلی میلان برقی رو⁵¹ کے لئے راستہ فراہم کرتے ہیں۔ C_1 داخلی اشارے کے بدلتے جزو کو حسابی ایمپلیفائر کے مثبت داخلی سرے تک پہنچنے کا راستہ فراہم کرتے ہوئے یک سمتی جزو کو روکتا ہے۔ C_2 کے عدم موجودگی میں داخلی اشارے کو بدلتا داخلی مزاحمت $R_1 + R_2$ نظر آتا جبکہ مستحکم کار سے توقع کی جاتی ہے کہ اس کا داخلی مزاحمت بہت زیادہ ہو۔ انہیں دیکھیں کہ C_2 کی شمولیت سے داخلی مزاحمت کیسے بڑھتی ہے۔ v_s کا بدلتا جزو v_s مثبت داخلی سرے پر پہنچتا ہے۔ یوں $v_n = v_s$ ہو گا جس سے $v_n = v_k = v_s$ اور $v_o = v_s$ ہو گا۔ C_2 درکار تعدد پر قصر دور ہو گا اور یوں R_1 اور R_2 کے جوڑ پر بھی v_s اشارہ پایا جائے گا۔ اب دوبارہ داخلی جانب سے سوچیں۔ حسابی ایمپلیفائر کا مثبت داخلی سر از خود کوئی برقی رو گزرنے نہیں دیتا۔ چونکہ مزاحمت R_1 کے دونوں سروں پر v_s برقی دباؤ پایا جاتا ہے لہذا اس میں گزرتی برقی رو بھی صفر ہے۔ یوں v_s سے کسی قسم کا برقی رو حاصل نہیں کیا جاتا جو کہ منقطع صورت کی نشانی ہے۔ یوں بدلتا مستحکم کار درکار تعدد پر لامحدود داخلی مزاحمت پیش کرتے ہوئے حساس اشارے پر بالکل بوجھ نہیں ڈالتا۔

⁵¹ داخلی میلان برقی رو حصہ 1.7.2 میں غور کیا جائے گا۔



شکل 1.18: بدلتارو مستحکم کار



شکل 1.19: تفرق کار

کسی بھی ایپلیفائر جس کی $A_v \approx 1$ ہو، کے خارجی سرے سے داخلی جانب یوں کپیسٹر نسب کر کے اس کا داخلی مزاحمت بڑھایا جاسکتا ہے۔ شرط صرف یہ ہے کہ درکار تعدد پر کپیسٹر قصر دور کام کرتے ہوئے مکمل خارجی اشارے کو داخلی جانب مزاحمت R_1 تک پہنچا سکے۔ مزاحمت R_1 کے ایک سرے کو جس جانب داخلی اشارہ کھینچتا ہے، خارجی اشارہ بھی اسی جانب مزاحمت کا دوسرا سرا کھینچتا ہے۔

1.5.4 تفرق کار

ایک اور اہم دور جسے تفرق کار⁵² کہتے ہیں کو شکل 1.19 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کو بالکل پہلی دو ادوار کی طرح

differentiator⁵²

حل کرتے ہیں۔ جوڑ پر تین برقی رو کے لئے لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} i_1 &= C \frac{d(v_n - v_s)}{dt} \\ i_2 &= \frac{v_n - v_o}{R} \\ i_3 &= 0 \end{aligned} \quad (1.39)$$

جبکہ جوڑ v_k کے لئے لکھ سکتے ہیں۔

$$v_k = 0 \quad (1.40)$$

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کو جوڑ v_n پر یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (1.41)$$

مساوات 1.39 میں دیے گئے قیمتوں کو مساوات 1.41 میں پر کرتے ہیں

$$C \frac{d(v_n - v_s)}{dt} + \frac{v_n - v_o}{R} + 0 = 0$$

لیتے ہوئے $v_n = v_k = 0$ کرتے ہوئے

$$-C \frac{dv_s}{dt} - \frac{v_o}{R} = 0$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

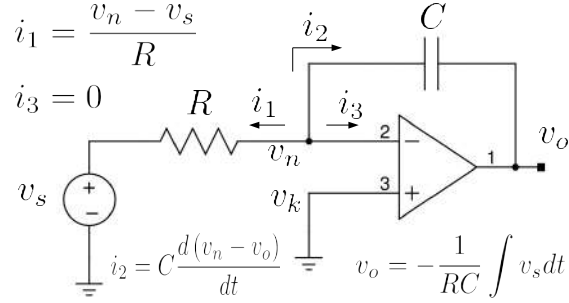
$$v_o = -RC \frac{dv_s}{dt} \quad (1.42)$$

اس مساوات کے تحت یہ دور مہیا کردہ اشارہ v_s کے تفرق کے نسبت سے خارجی اشارہ v_o پیدا کرتا ہے۔ اسی سے اس دور کو تفرق کار⁵³ کہتے ہیں۔

1.5.5 تکمیل کار

تفرقی دور کو دیکھنے کے بعد خیال آتا ہے کہ کیا حسابی ایمپلیفائر کو استعمال کرتے کسی تفاعل کا تکمیل⁵⁴ حاصل کیا جا سکتا ہے۔ جواب ہے جی ہاں۔ تکمیل کار⁵⁵ کو شکل 1.20 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

differentiator⁵³
integral⁵⁴
integrator⁵⁵



شکل 1.20: تکامل کار

$$(1.43) \quad \begin{aligned} i_1 &= \frac{v_n - v_s}{R} \\ i_2 &= C \frac{d(v_n - v_o)}{dt} \\ i_3 &= 0 \end{aligned}$$

اور

$$(1.44) \quad v_k = 0$$

کرخوف کا قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہوئے اور v_n میں v_k کی قیمت (یعنی صفروولٹ) استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \\ \frac{v_n - v_s}{R} + C \frac{d(v_n - v_o)}{dt} + 0 &= 0 \\ -\frac{v_s}{R} - C \frac{dv_o}{dt} &= 0 \end{aligned}$$

اس کا تعلق لیتے ہیں

$$\begin{aligned} \frac{dv_o}{dt} &= -\frac{v_s}{RC} \\ dv_o &= -\frac{v_s}{RC} dt \\ \int dv_o &= -\int \frac{v_s}{RC} dt \end{aligned}$$

یعنی

$$(1.45) \quad v_o = -\frac{1}{RC} \int v_s dt$$

اس مساوات میں v_o حاصل کرنے کی خاطر مساوات کے نشان کے دونوں جانب کا تکملہ لیا گیا ہے۔ اس طرح تکمل کار کا خارجی اشارہ v_o اسے مہیا کئے گئے اشارہ v_s کے تکملہ کے براہ راست متناسب ہوتا ہے۔ اسی خاصیت کی وجہ سے اس دور کو تکمل کار⁵⁶ کہتے ہیں۔

مثال 1.13: $R = 1 \text{ k}\Omega$ اور $C = 6.8 \mu\text{F}$ اور $v_s = V_p \sin \omega t$ کی صورت میں

- تکمل کار کا خارجی اشارہ حاصل کریں۔
- کتنی تعدد پر خارجی اشارے کا حیثہ داخلی اشارے کے حیثے کے برابر ہو گا۔
- خارجی اور داخلی اشارے کا زاویاتی تعلق کیا ہے۔

حل:

- مساوات 1.45 کی مدد سے

$$v_o = -\frac{1}{1000 \times 6.8 \times 10^{-6}} \int V_p \sin \omega t dt = \frac{147V_p}{\omega} \cos \omega t$$

حاصل ہوتا ہے۔

- دونوں حیثے برابر اس وقت ہوں گے جب

$$\frac{147V_p}{\omega} = V_p$$

$$\omega = 147$$

$$f = \frac{147}{2\pi} = 23.396 \text{ Hz}$$

ہو گا۔

integrator⁵⁶

• داخلی اشارے کو یوں لکھتے ہوئے

$$v_s = V_p \sin \omega t = V_p \cos (\omega t - 90)$$

ہم دیکھتے ہیں کہ داخلی اشارے سے خارجی اشارہ 90 آگے⁵⁷ ہے۔

مثال 1.14: $R = 1 \text{ k}\Omega$ اور $C = 10 \mu\text{F}$ اور $v_s = -0.1 \text{ V}$ کی صورت میں v_o حاصل کریں۔

حل:

$$v_o = -\frac{1}{1000 \times 10 \times 10^{-6}} \int -0.1 \text{ dt} = 10t$$

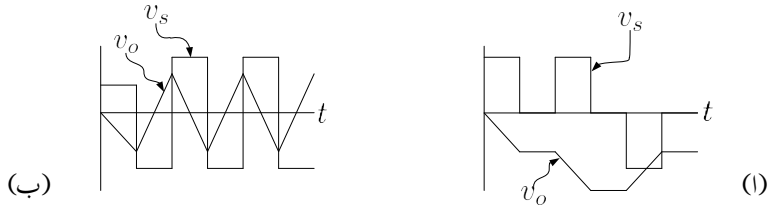
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خارجی اشارہ وقت کے راست تناسب بڑھتا ہے۔ یہ ایک سینڈ میں دس وولٹ بڑھ رہا ہے۔ اگر داخلی اشارہ مثبت کر دیا جائے تو خارجی اشارہ منفی جانب رواں ہو جائے گا۔

شکل 1.21 میں دو مختلف داخلی اشارات پر مکمل کار کا رد عمل دکھایا گیا ہے۔ آپ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ خارجی اشارات آپ کے توقع کے عین مطابق ہیں۔

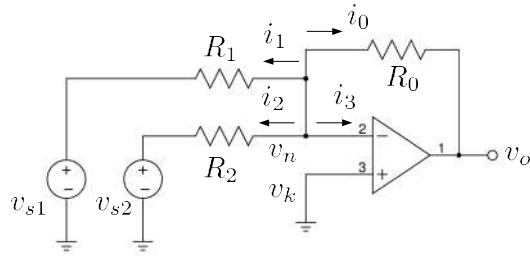
1.5.6 جمع کار

حسابی ایپلیٹاؤ کو دو یا دو سے زیادہ اشارات کا مجموعہ حاصل کرنے کے لئے بھی استعمال کیا جاسکتا ہے۔ ایسے ہی جمع کار⁵⁸ کو شکل 1.22 میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں دو اشارات v_{s1} اور v_{s2} مہیا کئے گئے ہیں۔ اشارہ v_{s1}

leading⁵⁷
adder⁵⁸



شکل 1.21: عمل کار کی کارکردگی کے مثال



شکل 1.22: جمع کار

مزاحمت R_1 کے ذریعہ حسابی ایپلیفائر کے v_n سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ اسی طرح اشارہ v_{s2} مزاحمت R_2 کے ذریعہ حسابی ایپلیفائر کے v_n سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ مزید اشارات کو بھی اسی ترکیب سے جوڑا جاسکتا ہے۔ شکل میں دکھائی گئی برقی رو کے لئے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(1.46) \quad \begin{aligned} i_1 &= \frac{v_n - v_{s1}}{R_1} \\ i_2 &= \frac{v_n - v_{s2}}{R_2} \\ i_3 &= 0 \\ i_o &= \frac{v_n - v_o}{R_0} \end{aligned}$$

اسی طرح جوڑ v_k کے لئے لکھ سکتے ہیں

$$(1.47) \quad v_k = 0$$

جوڑ v_n پر کرنخوف کے قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} i_1 + i_2 + i_3 + i_4 &= 0 \\ \frac{v_n - v_{s1}}{R_1} + \frac{v_n - v_{s2}}{R_2} + 0 + \frac{v_n - v_o}{R_0} &= 0 \end{aligned}$$

لیتے ہوئے $v_n = v_k$ پر کرتے ہوئے

$$-\frac{v_{s1}}{R_1} - \frac{v_{s2}}{R_2} - \frac{v_o}{R_0} = 0$$

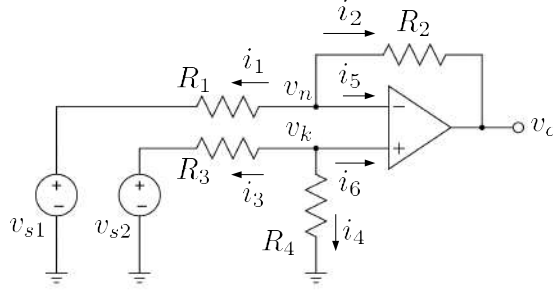
حاصل ہوتا ہے جسے

$$(1.48) \quad v_o = -R_0 \left(\frac{v_{s1}}{R_1} + \frac{v_{s2}}{R_2} \right)$$

لکھ سکتے ہیں۔ R_0 ، R_1 اور R_2 کی قیمتیں برابر ہونے کی صورت میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$(1.49) \quad v_o = -R \left(\frac{v_{s1}}{R} + \frac{v_{s2}}{R} \right) = -(v_{s1} + v_{s2})$$

اس صورت میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ منفی علامت کے علاوہ، v_o دونوں اشارات کا مجموعہ ہے۔ اسی لئے اس دور کو جمع کار⁵⁹ کہتے ہیں۔



شکل 1.23: منفی کار

1.5.7 منفی کار

حسابی ایپلیٹاؤں سے دو اشارات منفی کرنے والے دور پر اس حصہ میں غور کرتے ہیں۔ اس دور کو شکل 1.23 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 i_1 &= \frac{v_n - v_{s1}}{R_1} \\
 i_2 &= \frac{v_n - v_o}{R_2} \\
 i_3 &= \frac{v_k - v_{s2}}{R_3} \\
 i_4 &= \frac{v_k}{R_4} \\
 i_5 &= 0 \\
 i_6 &= 0
 \end{aligned}
 \tag{1.50}$$

انہیں کرخوف کے قانون برائے برقی رو میں استعمال کرتے ہوئے، جوڈ v_n کے لئے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 i_1 + i_2 + i_5 &= 0 \\
 \frac{v_n - v_{s1}}{R_1} + \frac{v_n - v_o}{R_2} + 0 &= 0 \\
 v_n \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) &= \frac{v_{s1}}{R_1} + \frac{v_o}{R_2} \\
 v_n &= \frac{\frac{v_{s1}}{R_1} + \frac{v_o}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}
 \end{aligned}
 \tag{1.51}$$

اسی طرح جوڑ v_k پر کخوف کا قانون برائے برقی رولاگو کرتے ہوئے اسے یوں حل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 i_3 + i_4 + i_6 &= 0 \\
 \frac{v_k - v_{s2}}{R_3} + \frac{v_k}{R_4} + 0 &= 0 \\
 v_k \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) &= \frac{v_{s2}}{R_3} \\
 v_k &= \frac{\frac{v_{s2}}{R_3}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}
 \end{aligned}
 \tag{1.52}$$

مساوات 1.11 کی پہلی شق کے تحت v_k اور v_n برابر ہوتے ہیں۔ یوں مساوات 1.51 اور 1.52 کو برابر ڈالتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 v_n &= v_k \\
 \frac{\frac{v_{s1}}{R_1} + \frac{v_o}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} &= \frac{\frac{v_{s2}}{R_3}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}
 \end{aligned}$$

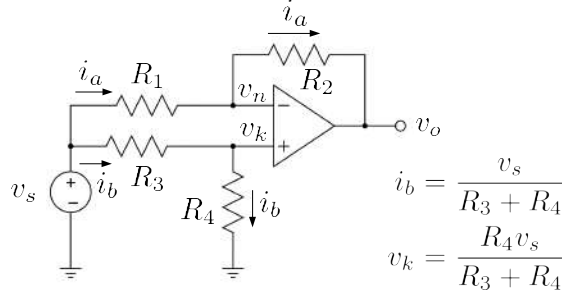
یعنی

$$\begin{aligned}
 v_o &= \frac{R_4}{R_1} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) v_{s2} - \frac{R_2}{R_1} v_{s1} \\
 &= \left(\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \right) v_{s2} - \frac{R_2}{R_1} v_{s1}
 \end{aligned}
 \tag{1.53}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ دور کی عمومی مساوات ہے۔ اگر دور میں $R_1 = R_3 = R_a$ جبکہ $R_2 = R_4 = R_b$ ہوں تب اس مساوات سے

$$v_o = \frac{R_b}{R_a} (v_{s2} - v_{s1})
 \tag{1.54}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر R_a اور R_b کی قیمتیں برابر ہوں تو اس صورت میں دور دونوں اشارات کو منفی کرے گا۔ اسی لئے اس دور کو منفی کار⁶⁰ کہتے ہیں۔ اگر R_a اور R_b برابر نہ ہوں تو دور دونوں اشارات میں فرق کو بڑھانے یا گھٹانے کی صلاحیت بھی رکھتا ہے



شکل 1.24: منفی کار کا مشترکہ داخلی مزاحمت

مثال 1.15: منفی کار کا مشترکہ داخلی مزاحمت تمام مزاحمت برابر ہونے کی صورت میں حاصل کریں۔ تمام مزاحمت مختلف ہونے کی صورت میں جواب کیا ہو گا۔

حل: مشترکہ داخلی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر دونوں داخلی سروں کو آپس میں جوڑتے ہوئے ان پر مشترکہ اشارہ v_s لاگو کیا جاتا ہے۔ اشارے سے i_a اور i_b برقی رو منفی کار میں داخل ہوں گے۔ مشترکہ مزاحمت داخلی برقی دباؤ اور داخلی برقی رو کے مجموعہ کی شرح کو کہتے ہیں یعنی

$$R_{\text{مشترکہ}} = \frac{v_s}{i_a + i_b}$$

آئیں داخلی مزاحمت کو پہلے حساب و کتاب سے حاصل کریں۔ تمام مزاحمت R کے برابر ہونے کی صورت میں

$$v_o = 0$$

$$v_k = \frac{v_s}{2}$$

$$v_n = \frac{v_s}{2}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ لہذا

$$i_a = \frac{v_s - v_n}{R} = \frac{v_s}{2R}$$

$$i_b = \frac{v_s - v_k}{R} = \frac{v_s}{2R}$$

$$i_a + i_b = \frac{v_s}{R}$$

اور یوں

$$R_{\text{داخلی}} = R$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس جواب کو یوں بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ حسابی ایپلیفائر کے دونوں داخلی سروں پر داخلی برقی رو صفر ہوتی ہے۔ v_k پر داخلی برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے اسے کھلے سرے تصور کیا جاسکتا ہے۔ اس طرح R_3 اور R_4 کو v_s اور برقی زمین کے مابین سلسلہ وار جڑا تصور کیا جاسکتا ہے۔ تمام مزاحمت برابر ہونے کی وجہ سے $v_0 = 0V$ ہے لہذا اسے برقی زمین تصور کیا جاسکتا ہے۔ v_n پر برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے اس داخلی سرے کو بھی کھلے سرے تصور کیا جاسکتا ہے۔ یوں R_1 اور R_2 کو بھی v_s اور برقی زمین کے مابین سلسلہ وار جڑا تصور کیا جاسکتا ہے۔ اس طرح سلسلہ وار جڑے R_1 اور R_2 کو سلسلہ وار جڑے R_3 اور R_4 کے متوازی تصور کیا جاسکتا ہے لہذا

$$\frac{1}{R_{\text{داخلی}}} = \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3 + R_4} = \frac{1}{2R} + \frac{1}{2R} = \frac{1}{R}$$

$$R_{\text{داخلی}} = R$$

حاصل ہوتا ہے۔

تمام مزاحمت مختلف ہونے کی صورت میں مساوات 1.53 سے خارجی اشارہ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$v_0 = \left[\left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) \frac{R_4}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} \right] v_s$$

حسابی ایپلیفائر کے دونوں داخلی سروں پر داخلی برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے R_1 اور R_2 میں یکساں برقی رو i_a پایا جائے گا۔ اسی طرح R_3 اور R_4 میں i_b پایا جائے گا جہاں

$$i_a = \frac{v_s - v_0}{R_1 + R_2}$$

$$= v_s \left[\frac{1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_1 (R_3 + R_4)} + \frac{R_2}{R_1 (R_1 + R_2)} \right]$$

$$= \frac{R_3 v_s}{R_1 (R_3 + R_4)}$$

$$i_b = \frac{v_s}{R_3 + R_4}$$

کے برابر ہیں۔ یوں

$$R_{\text{داخلی}} = \frac{v_s}{i_a + i_b} = \frac{R_1 (R_3 + R_4)}{R_1 + R_3}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اسی جواب کو قدر آسان طریقے سے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔ حسابی ایپلیفائر کے مثبت داخلی سرے کو کھلے سرے تصور کیا جاسکتا ہے۔ اس طرح R_3 اور R_4 کو v_s اور برقی زمین کے مابین دو سلسلہ وار جڑے مزاحمت تصور کیا جاسکتا ہے۔ ان دو مزاحمتوں میں برقی دباؤ کے تقسیم سے

$$v_k = \frac{R_4 v_s}{R_3 + R_4}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح ان میں برقی رو

$$i_b = \frac{v_s}{R_3 + R_4}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $v_k = v_n$ ہونے کی بدولت v_n بھی یہی ہو گا۔ لہذا R_1 میں برقی رو

$$i_a = \frac{v_s - v_n}{R_1} = \frac{v_s - \frac{R_4 v_s}{R_3 + R_4}}{R_1}$$

ہو گا۔ ان دو برقی رو سے داخلی مزاحمت حاصل ہوتا ہے۔ v_n کی قیمت v_k تعین کرتا ہے۔ چونکہ v_k کا دارومدار مزاحمت R_3 اور R_4 پر ہے جبکہ i_a کا دارومدار v_n اور R_1 پر ہے لہذا i_a اور i_b دونوں پر R_2 کا کوئی اثر نہیں۔ اسی لئے داخلی مزاحمت میں R_2 کا کوئی کردار نہیں۔

مثال 1.16: منفی کار کے تمام مزاحمت برابر ہونے کی صورت میں دونوں داخلی سروں پر مشترکہ داخلی اشارہ v_s مہیا کرنے سے $v_0 = 0V$ حاصل ہوتا ہے۔ اس صورت میں منفی کار کی مشترکہ افزائش صفر حاصل ہوتی ہے۔ $6.8 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ کے مزاحمت استعمال کرتے ہوئے ایپلیفائر کی خراب سے خراب تر مشترکہ افزائش کیا ممکن ہے۔ مشترکہ افزائش جتنی زیادہ ہو اتنا ہی اسے خراب سمجھا جاتا ہے۔

حل: مساوات 1.53 کے مطابق مشترکہ داخلی اشارے کی صورت ($v_{s2} = v_{s1} = v_s$) میں مشترکہ افزائش

$$\begin{aligned}\frac{v_o}{v_s} &= \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) \frac{R_4}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} \\ &= \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} \\ &= \frac{1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات میں v_o کی زیادہ سے زیادہ قیمت اس صورت حاصل ہوگی جب $\frac{R_3}{R_4}$ اور $\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}$ کے قیمت کم سے کم ہوں۔ $\frac{R_3}{R_4}$ کی قیمت کم سے کم تب ہوگی جب R_3 پانچ فی صد کم اور R_4 پانچ فی صد زیادہ ہو یعنی جب $R_3 = 6.46 \text{ k}\Omega$ اور $R_4 = 7.14 \text{ k}\Omega$ ہوں۔ اسی طرح $\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}$ کی قیمت کم سے کم تب ہوگی جب $R_2 = 6.46 \text{ k}\Omega$ اور $R_1 = 7.14 \text{ k}\Omega$ ہوں گے۔ ان قیمتوں کے استعمال سے خراب سے خراب تر مشترکہ افزائش

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1 - \frac{6.46 \times 6.46}{7.14 \times 7.14}}{1 + \frac{6.46}{7.14}} = 0.095238 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے۔

مثال 1.17: مثال 1.16 میں تمام مزاحمت مختلف ہونے کی صورت میں مزاحمت کے قیمت میں غلطی کی وجہ سے خراب تر مشترکہ افزائش کی عمومی جواب حاصل کریں۔

حل: گزشتہ مثال میں

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}$$

حاصل کی گئی۔ جیسا وہاں بتلایا گیا R_2 اور R_3 کے قیمت کم سے کم یعنی $(1 - \epsilon) R_2$ اور $(1 - \epsilon) R_3$ جبکہ R_1 اور R_4 کے قیمت زیادہ سے زیادہ یعنی $(1 + \epsilon) R_1$ اور $(1 + \epsilon) R_4$ ہونے ہوں گے۔ اس طرح

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1 - \left(\frac{1-\epsilon}{1+\epsilon}\right)^2 \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}}{1 + \left(\frac{1-\epsilon}{1+\epsilon}\right) \frac{R_3}{R_4}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ تمام مزاحمت ایک ہی قیمت کے ہونے کی صورت میں

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{2\epsilon}{1 + \epsilon}$$

حاصل ہوتا ہے۔

آپ نے حسابی ایمپلیفائر پر مبنی کئی ادوار دیکھے۔ یہ ادوار جمع، منفی، تفرق اور تکملہ جیسے حسابی اعمال سرانجام دیتے ہیں یا پھر اشارات کی افزائش کرتے ہیں۔ انہیں خوبیوں کی بدولت ہم اسے حسابی ایمپلیفائر پکارتے ہیں۔⁶¹

1.5.8 جمع و منفی کار

شکل 1.25 میں متعدد داخلی سروں والا جمع و منفی کار دکھایا گیا ہے۔ مثبت داخلی سروں پر v_{j1} تا v_{js} جبکہ منفی داخلی سروں پر v_{m1} تا v_{mn} اشارات مہیا کئے گئے ہیں۔ انہیں اس دور کو حل کریں۔ جوڑ v_n پر کر خوف کے قانون برائے برقی رو سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\frac{v_n - v_{m1}}{R_{m1}} + \frac{v_n - v_{m2}}{R_{m2}} \dots + \frac{v_n - v_{mn}}{R_{mn}} + \frac{v_n - v_o}{R_0} = 0$$

$$v_n \left(\frac{1}{R_{m1}} + \frac{1}{R_{m2}} \dots + \frac{1}{R_{mn}} + \frac{1}{R_0} \right) = \frac{v_{m1}}{R_{m1}} + \frac{v_{m2}}{R_{m2}} \dots + \frac{v_{mn}}{R_{mn}} + \frac{v_o}{R_0}$$

جس میں

$$\frac{1}{R_{m1}} + \frac{1}{R_{m2}} \dots + \frac{1}{R_{mn}} = \frac{1}{R_m}$$

لکھتے ہوئے

$$v_n \left(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_0} \right) = \frac{v_{m1}}{R_{m1}} + \frac{v_{m2}}{R_{m2}} \cdots + \frac{v_{mn}}{R_{mn}} + \frac{v_o}{R_0}$$

$$v_n = \left(\frac{R_m R_0}{R_m + R_0} \right) \left(\frac{v_{m1}}{R_{m1}} + \frac{v_{m2}}{R_{m2}} \cdots + \frac{v_{mn}}{R_{mn}} + \frac{v_o}{R_0} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح جوڑ v_k کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$\frac{v_k - v_{j1}}{R_{j1}} + \frac{v_k - v_{j2}}{R_{j2}} \cdots + \frac{v_k - v_{js}}{R_{js}} = 0$$

$$v_k \left(\frac{1}{R_{j1}} + \frac{1}{R_{j2}} \cdots + \frac{1}{R_{js}} \right) = \frac{v_{j1}}{R_{j1}} + \frac{v_{j2}}{R_{j2}} \cdots + \frac{v_{js}}{R_{js}}$$

جس میں

$$\frac{1}{R_{j1}} + \frac{1}{R_{j2}} \cdots + \frac{1}{R_{js}} = \frac{1}{R_j}$$

استعمال کرتے ہوئے

$$v_k = \frac{R_j}{R_{j1}} v_{j1} + \frac{R_j}{R_{j2}} v_{j2} \cdots + \frac{R_j}{R_{js}} v_{js}$$

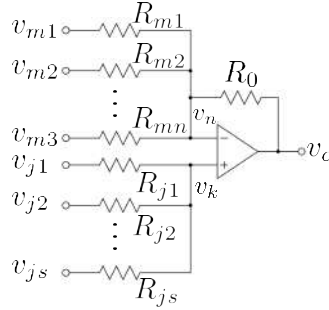
حاصل ہوتا ہے۔ $v_n = v_k$ لکھتے ہوئے v_o کے لئے حل کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$(1.55) \quad v_o = \left(1 + \frac{R_0}{R_m} \right) \left(\frac{R_j}{R_{j1}} v_{j1} + \frac{R_j}{R_{j2}} v_{j2} \cdots \right)$$

$$(1.56) \quad \cdots + \frac{R_j}{R_{js}} v_{js} \Big) - \left(\frac{R_0}{R_{m1}} v_{m1} + \frac{R_0}{R_{m2}} v_{m2} \cdots + \frac{R_0}{R_{mn}} v_{mn} \right)$$

1.5.9 آلانی ایمپلیفائر

حسابی ایمپلیفائر پر تبصرہ کرتے ہوئے آلانی ایمپلیفائر⁶² کا ذکر کرنا لازم ہے۔ آلانی ایمپلیفائر باریک اور حساس اشارات کے حصول کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ موجودہ دور میں ہر قسم کے طبعی متغیرات کو برقی اشارات میں تبدیل کر کے



شکل 1.25: جمع و منفی کار

ان پر کمپیوٹر کی مدد سے غور کیا جاتا ہے۔ آپ برقی قلب نگار ⁶³ سے بخوبی واقف ہوں گے جو دل کے کارکردگی کے اشارات کھینچتا ہے۔ برقی قلب نگار کو آلاتی ایمپلیفائر کے مدد سے ہی بنایا جاتا ہے۔⁶⁴

ان حساس اشارات کے حصول کے لئے زیادہ سے زیادہ داخلی برقی رکاوٹ ⁶⁵ والے ادوار استعمال کئے جاتے ہیں۔ ایسے جگہوں پر عموماً آلاتی ایمپلیفائر استعمال کیا جاتا ہے جس کا داخلی برقی رکاوٹ لامحدود تصور کیا جاسکتا ہے۔ آلاتی ایمپلیفائر کو شکل 1.26 میں دکھایا گیا ہے۔

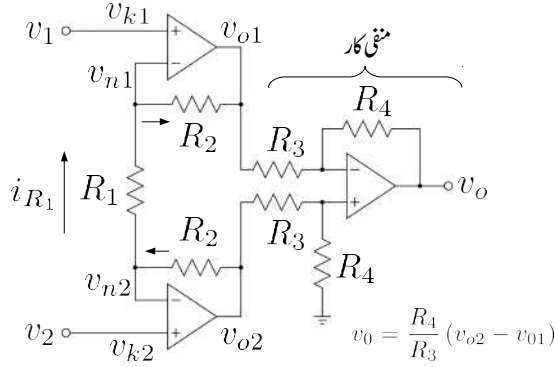
اس دور میں v_1 اور v_2 داخلی اشارات ہیں۔ کسی بھی حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سروں پر برقی دباؤ برابر رہتا ہے۔ یوں $v_{n1} = v_{k1} = v_1$ اور $v_{n2} = v_{k2} = v_2$ ہو گا۔ اس طرح مزاحمت R_1 کے نیچے جانب سرے پر برقی دباؤ کی قیمت v_2 اور اس کے اوپر جانب سرے پر برقی دباؤ کی قیمت v_1 ہو گی۔ یوں R_1 کے سروں کے مابین برقی دباؤ کی قیمت $(v_2 - v_1)$ ہو گی اور اس میں برقی رو

$$(1.57) \quad i_{R_1} = \frac{v_2 - v_1}{R_1}$$

ہو گی۔

جوڑ v_{n1} پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو لاگو کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ اس جوڑ پر نسب R_2 میں i_{R_1} کے برابر برقی رو گزرے گی جسے شکل میں تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح جوڑ v_{n2} پر کرخوف

⁶³ecg
⁶⁴آج مورخہ 21 مارچ 2014 کو میری بیٹی عفت بریٹن نے انجینئرنگ کے آخری سال کے پڑھائی کے دوران آلاتی ایمپلیفائر سے برقی قلب نگار بناتے ہوئے دل کی دھڑکن کے اشارات حاصل کئے۔
input impedance⁶⁵



شکل 1.26: آلائی ایپلیفائر

کے قانون سے ثابت ہوتا ہے کہ اس جوڑ پر نسب R_2 میں بھی i_{R_1} گزرے گی جسے تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ اس طرح i_{R_1} تین سلسلہ وار جڑی مزاحمت R_1 ، R_2 اور R_2 سے گزرتی ہے۔ ان سلسلہ وار جڑے مزاحمتوں کے آخری سروں کے مابین برقی دباؤ کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 v_{o2} - v_{o1} &= i_{R_1} \times (R_2 + R_1 + R_2) \\
 &= \frac{(v_2 - v_1)}{R_1} (R_1 + 2R_2) \\
 &= \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (v_2 - v_1)
 \end{aligned}
 \tag{1.58}$$

اس برقی دباؤ کو خارجی جانب منفی کار کو مہیا کیا جاتا ہے اور یوں

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} (v_{o2} - v_{o1}) = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (v_2 - v_1)
 \tag{1.59}$$

جو کہ آلائی ایپلیفائر کی درکار مساوات ہے۔

مثال 1.18: ایک آلاتی ایمپلیفائر میں

$$R_1 = 500 \Omega \quad R_2 = 50 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$v_2 = 4 + 0.003 \sin \omega t$$

$$v_1 = 4 - 0.003 \sin \omega t$$

ہیں۔ آلاتی ایمپلیفائر کے ہر جوڑ پر برقی دباؤ حاصل کریں۔ مشترک اشارہ رد کرنے کی صلاحیت CMRR حاصل کریں۔

حل:

دونوں داخلی سروں پر یکساں برقی دباؤ کو مشترک برقی دباؤ کہتے ہیں جبکہ دونوں داخلی سروں کے مابین برقی دباؤ کو تفرق برقی دباؤ کہتے ہیں۔ یوں

$$v_{\text{مشترک}} = 4 \text{ V}$$

$$v_{\text{تفرق}} = 0.06 \sin \omega t$$

ہیں۔ یوں انہیں

$$v_2 = v_{\text{مشترک}} + \frac{v_{\text{تفرق}}}{2}$$

$$v_1 = v_{\text{مشترک}} - \frac{v_{\text{تفرق}}}{2}$$

لکھا جاسکتا ہے۔

جوڑ v_{n1} پر v_1 جبکہ جوڑ v_{n2} پر v_2 پایا جائے گا۔ یوں R_1 میں برقی رو کی قیمت

$$I_{R1} = \frac{(4 + 0.003 \sin \omega t) - (4 - 0.003 \sin \omega t)}{500} = 12 \times 10^{-6} \sin \omega t$$

ہوگی۔ یوں مزاحمت R_2 کے دو سروں کے مابین برقی دباؤ کی قیمت

$$12 \times 10^{-6} \sin \omega t \times 50 \times 10^3 = 0.6 \sin \omega t$$

ہوگی۔ نچلے R_2 میں برقی رو کی سمت مزاحمت کے دائیں سرے سے بائیں سرے کی جانب ہے۔ یوں اس کا دایاں سرا مثبت جبکہ بائیں سرا منفی ہوگا۔ چونکہ ان سروں پر برقی دباؤ کو v_{o2} اور v_{n2} کہا گیا ہے لہذا

$$\begin{aligned}v_{o2} - v_{n2} &= 0.6 \sin \omega t \\v_{o2} &= 4 + 0.003 \sin \omega t + 0.6 \sin \omega t \\&= 4 + 0.603 \sin \omega t\end{aligned}$$

ہوگا۔ اسی طرح اوپر والے R_2 میں برقی رو کی سمت v_{n1} سے v_{o1} کے جانب ہے لہذا

$$\begin{aligned}v_{n1} - v_{o1} &= 0.6 \sin \omega t \\v_{o1} &= 4 - 0.003 \sin \omega t - 0.6 \sin \omega t \\&= 4 - 0.603 \sin \omega t\end{aligned}$$

حاصل ہوگا۔ یہاں رک کر نتائج پر غور کریں۔ مشترکہ اشارہ جوں کا توں ہے جبکہ تفرق اشارہ دونوں خارجی سروں پر بڑھ گیا ہے۔ v_{o2} اور v_{o1} کو منفی کار کے حوالے کیا جاتا ہے۔ منفی کار کے مثبت داخلی سرا v_k پر کر خوف کے قانون برائے برقی رو لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{v_k - v_{o2}}{R_3} + \frac{v_k}{R_4} &= 0 \\v_k &= \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) v_{o2} \\&= 2 + 0.3015 \sin \omega t\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ v_n اور v_k برابر ہونے کی وجہ سے v_n بھی یہی ہوگا۔ مندرجہ بالا جواب R_3 اور R_4 کو سلسلہ وار v_{o2} اور برقی زمین کے مابین جزا تصور کرتے ہوئے برقی دباؤ کے تقسیم کی مساوات سے بھی حاصل ہوتا ہے۔ منفی کار کا خارجی اشارہ

$$\begin{aligned}v_o &= \frac{R_4}{R_3} (v_{o2} - v_{o1}) \\&= \frac{10000}{10000} [(4 + 0.603 \sin \omega t) - (4 - 0.603 \sin \omega t)] \\&= 1.206 \sin \omega t\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

چونکہ خارجی اشارے میں مشترکہ اشارے کا نام و نشان تک نہیں لہذا مشترکہ افزائش صفر کے برابر ہے یعنی $A_m = 0$ جبکہ تفرقی افزائش کو مندرجہ بالا مساوات سے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

$$A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{1.206 \sin \omega t}{0.06 \sin \omega t} = 20.1 \frac{V}{V}$$

اس طرح مشترکہ اشارہ رد کرنے کی صلاحیت

$$CMRR = \frac{A_d}{A_m} = \infty$$

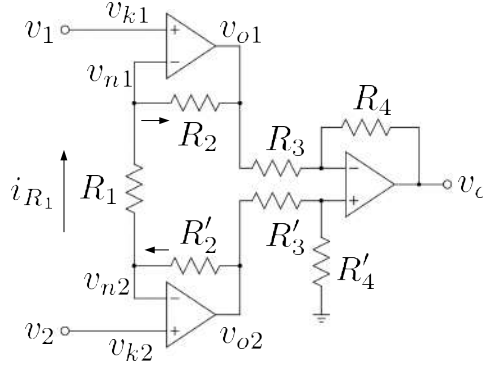
حاصل ہوتا ہے۔

اس مثال میں آلاتی ایمپلیفائر نے مشترکہ اشارے کو مکمل رد کرتے ہوئے تفرق اشارے کو 201 گنا بڑھایا۔ یہاں اس بات پر توجہ دیتے ہوئے ذہن نشین کریں کہ مزاحمتوں کے قیمتیں جس طرح بھی رکھی جائیں v_{o2} اور v_{o1} میں کسی صورت بھی مشترکہ اشارہ بڑھتا نہیں۔ یہ جوں کا توں ان دو خارجی سروں پر پایا جاتا ہے۔ آلاتی ایمپلیفائر کا دوسرا حصہ یعنی منفی کار v_{o2} سے v_{o1} منفی کرتے ہوئے مشترکہ اشارے کو مکمل طور رد کر دیتا ہے۔ تفرق اشارے کو آلاتی ایمپلیفائر کے دونوں حصے بڑھانے کی صلاحیت رکھتے ہیں۔ اگلے مثال میں ان حقائق پر مزید غور کیا جائے گا۔

آلاتی ایمپلیفائر میں دونوں مزاحمت جنہیں R_2 لکھا گیا ہے کے قیمتیں برابر رکھی جاتی ہیں۔ البتہ مزاحمت کے قیمتوں میں غلطی کی بنا پر ان کی قیمت $(1 - \epsilon) R_2$ تا $(1 + \epsilon) R_2$ ممکن ہوتی ہیں۔ مزاحمت کے قیمت میں $\pm 1\%$ غلطی کی صورت میں $\epsilon = 0.01$ کے برابر ہو گا۔ شکل 1.27 میں آلاتی ایمپلیفائر کو دوبارہ دکھاتے ہوئے ان حقائق کو واضح کیا گیا ہے جہاں ایک مزاحمت کو R_2 جبکہ دوسرے کو R'_2 لکھا گیا ہے۔ اسی طرح R_3 اور R_4 کو بھی دکھایا گیا ہے۔

مثال 1.19:

- شکل 1.27 کو استعمال کرتے ہوئے آلاتی ایمپلیفائر کے مشترکہ افزائش A_m اور تفرق افزائش A_d کے مساوات حاصل کریں۔



شکل 1.27: آلائی ایپلیٹاؤں کی مثال

- مزاحمتوں کے قیمت مکمل طور درست ہونے کی صورت میں $A_m = 0$ اور یوں $CMRR = \infty$ حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ ذیل $\pm 1\%$ مزاحمت استعمال کرتے ہوئے مشترکہ اشارہ رد کرنے کی صلاحیت $CMRR$ کی کمتر قیمت کیا ممکن ہے۔

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_2 = R'_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R'_3 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_4 = R'_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

- $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ کر دینے سے جواب کیا حاصل ہوتا ہے۔

- مزاحمت کے ان قیمتوں سے مشترکہ اشارہ رد کرنے کی صلاحیت $CMRR$ کی کمتر قیمت کیا ممکن ہے۔

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_2 = R'_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R'_3 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_4 = R'_4 = 100 \text{ k}\Omega$$

حل:

- مشترکہ اشارے کو v_c جبکہ تفرق اشارے کو v_d لکھتے ہوئے

$$v_2 = v_c + \frac{v_d}{2}$$

$$v_1 = v_c - \frac{v_d}{2}$$

لیتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

• آلاتی ایپلیٹائر کے پہلے حصے کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 i_{R1} &= \frac{v_{n2} - v_{n1}}{R_1} = \frac{v_2 - v_1}{R_1} \\
 v_{o2} &= v_{n2} + i_{R1}R_2' = \left(1 + \frac{R_2'}{R_1}\right)v_2 - \frac{R_2'}{R_1}v_1 \\
 &= \left(1 + \frac{R_2'}{R_1}\right)\left(v_c + \frac{v_d}{2}\right) - \frac{R_2'}{R_1}\left(v_c - \frac{v_2}{2}\right) \\
 (1.60) \quad &= v_c + \left(\frac{1}{2} + \frac{R_2'}{R_1}\right)v_d \\
 v_{o1} &= v_{n1} - i_{R1}R_2 = -\frac{R_2}{R_1}v_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_1 \\
 &= -\frac{R_2}{R_1}\left(v_c + \frac{v_d}{2}\right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(v_c - \frac{v_2}{2}\right) \\
 &= v_c - \left(\frac{1}{2} + \frac{R_2}{R_1}\right)v_d
 \end{aligned}$$

آلاتی ایپلیٹائر کے دوسرے حصے کو مساوات 1.53 بیان کرتا ہے جس میں مزاحمتوں کے موجودہ نام استعمال کرتے ہوئے یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$v_o = \left(\frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_3'}{R_4}}\right)v_{o2} - \frac{R_4}{R_3}v_{o1}$$

اس میں مساوات 1.60 کا استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 v_o &= \left(\frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_3'}{R_4}}\right) \left[v_c + \left(\frac{1}{2} + \frac{R_2'}{R_1}\right)v_d \right] - \frac{R_4}{R_3} \left[v_c - \left(\frac{1}{2} + \frac{R_2}{R_1}\right)v_d \right] \\
 &= \left[\frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_3'}{R_4}} - \frac{R_4}{R_3} \right] v_c + \left[\left(\frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_3'}{R_4}}\right) \left(\frac{1}{2} + \frac{R_2'}{R_1}\right) + \frac{R_4}{R_3} \left(\frac{1}{2} + \frac{R_2}{R_1}\right) \right] v_d \\
 &= A_c v_c + A_d v_d
 \end{aligned}$$

جہاں

$$A_c = \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R'_3}{R'_4}} - \frac{R_4}{R_3} = \frac{1 + \frac{R_4}{R_3} - \frac{R_4}{R_3} - \frac{R'_3 R_4}{R'_4 R_3}}{1 + \frac{R'_3}{R'_4}} = \frac{1 - \frac{R'_3 R_4}{R'_4 R_3}}{1 + \frac{R'_3}{R'_4}}$$

$$A_d = \left(\frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R'_3}{R'_4}} \right) \left(\frac{1}{2} + \frac{R'_2}{R_1} \right) + \frac{R_4}{R_3} \left(\frac{1}{2} + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

ہیں۔

• کمتر CMRR اس وقت حاصل ہوگی جب مشترکہ افزائش بلند تر جبکہ تفرق افزائش کمتر ہو یعنی

$$CMRR_{کمتر} = \left| \frac{A_{دکمتر}}{A_{کمتر}} \right|$$

A_c کی بلند تر قیمت اس وقت حاصل ہوگی جب $\frac{R'_3 R_4}{R'_4 R_3}$ کی قیمت کم سے کم ہو یعنی

$$R'_4 = (1 + 0.01) 10000 = 10100$$

$$R'_3 = (1 - 0.01) 10000 = 9900$$

$$R_4 = (1 - 0.01) 10000 = 9900$$

$$R_3 = (1 + 0.01) 10000 = 10100$$

اسی طرح A_d کی کمتر قیمت اس وقت حاصل ہوگی جب

$$R_1 = (1 + 0.01) 10000 = 10100$$

$$R'_2 = (1 - 0.01) 100000 = 99000$$

$$R_2 = (1 - 0.01) 100000 = 99000$$

ہوں۔ ان سے

$$CMRR_{کمتر} = 1030$$

حاصل ہوتا ہے۔

• $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ کرنے سے

$$CMRR_{کمتر} = 9852$$

ہو جاتا ہے۔

• ان نئے قیمتوں سے

$$\begin{aligned} R'_4 &= (1 + 0.01) 100000 = 101000 \\ R'_3 &= (1 - 0.01) 10000 = 9900 \\ R_4 &= (1 - 0.01) 100000 = 99000 \\ R_3 &= (1 + 0.01) 10000 = 10100 \\ R_1 &= (1 + 0.01) 10000 = 10100 \\ R_2 = R'_2 &= (1 - 0.01) 10000 = 9900 \end{aligned}$$

اور

$$CMRR_{\text{نئے}} = 814$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مثال میں دو حقائق سامنے آئے۔ پہلا یہ کہ A_d بڑھانے سے $CMRR$ کی کمتر قیمت بڑھتی ہے۔ دوسری یہ ہے کہ آلتی ایمپلیفائر کے A_d کو پہلے حصے سے حاصل کرنا زیادہ بہتر ہے۔

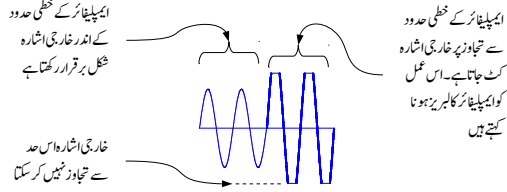
1.6 حسابی ایمپلیفائر کا ناقص پن

اب تک حسابی ایمپلیفائر پر مبنی جتنے بھی ادوار پر غور ہوا، ان تمام میں حسابی ایمپلیفائر کو کامل تصور کیا گیا۔ اس حصہ میں غیر کامل حسابی ایمپلیفائر پر غور کیا جائے گا۔

1.6.1 حسابی ایمپلیفائر کا لبریز ہونا

حسابی ایمپلیفائر کا v_o ہر صورت مساوات 1.3 میں دیے گئے حدود کے اندر رہتا ہے۔ v_o ان حدود سے تجاوز کرنے کی کوشش کرتے ہی غیر خطی صورت اختیار کر لیتا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے اس غیر خطی عمل کو حسابی ایمپلیفائر کا لبریز⁶⁶ ہونا کہتے ہیں۔ شکل 1.28 میں یہ عمل دکھایا گیا ہے۔

saturation⁶⁶



شکل 1.28: حسابی ایمپلیفائر کا لبریز ہونا

1.6.2 حسابی ایمپلیفائر کی رفتار چال

کوئی بھی اشارہ لامحدود رفتار سے تبدیل نہیں ہو سکتا۔ یہی حسابی ایمپلیفائر کے خارجی اشارے کے لئے بھی درست ہے۔ اگر حسابی ایمپلیفائر کو مستطیلی اشارہ بطور داخلی اشارہ فراہم کیا جائے تو اس کا خارجی اشارہ ترچھی شکل کا ہو گا۔ آپس اس عمل کو مستحکم کار کی مدد سے سمجھیں۔ اگر مستحکم کار کا شکل 1.29 میں دکھایا مستطیلی داخلی اشارہ فراہم کیا جائے تو اس کا خارجی اشارہ ترچھا ہو گا۔ خارجی اشارے کو کسی ایک برقی دباؤ سے کسی دوسرے برقی دباؤ کو حاصل کرنے کے لئے وقت درکار ہوتا ہے۔ خارجی اشارہ جس رفتار سے حرکت کرتا ہے اسے حسابی ایمپلیفائر کا رفتار چال⁶⁷ پکارا جائے گا۔ رفتار چال کی وضاحت شکل میں کی گئی ہے۔ رفتار چال کو عموماً وولٹ فی مائیکرو سیکنڈ $\frac{V}{\mu s}$ لکھا جاتا ہے۔

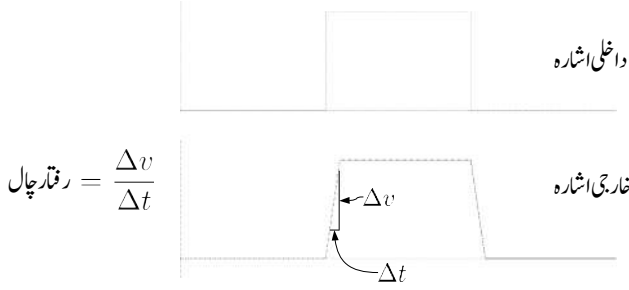
$$(1.61) \quad \text{رفتار چال} = \left| \frac{\Delta v}{\Delta t} \right|$$

سائن نما اشارہ $V_p \sin \omega t$ کے تفرق کی زیادہ سے زیادہ قیمت $t = 0$ پر پائی جاتی ہے یعنی

$$\left. \frac{dv_s}{dt} \right|_{t=0} = \omega V_p \cos \omega t \Big|_{t=0} = \omega V_p$$

جب تک یہ مقدار حسابی ایمپلیفائر کے رفتار چال سے کم ہو اس وقت تک حسابی ایمپلیفائر خوش اسلوبی سے اس اشارے کو خارج کرے گا۔ جیسے ہی یہ مقدار رفتار چال سے بڑھ جائے، حسابی ایمپلیفائر کے خارجی اشارے میں خلل پیدا ہو

slew rate⁶⁷



شکل 1.29: حسابی ایمپلیفائر کا رفتار چال

جائے گا۔ حسابی ایمپلیفائر کے رفتار چال کو اس کی پوری طاقت پر تعددی دائرہ کار کردگی⁶⁸ کی شکل میں یوں بیان کیا جاتا ہے

$$(1.62) \quad \omega_{\text{دائرہ کار کردگی}} = \frac{\text{رفتار چال}}{V_p}$$

$$(1.63) \quad f_{\text{دائرہ کار کردگی}} = \frac{\text{رفتار چال}}{2\pi V_p}$$

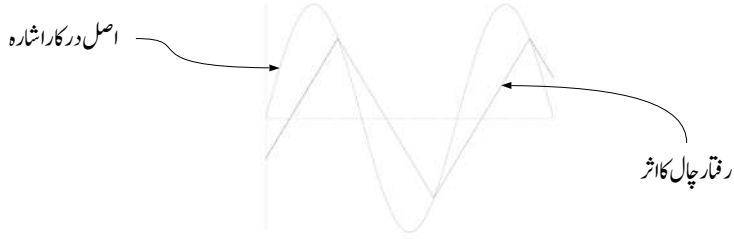
جہاں V_p حسابی ایمپلیفائر کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ خارجی برقی دباؤ ہے۔ کم برقی دباؤ خارج کرتے ہوئے اس تعدد کی قیمت بڑھ جاتی ہے۔ یوں V_0 برقی دباؤ خارج کرتے ہوئے

$$(1.64) \quad \omega_{\text{بلند تر}} = \frac{\text{رفتار چال}}{V_0}$$

ہو گا۔ شکل 1.30 میں خارجی اشارے پر رفتار چال کا اثر دکھایا گیا ہے۔ یہ اشارہ اپنی اصل صورت کھو کر تکونی شکل اختیار کر گیا ہے جہاں تکون کے اطراف سے بلند اور پست ہو رہے ہیں۔

مثال 1.20: ایک حسابی ایمپلیفائر جس کی رفتار چال $100 \frac{V}{\mu s}$ ہے کا مستحکم کار بنایا جاتا ہے جسے نہایت کم دورانیے والے 5V چوٹی کے موٹا مستطیلی پتلے اشارات⁶⁹ مہیا کئے جاتے ہیں۔

full power band width⁶⁸
pulses⁶⁹



شکل 1.30: رفٹار چال کا اثر

- اشارے کے چوٹی کی کم سے کم وہ دورانیہ t_p دریافت کریں جس پر خارجی اشارہ بھی 5V تک پہنچ پاتا ہے۔
- اگر داخلی اشارہ متواتر تبدیل ہوتے ہوئے حاصل کردہ دورانیہ t_p کے لئے 5V اور اتنے ہی دورانیے کے لئے 0V پر رہتا ہو تو خارجی اشارے کی شکل کیا ہوگی۔

حل:

- رفٹار چال کے مطابق خارجی اشارہ ایک مائیکرو سیکنڈ میں سو وولٹ حاصل کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ پانچ وولٹ حاصل کرنے کے لئے یوں 50 ns درکار ہیں۔ داخلی اشارے کی چوٹی کم سے کم 50 ns کے لئے برقرار رہے گی تو مستحکم کار کا خارجی اشارہ بھی پانچ وولٹ تک پہنچ جائے گا۔
- اس صورت میں جیسے ہی خارجی اشارہ پانچ وولٹ پر پہنچتا ہے اسی لمحہ داخلی اشارہ صفر وولٹ ہو جاتا ہے اور یوں حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ $100 \frac{V}{\mu s}$ کے رفٹار سے اب 5V سے 0V کی جانب روانہ ہوتا ہے۔ یوں خارجی اشارہ تکنونی شکل کا ہو گا جو متواتر 50 ns لیتے ہوئے 5V تک اور اسی طرح 50 ns لیتے ہوئے 0V کے درمیان ارتعاش کرتا رہے گا۔

مثال 1.21: ایک منفی حسابی ایمپلیفائر $0.1 \sin \omega t$ کا اشارہ تیس گنا بڑھاتا ہے۔ اگر حسابی ایمپلیفائر کا رفتار چال $1000 \frac{V}{\mu s}$ ہو تب داخلی اشارے کی وہ بلند ترین تعدد حاصل کریں جس پر خارجی اشارہ نہ بگڑے۔

حل: خارجی اشارہ $-3 \sin \omega t$ ہے جس کا تیز ترین رفتار $t = 0$

$$|-3\omega \cos \omega t|_{t=0} = 3\omega$$

ہے۔ یوں

$$f = \frac{1000 \times 10^6}{2 \times \pi \times 3} = 53 \text{ MHz}$$

وہ بلند ترین تعدد ہے جس کے اشارے کو ایمپلیفائر بالکل درست خارج کر سکتا ہے۔

1.7 عددی اشارے سے مماثل اشارے کا حصول

شکل 1.31 میں عددی اشارے سے مماثل اشارہ حاصل کرنے والا دور دکھایا گیا ہے جسے ہم عددی سے مماثل کار⁷⁰ کہیں گے۔ اس دور کے چار داخلی اشارات d_0 تا d_3 ہیں جنہیں انفرادی طور پر برقی زمین یعنی $0V$ یا مثبت برقی دباؤ یعنی $5V$ کے ساتھ جوڑا جاسکتا ہے۔ شکل میں $d_2 = 0V$ پر جبکہ d_0 ، d_1 اور d_3 کو $5V$ پر دکھایا گیا ہے۔ آئیں اس دور کو حل کرتے ہیں۔

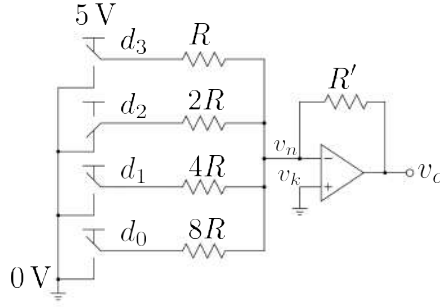
$$v_k = 0$$

$$\frac{v_n - d_3}{R} + \frac{v_n - d_2}{2R} + \frac{v_n - d_1}{4R} + \frac{v_n - d_0}{8R} + \frac{v_n - v_o}{R'} = 0$$

$$v_o = -\frac{R'}{8R} (8d_3 + 4d_2 + 2d_1 + d_0)$$

جسے یوں بہتر طریقے سے لکھا جاسکتا ہے۔

$$(1.65) \quad v_o = -\frac{R'}{8R} (2^3 d_3 + 2^2 d_2 + 2^1 d_1 + 2^0 d_0)$$



شکل 1.31: چار بیٹ کا عددی سے مماثل کار

عددی سے مماثل کار عددی⁷¹ متغیرہ لیتے ہوئے اس کا مماثل⁷² متغیرہ خارج کرتا ہے۔ عددی متغیرات کو دہری نظام اعداد⁷³ میں لکھا جاتا ہے۔ دہری نظام اعداد کے دو ہی ہندسے ہیں یعنی 0 (صفر) اور 1 (ایک)۔ 0 کو 0 اور 1 کو 5V سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ d_3 تا d_0 کو $d_3d_2d_1d_0$ لکھتے ہوئے چار بیٹ⁷⁴ کا دہرا عدد حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل میں دکھائی صورت

$$d_3d_2d_1d_0 = 1011_2$$

کو ظاہر کرتی ہے جو کہ اعشاری نظام گنتی⁷⁵ میں گیارہ 11_{10} کے برابر ہے۔

اگر تمام داخلی دہرے ہندسے صفر کر دیے جائیں تو مساوات 1.65 کے مطابق عددی سے مماثل کار $v_o = 0V$ خارج کرے گا جبکہ اگر تمام داخلی دہرے ہندسے ایک کر دیے جائیں یعنی انہیں 5V سے ظاہر کیا جائے تب دور

$$\begin{aligned} v_o &= -\frac{R'}{8R} (2^3 \times 5 + 2^2 \times 5 + 2^1 \times 5 + 2^0 \times 5) \\ &= -\frac{R'}{8R} (2^3 + 2^2 + 2^1 + 2^0) \times 5 \\ &= -\frac{R'}{8R} (8 + 4 + 2 + 1) \times 5 \\ &= -\frac{R'}{8R} \times 75 \end{aligned}$$

digital⁷¹

analog⁷²

binary number system⁷³

bit⁷⁴

decimal number system⁷⁵

خارج کرے گا۔

R' اور R کی قیمت سے درکار قیمت تعیین کی جاسکتی ہے۔ مثلاً $R' = \frac{8R}{15}$ رکھتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات کے مطابق عددی سے مماثل کار $v_0 = -5V$ خارج کرے گا۔ چونکہ d_0 تا d_3 کے چار ہندسوں پر مبنی دہرا عدد سولہ 16_{10} مختلف قیمتیں ظاہر کر سکتا ہے لہذا عددی سے مماثل کار صفر وولٹ تا منفی پانچ وولٹ سولہ مختلف قیمتیں خارج کر سکتا ہے۔

عددی سے مماثل کار میں اسی طرز پر مزید داخلی اشارات جوڑتے ہوئے زیادہ ہندسوں کا عددی سے مماثل کار بنایا جاتا ہے۔

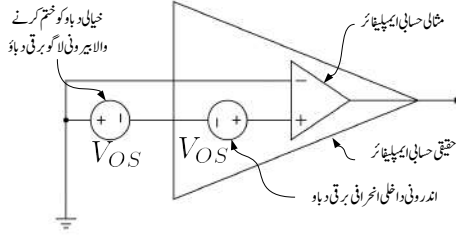
مثال 1.22: $R' = \frac{8R}{15}$ رکھتے ہوئے $d_3d_2d_1d_0$ کی قیمت 1010_2 ہونے کی صورت میں عددی سے مماثل کار کتنی برقی دباؤ خارج کرے گا۔

حل:

$$\begin{aligned} v_0 &= -\frac{R'}{8R} (2^3 \times 5 + 2^2 \times 0 + 2^1 \times 5 + 2^0 \times 0) \\ &= -\frac{R'}{8R} (2^3 + 2^1) \times 5 \\ &= -3.333V \end{aligned}$$

1.7.1 ایک سمتی اندرونی داخلی انحرافی برقی دباؤ کا مسئلہ

اگر کامل حسابی ایمپلیفائر کے دونوں داخلی سرے آپس میں جوڑ کر انہیں برقی زمین کے ساتھ جوڑا جائے، یعنی $v_k = v_n = 0$ کر دیا جائے، تو ہم توقع کرتے ہیں کہ اس کا خارجی اشارہ صفر وولٹ کا ہوگا، یعنی $v_o = A_d v_d = 0$



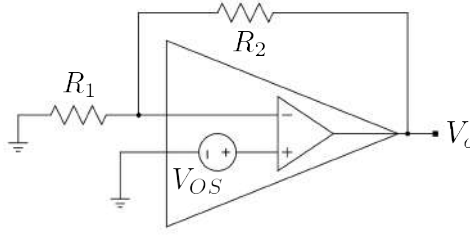
شکل 1.32: داخلی اخروانی برقی دباؤ اور اس کا خاتمہ

ہو گا۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا⁷⁶ اور عموماً اس طرح جڑا حسابی ایپلیفائر مثبت یا منفی جانب لبریز پایا جاتا ہے۔ حسابی ایپلیفائر کے v_o کو صفر وولٹ پر لانے کی خاطر حسابی ایپلیفائر کے دونوں داخلی سروں کے مابین برقی دباؤ V_{OS} مہیا کرنا پڑتا ہے۔

اس حقیقت کو یوں بھی بیان کیا جاسکتا ہے کہ حسابی ایپلیفائر بناتے وقت پوری کوشش کے باوجود اسے کامل بنانا ناممکن ہوتا ہے اور اس میں کچھ کمی رہ جاتی ہے جس کی وجہ سے اس کا عمل یوں پایا جاتا ہے جیسے اس کے داخلی سروں کے مابین برقی دباؤ V_{OS} جڑی ہو۔ اس خیالی برقی دباؤ V_{OS} کو ختم کرنے کی خاطر ہمیں اتنی ہی، مگر الٹ علامت والی، برقی دباؤ V_{OS} اس کے دونوں داخلی سروں کے مابین فراہم کرنی پڑتی ہے۔ اس خیالی برقی دباؤ کو اندرونی داخلی اخروانی برقی دباؤ⁷⁷ کہتے ہیں۔ شکل 1.32 میں اس کی وضاحت کی گئی ہے۔

اندرونی داخلی اخروانی برقی دباؤ کی موجودگی غیر پسندیدہ حقیقت ہے جسے ختم کرنے کی تمام تر کوشش کی جاتی ہے۔ حسابی ایپلیفائر بنانے والے صنعت کار اپنے بنائے گئے حسابی ایپلیفائر میں پائے جانے والے اندرونی داخلی اخروانی برقی دباؤ کے حدود کی معلومات فراہم کرتے ہیں۔ یہ حدود عموماً $\pm 1 \text{ mV}$ تا $\pm 5 \text{ mV}$ تک ہوتے ہیں۔ اندرونی داخلی اخروانی برقی دباؤ کی علامت نہیں بتلائی جاتی چونکہ قبل از استعمال اس کا جاننا ممکن نہیں ہوتا۔ اندرونی داخلی اخروانی برقی دباؤ کا تخمینہ لگانے کی خاطر مثبت ایپلیفائر استعمال کیا جاسکتا ہے۔ شکل 1.33 میں اسے دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں مثبت سرے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑا گیا ہے۔ مزاحمت R_2 کی قیمت کو R_1 کی قیمت سے اتنا بڑا رکھا جاتا ہے کہ خارجی سرے پر چند وولٹ کی یک سمتی برقی دباؤ V_{OS} پایا جائے۔ اس دور میں اندرونی داخلی اخروانی برقی دباؤ کو بطور داخلی اشارہ استعمال کیا گیا ہے۔ اگر اس اندرونی داخلی اخروانی برقی دباؤ کی قیمت V_{OS} ہو تب مثبت

⁷⁶ اس مسئلہ کے پیدا ہونے کی وجوہات پر حصہ 5.5.1 میں تفصیلاً تبصرہ کیا جائے گا
⁷⁷ input offset voltage



شکل 1.33: داخلی انحرافی برقی دباؤ کی پیمائش

ایمپلیفائر کے لئے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(1.66) \quad V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{OS} = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} V_{OS}$$

اس مساوات میں V_{OS} کے علاوہ تمام متغیرات ہمیں معلوم ہیں۔ یوں ان سے V_{OS} حاصل کی جاسکتی ہے یعنی

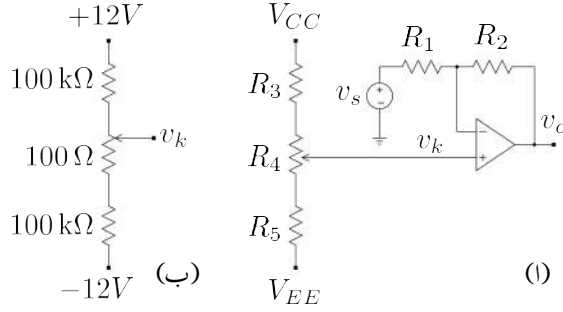
$$(1.67) \quad V_{OS} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o$$

شکل 1.34 الف میں اندرونی داخلی انحرافی برقی دباؤ کے اثر کو ختم کر کے منفی ایمپلیفائر کا استعمال دکھایا گیا ہے۔ ایسے ادوار میں R_3 اور R_5 کی قیمتیں کئی کلو اوہم $k\Omega$ ہوتی ہیں جبکہ متغیر مزاحمت R_4 کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ اس کے درمیانی پنیاسے قابل حصول برقی دباؤ استعمال کردہ حسابی ایمپلیفائر کے اندرونی داخلی انحرافی برقی دباؤ V_{OS} کے حدود سے قدر زیادہ ہو۔ ایسے متغیر مزاحمت پر تیج نسب ہوتا ہے جسے گھماتے ہوئے حسابی ایمپلیفائر کے خارجی اشارے V_o کو صفر وولٹ کرتے ہوئے اندرونی داخلی انحرافی برقی دباؤ کے اثر کو ختم کیا جاتا ہے۔

مثال 1.23: اگر شکل 1.34 الف میں

$$V_{CC} = 12V \quad V_{EE} = -12V \quad V_{OS} = 2mV$$

ہیں۔ داخلی انحرافی برقی دباؤ کے خاتمے کے لئے درکار مزاحمت R_3 ، R_4 اور R_5 منتخب کریں۔



شکل 1.34: داخلی انحرافی برقی دبا سے پاک، منغلی ایپلیکیشنز

حل: چونکہ داخلی انحرافی برقی دبا کی قیمت معلوم ہونے کے باوجود اس کا رخ معلوم نہیں ہوتا لہذا ہمیں ان مزاحمت کو یوں منتخب کرنا ہوگا کہ R_4 تبدیل کرتے ہوئے ہم -2mV تا 2mV یعنی کل 4mV کی تبدیلی حاصل کر سکیں۔ ہم $R_3 = R_5 = 100\text{ k}\Omega$ لیتے ہوئے R_4 کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔

$$(+12 - (-12)) \times \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4 + R_5} \right) = 0.004$$

$$24 \times \left(\frac{R_4}{200000 + R_4} \right) = 0.004$$

$$R_4 = 33.34 \Omega$$

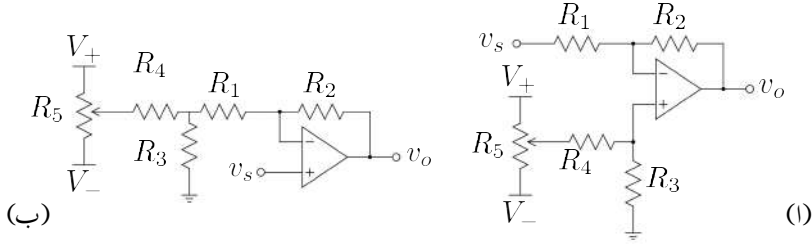
ہم اس سے قدر زیادہ مزاحمت منتخب کرتے ہیں مثلاً $R_4 = 100 \Omega$ ۔

اہیں دیکھیں کہ ان قیمتوں سے v_k میں کن حدود کے مابین تبدیلی ممکن ہے۔ R_4 کے متغیر سرے کو ایک جانب پورا گھما کر شکل الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت میں کرنوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\frac{v_k - V_{CC}}{R_3} + \frac{v_k - V_{EE}}{R_4 + R_5} = 0$$

$$\frac{v_k - 12}{100000} + \frac{v_k + 12}{100 + 100000} = 0$$

$$v_k = 5.99\text{ mV}$$



شکل 1.35: داخلی انحرافی برقی دباؤ سے پاک ایمپلیفائر

اسی طرح اگر R_4 کو دوسری جانب پورا گھمایا جائے تب

$$\frac{v_k - V_{CC}}{R_3 + R_4} + \frac{v_k - V_{EE}}{R_5} = 0$$

$$\frac{v_k - 12}{100000 + 100} + \frac{v_k + 12}{100000} = 0$$

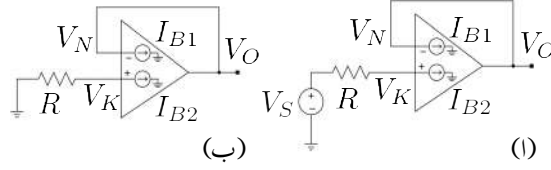
$$v_k = -5.99 \text{ mV}$$

حاصل ہوتا ہے۔ موجودہ مثال میں حسابی ایمپلیفائر کا داخلی انحرافی برقی دباؤ -2 mV تا 2 mV کے مابین کہیں پر بھی ہو سکتا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ $v_s = 0$ رکھتے ہوئے اس کے خارجی اشارے v_o پر نظر رکھ کر R_4 کو اس مقام پر لایا جاتا ہے جہاں $v_o = 0$ حاصل ہو۔ R_4 کو اسی قیمت پر پکا چھوڑ دیا جاتا ہے۔

شکل 1.35 میں داخلی انحرافی برقی دباؤ سے پاک منفی اور مثبت ایمپلیفائر دکھائے گئے ہیں۔ ان ادوار میں $R_3 = 100 \Omega$ ، $R_4 = 150 \text{ k}\Omega$ ، $R_5 = 50 \text{ k}\Omega$ ، اور $V_+ = 12 \text{ V}$ اور $V_- = -12 \text{ V}$ کی صورت میں $\pm 8 \text{ mV}$ کے داخلی انحرافی برقی دباؤ کا خاتمہ ممکن ہو گا۔

1.7.2 داخلی برقی رو کا مسئلہ

اگرچہ حسابی ایمپلیفائر کی داخلی برقی رو I_B کی قیمت عموماً قابل نظر انداز ہوتی ہے البتہ کبھی کبھار نہایت حساس یا باریک اشارات کی قیمت بھی I_B کے لگ بھگ ہوتی ہے۔ ایسی صورت میں I_B کو نظر انداز کرنا ممکن نہیں



شکل 1.36: داخلی برقی رو کا مسئلہ

ہوتا۔ اس طرح کے مجبوری کے علاوہ بھی ادوار بناتے وقت اگر I_B کو مد نظر رکھا جائے تو کچھ حرج نہیں۔ داخلی برقی رو ایک سمتی نوعیت کی ہوتی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے درست کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ اس کے دونوں داخلی سروں پر ایک سمتی برقی رو کے لئے راستہ موجود ہو۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ اس I_B کے بارے میں عموماً کیا کیا جاتا ہے۔

حسابی ایمپلیفائر کی اندرونی ساخت کی وجہ سے اس کے داخلی سروں پر ایک سمتی برقی رو درکار ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ دونوں داخلی سروں پر برقی رو کا رخ ایک ہی سمت میں ہوتا ہے۔ اگر کسی ایک قسم کے ایمپلیفائر میں برقی رو کا رخ داخلی سروں پر اندر کی جانب ہو تو کسی دوسرے قسم کے ایمپلیفائر میں دونوں یک سمتی داخلی برقی رو کا رخ باہر کی جانب ہو سکتا ہے۔ اس داخلی برقی رو جسے داخلی میلان برقی رو⁷⁸ کہتے ہیں کے مقدار کا دارومدار ایمپلیفائر کی ساخت پر ہوتا ہے۔ شکل 1.36 الف میں مستحکم کار دکھایا گیا ہے جہاں حسابی ایمپلیفائر کے داخلی برقی رو I_{B1} اور I_{B2} کو منبع مستقل برقی رو⁷⁹ تصور کیا گیا ہے۔ یک سمتی داخلی اشارہ V_S کی قیمت صفر ہونے کی صورت میں شکل الف حاصل ہوتا ہے۔ مستحکم کار کی خاصیت یہ ہے کہ یہ داخلی اشارہ کو بغیر تبدیلی خارج کرتا ہے۔ یوں ہم توقع رکھتے ہیں کہ $V_S = 0$ کی صورت میں $V_O = 0$ ہو گا مگر ایسا نہیں ہوتا۔ شکل الف پر غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ داخلی برقی رو کی وجہ سے

$$V_K = -I_{B2}R$$

حاصل ہوتا ہے۔ $V_N = V_K$ ہونے سے

$$(1.68) \quad V_O = -I_{B2}R$$

حاصل ہو گا۔ جیسا کہ پہلے ذکر ہوا، چونکہ عام حالات میں داخلی میلان برقی رو کی قیمت نہایت کم ہوتی ہے لہذا اس برقی رو کو عموماً نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے۔ اس وقت ہم کوئی ایسی ترکیب جاننا چاہیں گے کہ ناقابل نظر انداز داخلی میلان برقی رو کی صورت میں یہ دور $V_O = 0$ خارج کرے۔

⁷⁸ input bias current
⁷⁹ constant current source

شکل 1.37 میں مستحکم کار کو ذرا تبدیل کرتے ہوئے اس میں مزاحمت R_1 شامل کیا گیا ہے۔ مستحکم کار کی کارکردگی ایسا کرنے سے ہرگز متاثر نہیں ہوتی۔ اس دور میں بھی

$$V_K = -I_{B2}R$$

اور

$$V_N = V_K = -I_{B2}R$$

حاصل ہوتا ہے۔ البتہ R_1 پر اوہم کے قانون سے

$$V_O - V_N = I_{B1}R_1$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$V_O = V_N + I_{B1}R_1$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر دونوں داخلی میلان برقی رو کے قیمتیں برابر ہوں ($I_{B1} = I_{B2} = I_B$) تب ہم اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$V_O = -I_B R + I_B R_1$$

دور میں

$$(1.69) \quad R_1 = R$$

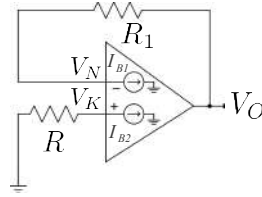
لینے سے $V_O = 0$ حاصل ہوتا ہے یعنی

$$V_O = -I_B R + I_B R = 0$$

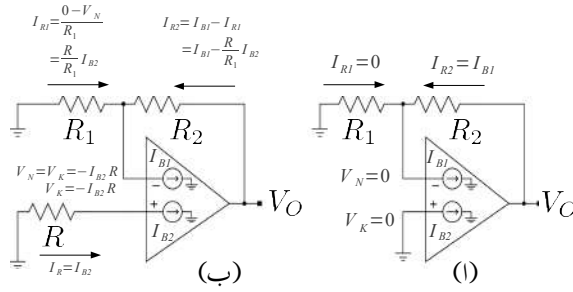
پس ہم نے دیکھا کہ دور میں دونوں دخول پر یک سمتی برقی رو کے لئے برابر مزاحمت نسب کرنے سے داخلی میلان برقی رو کا مسئلہ حل ہو جاتا ہے۔

اگر $R_1 = R$ لیتے ہوئے اس حقیقت کو مد نظر رکھا جائے کہ دونوں داخلی برقی رو کے قیمتیں برابر نہیں ہوتیں تو اس صورت میں گزشتہ مساوات سے

$$(1.70) \quad V_O = -I_{B2}R + I_{B1}R = (I_{B1} - I_{B2})R$$



شکل 1.37: داخلی برقی رو کے مسئلے کا حل



شکل 1.38: منفی ایمپلیفائر میں مسئلہ داخلی برقی رو اور اس کا حل

حاصل ہوتا ہے۔ اگرچہ اس صورت میں $V_O = 0$ حاصل نہیں ہو گا مگر چونکہ

$$|I_{B1} - I_{B2}| \ll I_B$$

ہوتا ہے لہذا مساوات 1.70 سے حاصل V_O کی قیمت مساوات 1.68 سے حاصل V_O کی قیمت سے زیادہ بہتر (یعنی کم) ہے۔

مثال 1.24: منفی ایمپلیفائر میں مسئلہ داخلی برقی دباؤ کی نشاندہی کریں اور اس سے نپٹنے کا حل دریافت کریں۔

حل: شکل 1.7 میں منفی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں داخلی اشارہ کی قیمت صفر کرنے سے شکل 1.38 الف حاصل ہوتا ہے۔ شکل-الف میں مثبت داخلی سرابرقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا $V_K = 0$ ہے اور یوں $V_N = V_K = 0$ ہو گا۔ $V_N = 0$ ہونے کی وجہ سے $I_{R1} = 0$ ہو گا اور یوں منفی داخلی سرے کی داخلی

برقی رو تمام کی تمام مزاحمت R_2 سے گزرے گی یعنی $I_{R2} = I_{B1}$ ہو گا۔ مزاحمت R_2 پر اُوہم کے قانون سے V_O یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned} V_O - V_N &= I_{R2}R_2 \\ V_O &= V_N + I_{R2}R_2 \\ V_O &= 0 + I_{B1}R_2 \\ V_O &= I_{B1}R_2 \end{aligned} \quad (1.71)$$

شکل 1.38 ب میں مثبت داخلی سرے سے برقی زمین تک مزاحمت R جوڑ کر داخلی برقی رو کے مسئلے کو حل کرنے کی کوشش کی گئی ہے۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے $I_R = I_{B2}$ ہونے کی وجہ سے $V_K = -I_{B2}R$ ہو گا۔ یوں منفی داخلی سرے پر بھی اتنا ہی برقی دباؤ ہو گا (یعنی $V_N = V_K = -I_{B2}R$)۔ مزاحمت R_1 کا بائیں سرا برقی زمین پر ہے جب کہ اس کا دایاں سرے پر منفی برقی دباؤ ہے لہذا اس میں بائیں سرے سے دائیں سرے کی جانب برقی رو گزرے گا

$$I_{R1} = \frac{R}{R_1} I_{B2}$$

منفی داخلی سرے پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے I_{R2} یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

$$\begin{aligned} I_{R1} + I_{R2} &= I_{B1} \\ \frac{R}{R_1} I_{B2} + I_{R2} &= I_{B1} \\ I_{R2} &= I_{B1} - \frac{R}{R_1} I_{B2} \end{aligned}$$

مزاحمت R_2 پر اُوہم کا قانون استعمال کرتے ہوئے V_O حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_O - V_N &= I_{R2}R_2 \\ V_O &= V_N + I_{R2}R_2 \\ V_O &= -I_{B2}R + \left(I_{B1} - \frac{R}{R_1} I_{B2} \right) R_2 \end{aligned} \quad (1.72)$$

اگر دونوں داخلی میلان برقی رو کی قیمتیں برابر ہوں یعنی $I_{B1} = I_{B2}$ تب اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned} V_O &= -I_B R + \left(I_B - \frac{R}{R_1} I_B \right) R_2 \\ &= I_B \left(-R + R_2 - \frac{RR_2}{R_1} \right) \end{aligned} \quad (1.73)$$

ہم چاہتے ہیں کہ داخلی میلان برقی رو کی وجہ سے کسی قسم کا خارجی برقی دباؤ پیدا نہ ہو۔ اس مساوات میں $V_O = 0$ استعمال کرتے ہوئے ہم R کی وہ قیمت دریافت کر سکتے ہیں جس سے ایسا ممکن ہو یعنی

$$(1.74) \quad R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

پس منفی ایپلیٹاؤ کے مثبت داخلی سرے اور برقی زمین کے درمیان متوازی جڑے R_1 اور R_2 کے برابر مزاحمت نسب کرنے سے داخلی میلان برقی رو کا مسئلہ حل ہو جاتا ہے۔

اگر دونوں داخلی میلان برقی رو برابر نہ ہوں تب مساوات 1.72 میں

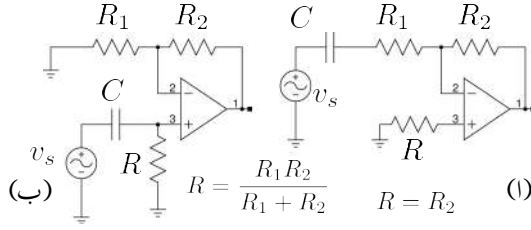
$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

لیتے ہوئے

$$(1.75) \quad V_O = (I_{B1} - I_{B2}) R_2$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس صورت میں اگرچہ داخلی میلان برقی رو کا مسئلہ پوری طرح حل نہیں ہوتا لیکن مساوات 1.71 کے ساتھ موازنہ کرنے سے (چونکہ $I_{B1} \gg |I_{B1} - I_{B2}|$ ہے) ہم دیکھتے ہیں کہ V_O میں خاطر خواہ کمی آتی ہے۔

ہم دیکھتے ہیں کہ حسابی ایپلیٹاؤ کے دونوں داخلی سروں پر یک سمتی میلان برقی رو کو برقی زمین تک پہنچنے کی خاطر برابر مزاحمت فراہم کرنے سے داخلی برقی رو کا مسئلہ حل ہوتا ہے۔ یہاں یک سمتی میلان برقی رو کے راستے کی بات کی گئی نہ کہ بدلتے برقی رو کے راستے کی۔ اس بات کی وضاحت شکل 1.39 کی مدد سے کرتے ہیں۔ یاد رہے کہ کپیسٹر میں یک سمتی برقی رو نہیں گزر سکتا اور یہ بالکل لامحدود مزاحمت کی طرح کردار ادا کرتا ہے۔ شکل 1.38 الف میں منفی ایپلیٹاؤ دکھایا گیا ہے جس کا عمومی طور پر مثبت داخلی سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہوتا ہے۔ منفی داخلی سرے کے یک سمتی میلان برقی رو کا برقی زمین تک راستہ R_2 ہے اور یوں مثبت داخلی سرے اور برقی زمین کے درمیان $R = R_2$ جوڑ کر داخلی میلان برقی رو کا مسئلہ حل کیا گیا ہے۔ شکل 1.38 ب میں مثبت ایپلیٹاؤ دکھایا گیا ہے۔ یہاں اشارہ کو کپیسٹر کے ذریعہ ایپلیٹاؤ کے ساتھ جوڑا گیا ہے جس سے اس داخلی سرے کے میلان برقی رو کو برقی زمین تک راستہ میسر نہیں ہو گا اور یوں یہ ایپلیٹاؤ کام کرنے سے قاصر ہے۔ اس کی صحیح کارکردگی کے لئے



شکل 1.39: مسئلہ داخلی برقی رو کے چند مثالیں اور یک سمتی برقی رو کا برقی زمین تک رسائی کا راستہ

ضروری ہے کہ اس داخلی سرے سے برقی زمین تک یک سمتی میلان برقی رو کے لئے راستہ موجود ہو۔ چونکہ منفی داخلی سرے کے یک سمتی میلان برقی رو کا برقی زمین تک راستہ R_1 اور R_2 کے ذریعہ ہے اور یک سمتی میلان برقی رو کے نقطہ نظر سے یہ دونوں مزاحمت متوازی جڑے ہیں لہذا مثبت داخلی سرے اور زمین کے درمیان مزاحمت

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

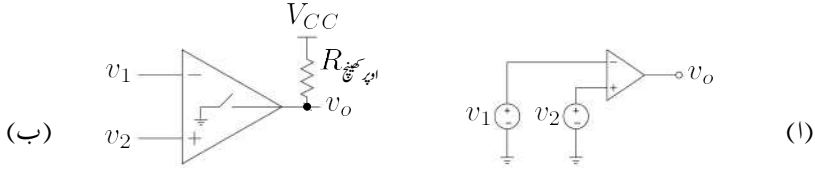
نسب کر کے اس داخلی سرے کے یک سمتی میلان برقی رو کو زمین تک راستہ فراہم کیا جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ مسئلہ داخلی میلان برقی رو کو بھی حل کیا جاتا ہے۔ یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ مثبت داخلی سرے اور زمین کے درمیان مزاحمت R نسب کرنے سے اس داخلی سرے کا داخلی مزاحمت کم ہوتا ہے جو کہ عموماً قابل برداشت نہیں ہوتا۔

1.8 موازنہ کار

شکل 1.40 الف کے حسابی ایمپلیفائر میں $v_2 > v_1$ کی صورت میں v_o مکمل مثبت یعنی V_{CC} پر ہو گا جبکہ $v_2 < v_1$ کی صورت میں v_o مکمل منفی یعنی V_{EE} پر ہو گا۔ حسابی ایمپلیفائر داخلی اشارات کا موازنہ کرتے ہوئے V_{CC} یا V_{EE} خارج کرتا ہے۔ یہ عمل نہایت اہم ہے اور اس عمل کی رفتار تیز تر درکار ہوتی ہے۔ موازنہ کار⁸⁰ ایسا مخلوط دور ہے جسے خاص اسی مقصد کے لئے تخلیق دیا گیا ہے۔

موازنہ کار کی علامت وہی ہے جو حسابی ایمپلیفائر کی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر مثبت یا منفی اشارہ خارج کر سکتا ہے جبکہ موازنہ کار داخلی اشارات کا موازنہ کرتے ہوئے دو مختلف صورت اختیار کر سکتا ہے۔ ایک صورت میں یہ منقطع ہو جاتا ہے جبکہ دوسری صورت میں یہ مقرر برقی دباؤ خارج کرتا ہے جو عموماً $0V$ یا V_{EE} ہوتا ہے۔

⁸⁰comparator



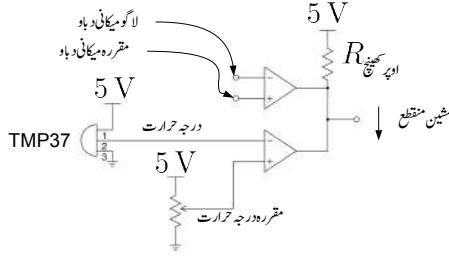
شکل 1.40: موازنہ کار

موازنہ کار کی کارکردگی کو شکل الف میں دکھایا گیا ہے جہاں اس کے ممکنہ خارجی صورت منقطع اور $0V$ ہیں۔ $v_2 > v_1$ کی صورت میں سوئچ منقطع رہتا ہے جبکہ $v_2 < v_1$ کی صورت میں سوئچ چالو ہو کر خارجی سرے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑتا ہے۔ خارجی سرے اور V_{CC} کے درمیان مزاحمت R سوئچ سے منقطع صورت میں $v_0 = V_{CC}$ حاصل کیا جاسکتا ہے۔

آئیں موازنہ کار کے استعمال کی ایک مثال دیکھیں۔

مثال 1.25: اس مثال میں چالو مشین کے درجہ حرارت اور اس میں میکانیکی دباؤ پر نظر رکھا جاتا ہے۔ اگر ان میں کوئی ایک یا دونوں مقررہ حد سے تجاوز کریں تو مشین کو منقطع کر دیا جاتا ہے۔ مشین اس وقت تک چالو رہتا ہے جب تک اسے چالو رکھنے والا $5V$ کا اشارہ ملتا رہے۔ مشین اسی دم منقطع ہو جاتا ہے جب اسے منقطع کرنے والا $v_0 = 0V$ کا اشارہ ملے۔ منقطع کر دینے والے اشارے کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔

شکل 1.41 میں دو موازنہ کار متوازی جوڑے گئے ہیں۔ نچلے موازنہ کار کے منفی داخلی سرے پر 81TMP37 کا خارجی اشارہ جوڑا گیا ہے جسے شکل میں درجہ حرارت کہا گیا ہے۔ 81TMP37 ایسا مخلوط دور ہے جو درجہ حرارت کے راست متناسب برقی دباؤ خارج کرتا ہے۔ 0°C پر $0V$ اور 100°C پر یہ $1V$ خارج کرتا ہے۔ اس کو $5V$ کی درکار طاقت مہیا کی گئی ہے۔ اسی موازنہ کار کے مثبت داخلی سرے پر قابل تبدیل مزاحمت نسب کی گئی ہے۔ قابل تبدیل مزاحمت پر نسب تیج کو گھماتے ہوئے موازنہ کار کے مثبت داخلی سرے پر $0V$ تا $5V$ برقی دباؤ دیا جاسکتا ہے جسے شکل میں مقررہ درجہ حرارت کہا گیا ہے۔ مقررہ درجہ حرارت کو $0.5V$ پر رکھا گیا ہے۔ 50°C پر 81TMP37 اشاریہ پانچ $0.5V$ خارج کرے گا۔



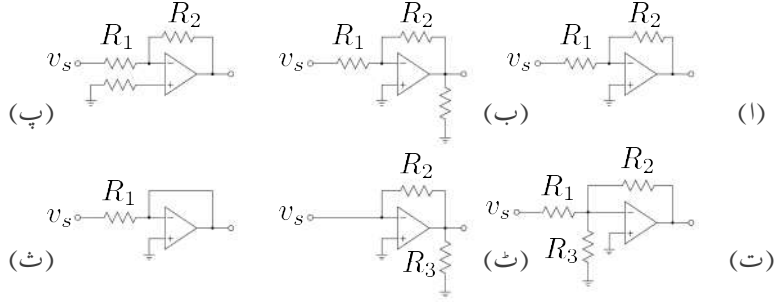
شکل 1.41: موازنہ کار کی مثال

موازنہ کار اس وقت تک منقطع رہے گا جب تک درجہ حرارت 50°C سے کم رہے۔ جیسے ہی درجہ حرارت اس حد سے تجاوز کرے، موازنہ کار $v_0 = 0\text{V}$ خارج کرتے ہوئے مشین کو منقطع کر دیگا۔

شکل میں دکھائے دوسرے موازنہ کار کو بھی اسی طرح استعمال کیا گیا ہے۔ اس کا مثبت داخلی سرے کو مقررہ میکانی دباؤ کے حد پر رکھا جاتا ہے جبکہ اس کے منفی داخلی سرے کو مشین میں پائے جانے والے میکانی دباؤ کا اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ جیسے ہی میکانی دباؤ مقررہ حد سے تجاوز کرے، موازنہ کار خارجی اشارے v_0 کو نیچے کھینچ کر برقی زمین 0V پر لاتے ہوئے مشین کو منقطع کر دیگا۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں موازنہ کار خارجی اشارے کو صرف برقی زمین پر لانے کی صلاحیت رکھتے ہیں۔

اسی طرح مزید موازنہ کار متوازی جوڑتے ہوئے دیگر متغیرات پر نظر رکھی جاسکتی ہے۔



شکل 1.42: حسابی منفی ایمپلیفائر کے سوالات

سوالات

سوال 1.1: شکل 1.42 میں

$$V_{CC} = 12\text{ V} \quad V_{EE} = -12\text{ V} \quad v_s = 0.5\text{ V}$$

$$R_1 = 10\text{ k}\Omega \quad R_2 = 200\text{ k}\Omega \quad R_3 = 10\text{ k}\Omega$$

ہیں۔

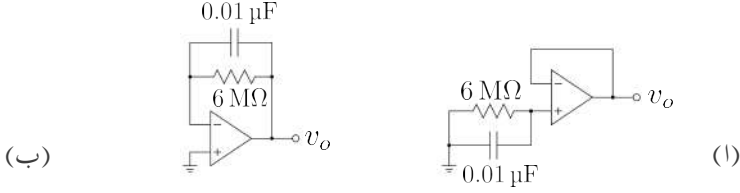
- کامل حسابی ایمپلیفائر تصور کرتے ہوئے ان تمام ادوار کے داخلی مزاحمت اور خارجی اشارے حاصل کریں۔
- غیر کامل حسابی ایمپلیفائر تصور کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ غیر کامل حسابی ایمپلیفائر کے جزو

$$A = 60\,000 \quad R_i = 100\text{ M}\Omega \quad R_o = 200\ \Omega$$

ہیں۔

جوابات: داخلی مزاحمت: $10\text{ k}\Omega, 10\text{ k}\Omega, 10\text{ k}\Omega, 10\text{ k}\Omega, 10\text{ k}\Omega, 0\ \Omega$ اور خارجی اشارے: $10\text{ V}, -10\text{ V}, -10\text{ V}, -10\text{ V}, -10\text{ V}, 0\text{ V}$ اور -12 V

سوال 1.2: کامل حسابی ایمپلیفائر تصور کرتے ہوئے $10\text{ M}\Omega$ سے کم مزاحمتوں کے استعمال سے صفحہ 16 پر دیے شکل 1.7 کے طرز پر منفی حسابی ایمپلیفائر تخلیق دیں۔



شکل 1.43: حسابی ایمپلیفائر کے میلان برقی رو کا حصول

• $A_v = -25 \frac{V}{V}$ کی صورت میں R_1 ، R_2 اور زیادہ سے زیادہ ممکنہ داخلی مزاحمت کیا ہوگی۔

• $A_v = -1000 \frac{V}{V}$ کی صورت میں زیادہ سے زیادہ ممکنہ داخلی مزاحمت کیا ہوگی۔

جوابات: $R_{داخلی} = 10 \text{ k}\Omega$ اور $R_{داخلی} = 400 \text{ k}\Omega$ ، $R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ ، $R_1 = 400 \text{ k}\Omega$

سوال 1.3: $200 \text{ k}\Omega$ سے کم مزاحمت استعمال کرتے ہوئے $A_v = -1000 \frac{V}{V}$ کا منفی ایمپلیفائر بنانے سے زیادہ سے زیادہ ممکنہ داخلی مزاحمت صرف 200Ω حاصل ہوتی ہے۔ صفحہ 23 پر دیے شکل 1.10 کے طرز پر ایمپلیفائر بنائیں جس کی داخلی مزاحمت زیادہ سے زیادہ ہو۔

جوابات: $R_{داخلی} = 200 \text{ k}\Omega$ ، $R_1 = R_2 = 200 \text{ k}\Omega$ ، $\frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_3} = 1000$

سوال 1.4: حسابی ایمپلیفائر کی میلان برقی رو حاصل کرنے کی خاطر شکل 1.43 استعمال کیا جاتا ہے۔ کپیسٹرز کے استعمال سے برقی شور کا خاتمہ ہوتا ہے۔

• شکل-الف میں $V_o = -1.2 \text{ V}$ جبکہ شکل الف میں $V_o = -1.21 \text{ V}$ پایا جاتا ہے۔ مثبت داخلی سرے کی میلان برقی رو I_{B1} اور منفی داخلی سرے کی میلان برقی رو I_{B2} اور ان کی سمتیں حاصل کریں۔

• I_{B1} اور I_{B1} سے انحرافی برقی رو حاصل کریں

• ایک حسابی ایمپلیفائر جس کی میلان برقی رو 100 nA کے لگ بھگ ہے کی مکمل درست میلان برقی رو حاصل کرنے کی خاطر شکل کو استعمال کیا جاتا ہے۔ قابل ناپ خارجی اشارہ حاصل کرنے کی خاطر مزاحمت کی وہ قیمت تجویز کریں جس پر $v_o = 1.5 \text{ V}$ کے لگ بھگ حاصل ہو۔

جوابات: 200 nA، 201.66 nA، داخلی سروں سے باہر جانب، 15 MΩ

سوال 1.5: عفت بریجنڈ نے انجینئرنگ کے آخری سال میں آلاتی ایمپلیفائر کو استعمال کرتے ہوئے برقی قلب نگار⁸² بنانے کا منصوبہ بنایا۔ پہلے مرحلے میں انہوں نے شکل 1.26 میں $R_1 = 250 \Omega$ ، $R_2 = 2.5 \text{ k}\Omega$ اور $R_3 = R_4 = 39 \text{ k}\Omega$ رکھ کر دائیں ہاتھ کی کلائی کو v_1 جبکہ بائیں ہاتھ کی کلائی کو v_2 کے ساتھ جوڑا۔ ایسا کرنے کی خاطر ہم محوری تار⁸³ استعمال کئے گئے جن کی بیرونی تارے کی چادر کو دور کے برقی زمین کے ساتھ جوڑا گیا تاکہ تار میں حساس اشارات پر بیرونی ناپسندیدہ برقی شور کے اثرات کم سے کم کئے جاسکیں۔ دایاں ٹخنہ بھی برقی زمین کے ساتھ جوڑا گیا جس سے 50 Hz کا برقی شور نہایت کم ہو جاتا ہے۔ حساس اشارات میں واپڈا کے 50 Hz کا شور عموماً پایا جاتا ہے جس سے پڑنا ضروری ہوتا ہے۔

انہوں نے دیکھا کہ v_o پر دل کی دھڑکن کی چوٹی 0.6 V تھی۔

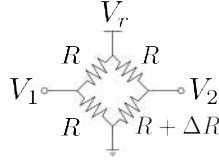
- اصل اشارہ $v_2 - v_1$ کی قیمت دریافت کریں۔
- دل کا کون سا طرف دھڑکتے وقت مثبت برقی دباؤ پر تھا۔

سوال 1.6: برقی قلب نگار میں برقی شور کے مسئلہ پر تحقیق کرنے کی خاطر عفت نے سائن نما داخلی اشارے کے حیطے کو سوگنا بڑھانے کی خاطر شکل 1.7 میں دکھائے منفی حسابی ایمپلیفائر استعمال کیا جس میں $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ رکھے گئے۔ بغیر زیادہ غور کئے لہر بین⁸⁴ پر دیکھا گیا کہ 0.1 V کا اشارہ بڑھاتے وقت دور نہایت عمدگی سے کام کرتے ہوئے 10 V خارج کرتا ہے۔ عفت نے امید رکھی کہ 10 mV کے اشارے کو بھی دور خوش اسلوبی سے بڑھاتے ہوئے 1 V خارج کرے گا۔ لہر بین میں غور سے دیکھتے ہوئے معلوم ہوا ہے کہ خارجی اشارے کی مثبت چوٹی 1.2 V جبکہ اس کی منفی چوٹی -0.8 V پر تھی۔

• $v_s = 0 \text{ V}$ کی صورت میں v_o کی کیا قیمت متوقع ہے۔

- اگر مسئلہ میلان برقی دو کی وجہ سے پیدا ہوا ہو تب حسابی ایمپلیفائر کے مثبت داخلی سرے پر کتنی مزاحمت نسب کرنے سے مسئلہ حل ہو گا۔

ecg⁸²
co-axial cable⁸³
oscilloscope⁸⁴



شکل 1.44: ویٹسٹون چکور

• مثبت داخلی سرے پر درکار مزاحمت نسب کرنے سے $v_s = 0V$ کی صورت میں $v_o = 0.19V$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں میلان برقی رو کی وجہ سے خارجی اشارے میں $10mV$ کا فرق پیدا ہو رہا تھا۔ میلان برقی رو کی قیمت حاصل کریں۔

• توقع کی جاتی ہے کہ بقایا $v_o = 0.19V$ داخلی انحرافی برقی دباؤ کی وجہ سے ہے۔ استعمال کئے گئے حسابی ایمپلیفائر کی داخلی انحرافی برقی دباؤ V_{OS} حاصل کریں۔

$$|V_{OS}| = 1.88mV \quad I_B = 100nA, 990\Omega, 0.2V \text{ جوابات:}$$

سوال 1.7: مال لادنے سے پہلے اور لادنے کے بعد ٹرک کا وزن کرتے ہوئے لدے گئے مال کا وزن حاصل کیا جاتا ہے۔ ٹرک کا وزن ناپنے کی خاطر لوڈ سیل⁸⁵ استعمال کیا جاتا ہے جو درحقیقت ویٹسٹون چکور⁸⁶ پر مشتمل ہوتا ہے۔ ویٹسٹون چکور⁸⁷ کو شکل 1.44 میں دکھایا گیا ہے۔ عام صورت میں اس کے چاروں مزاحمتوں کی قیمت برابر R ہوتی ہے۔ وزن پڑنے پر ان میں سے ایک مزاحمت کی مزاحمت تبدیل ہو کر $R + \Delta R$ ہو جاتی ہے۔ ویٹسٹون چکور سے اشارات V_1 اور V_2 حاصل کرتے ہوئے آلاتی ایمپلیفائر کو مہیا کئے جاتے ہیں جو ان میں نہایت باریک فرق $V_2 - V_1$ کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ ویٹسٹون چکور کو آلاتی ایمپلیفائر کے ساتھ جوڑ کر خارجی اشارہ v_o کی مساوات حاصل کریں۔ آلاتی ایمپلیفائر کو صفحہ 54 پر شکل 1.5.9 میں دکھایا گیا ہے۔

جواب: ویٹسٹون چکور کا

$$V_2 - V_1 = \frac{\Delta R}{4 \left(R + \frac{\Delta R}{2} \right)} V_r$$

⁸⁵load cell

⁸⁶Wheatstone bridge

⁸⁷ویٹسٹون چکور کا نام چارلس ویٹسٹون سے منسوخ ہے جنہوں نے اس کا استعمال عام بنایا

کے برابر ہے۔ اس کو آلاتی ایپلیفائر کی افزائش سے ضرب دیتے ہوئے

$$v_o = \frac{\Delta R}{4 \left(R + \frac{\Delta R}{2} \right)} \left(\frac{R_4}{R_3} \right) \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) V_r$$

حاصل ہوتا ہے۔

سوال 1.8: مثبت حسابی ایپلیفائر میں $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 14.7 \text{ k}\Omega$ رکھے گئے۔ $v_s = 0.5 \text{ V}$ اشارے پر $v_o = 7.85 \text{ V}$ متوقع ہے۔ مزاحمتوں کے قیمتوں میں $\pm 5\%$ غلطی کے گنجائش کی صورت میں

- v_o کے ممکنہ حدود حاصل کریں۔
- کل غلطی اصل جواب کے کتنے فی صد ہے۔
- اگر کل غلطی کو 5% سے کم رکھا جائے تو مزاحمتوں کے قیمت میں زیادہ سے زیادہ کتنے فی صد غلطی قابل برداشت ہوگی۔

جوابات: خارجی اشارہ 7.15 V تا 8.62368 V ممکن ہے۔ زیادہ سے زیادہ v_o اس وقت حاصل ہوگا جب R_2 کی قیمت 5% زیادہ اور R_1 کی قیمت 5% کم ہو۔ کل غلطی 18.77% ہے۔ $\pm 1.33\%$

سوال 1.9: غیر کامل حسابی ایپلیفائر استعمال کرتے ہوئے منفی حسابی ایپلیفائر بنایا جاتا ہے جس میں $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$ رکھے جاتے ہیں۔ غور کرنے پر معلوم ہوتا ہے کہ $\frac{v_o}{v_s} = -9.99 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ حاصل ہوا ہے۔ کامل حسابی ایپلیفائر کا مساوی دور استعمال کرتے ہوئے حسابی ایپلیفائر کی A_d حاصل کریں۔

$$A_d = 10989 \frac{\text{V}}{\text{V}} \text{ : جوابات}$$

سوال 1.10: صفحہ 25 پر مزاحمت نما ایپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ $A_d \rightarrow \infty$ کی صورت میں مزاحمت نما ایپلیفائر کی $\frac{v_o}{i_s} = -R$ کے برابر ہوتی ہے۔ محدود A_d کی صورت میں حسابی ایپلیفائر کے کامل مساوی دور کے استعمال سے $\frac{v_o}{i_s}$ اور داخلی مزاحمت حاصل کریں۔

$$R_{\text{داخلی}} = \frac{R}{A_d + 1}, \quad \frac{v_o}{i_s} = -\frac{A_d R}{A_d + 1} \text{ : جوابات}$$

سوال 1.11: ایک منفی حسابی ایمپلیفائر جس کی $A_d = 60\,000 \frac{V}{V}$ ہو غلطی خطے میں رہتے ہوئے $12\,V$ خارج کر رہا ہے۔ کامل مساوی دور استعمال کرتے ہوئے منفی داخلی سرے پر برقی دباؤ حاصل کریں۔ اگر $A_d = 1000 \frac{V}{V}$ ہوتا تب جواب کیا ہوتا۔

جوابات: $-200\,\mu V$ ، $-12\,mV$

سوال 1.12: لامحدود A_d کی صورت میں منفی حسابی ایمپلیفائر کی $A_v = -\frac{R_2}{R_1}$ حاصل ہوتی ہے۔

• محدود A_d کی صورت میں صفحہ 11 پر شکل 1.4 میں دیے کامل مساوی دور استعمال کرتے ہوئے A_v حاصل کریں۔

• لامحدود A_d کے جواب کی نسبت سے A_v میں غلطی کا فی صد حاصل کریں۔

• $A_d = 10\,000 \frac{V}{V}$ کی صورت میں $\frac{R_2}{R_1}$ کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر A_v میں غلطی 0.1% ہو۔

• $A_d = 10\,000 \frac{V}{V}$ کی صورت میں $R_2 = 9\,k\Omega$ رکھتے ہوئے R_1 کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر A_v بالکل برابر $50 \frac{V}{V}$ ہو۔ اگر ایمپلیفائر میں $R_1 = 180\,\Omega$ پہلے سے نسب ہو تو R_1 کے متوازی کتنی مزاحمت جوڑنے سے بالکل صحیح درکار R_1 حاصل ہوتی ہے۔

جوابات: $A_v = \frac{-A_d R_2}{1 + R_1(A_d + 1)}$ ، $100 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 A_d + R_2} \right)$ ، $\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{0.111} \approx 9.009$ ۔ آخری جواب سے ظاہر ہے کہ $A_v = -9 \frac{V}{V}$ سے زیادہ انفرانش پر فرق 0.1% سے زیادہ ہو گا۔ $R_1 = 179.9819\,\Omega$ ، $1.8\,M\Omega$

سوال 1.13: صفحہ 40 پر تکمیل کار دکھایا گیا ہے۔ اس میں $R = 14.7\,k\Omega$ اور $C = 0.01\,\mu F$ رکھیں۔ حسابی ایمپلیفائر کی داخلی انحرافی برقی دباؤ $V_{OS} = 2\,mV$ ہونے کی وجہ سے خارجی اشارہ صفر وولٹ سے کتنی دیر میں $V_{CC} = 12\,V$ یا $V_{EE} = -12\,V$ تک پہنچ جائے گا۔ اگر $C = 0.1\,\mu F$ کر دیا جائے تو جواب کیا ہو گا۔

جواب: $0.882\,s$ ، $8.82\,s$ ۔ ان جوابات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ داخلی اشارے کی عدم موجودگی یعنی $v_s = 0$ کی صورت میں تکمیل کار صفر وولٹ خارج نہیں کرتا بلکہ خارجی اشارہ کامل مثبت یا مکمل منفی جانب پہنچنے کی کوشش کرتا ہے۔ RC کی قیمت بڑھا کر v_o کی رفتار آہستہ کرتے ہوئے اس عمل کو دیکھنے کی وضاحت دوسری جزو میں کی گئی۔

ایسا بدلتا داخلی اشارہ جس کے مثبت اور منفی حصے برابر ہوں کے ایک چکر کا اوسط صفر ہوتا ہے۔ مکمل کار ایسے اشارے کا مکمل لیتے ہوئے V_{OS} کا بھی مکمل لیتا ہے۔ نتیجتاً مکمل کار کا خارجی اشارہ اوسطاً صفر ولٹ پر نہیں رہتا بلکہ اس کی مثبت چوٹی V_{CC} یا منفی چوٹی V_{EE} پر رہتے ہوئے یہ داخلی اشارے کا مکمل لیتا ہے۔

سوال 1.14: صفحہ 65 پر عددی سسے مماثل کار دکھایا گیا ہے۔ 15_{10} سروں پر $12V$ - خارج کرنے کی خاطر R' کی قیمت حاصل کریں۔ اس صورت 9_{10} پر کتنی مماثل برقی دباؤ خارج کیا جائے گا۔

جواب: 15_{10} در حقیقت 1111_2 کو ظاہر کرتا ہے۔ $R' = 1.28R$ درکار قیمت ہے۔ 9_{10} پر $v_o = -7.2V$ خارج کیا جائے گا۔

سوال 1.15: چالو ٹریکٹر پر بیٹھے ڈرائیور سے ٹی وی پر نشریات کی خاطر سوال و جواب کیا جاتا ہے۔ ٹریکٹر کی شور کو ختم کرنے کی خاطر دو مانگ کا استعمال کیا جاتا ہے۔ ایک مانگ کو ڈرائیور کے منہ سے دو فٹ کے فاصلے پر جبکہ دوسرے کو منہ کے قریب رکھا جاتا ہے۔ دور مانگ صرف ٹریکٹر کا شور سنتے ہوئے v_{s1} اشارہ خارج کرتا ہے جبکہ قریب مانگ ٹریکٹر کے شور کے ساتھ ساتھ ڈرائیور کی گفتگو بھی حاصل کرتے ہوئے اشارہ v_{s2} خارج کرتا ہے۔ ٹریکٹر کے شور کو $V_t \cos \omega_t t$ جبکہ ڈرائیور کے گفتگو کو $V_d \cos \omega_d t$ لکھتے ہوئے

$$v_{s2} = V_t \cos \omega_t t + V_d \cos \omega_d t$$

$$v_{s1} = V_t \cos \omega_t t$$

اشارات حاصل ہوتے ہیں۔ صفحہ 45 پر دکھائے منفی کار استعمال کرتے ہوئے شور سے پاک اشارہ حاصل کریں۔

جواب: تمام مزاحمت برابر قیمت کے رکھیں۔

سوال 1.16: سوال 1.15 کے سوال و جواب لیتے وقت دیکھا گیا کہ دور مانگ میں نسبتاً زیادہ شور پایا جاتا ہے۔ یوں

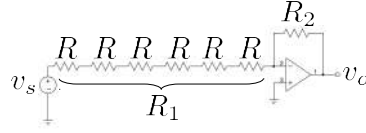
$$v_{s2} = V_t \cos \omega_t t + V_d \cos \omega_d t$$

$$v_{s1} = 1.2V_t \cos \omega_t t$$

اشارات حاصل ہوتے ہیں۔ حل تجویز کریں۔

$$\text{جواب: } \frac{R_4(R_1+R_2)}{R_1(R_3+R_4)} = 1.2 \frac{R_2}{R_1}$$

سوال 1.17: لوہا پگھلانے والی بھٹی تخلیق دیتے وقت معلوم ہوا کہ $3kV$ سے زیادہ برقی دباؤ پر مسائل پیدا ہوتے تھے۔ برقی دباؤ کو $3kV$ سے کم رکھنے کی خاطر برقی دباؤ کا واپسی اشارہ درکار ہے۔ واپسی اشارے کو شکل 1.45 کے



شکل 1.45: بلند برقی دباؤ کے اشارے کا حصول

منفی ایمپلیفائر میں $R_2 < R_1$ رکھتے ہوئے حاصل کیا جاتا۔ 3 kV پر 6 V کا اشارہ درکار ہے۔ کسی بھی مزاحمت میں 30 mW سے زیادہ برقی طاقت ضائع نہیں ہونا چاہئے۔

$$\text{جوابات: } R_1 = 6R = 500R_2 \text{ اور } R = 8.33\text{ M}\Omega$$

سوال 1.18: $V_{CC} = 12\text{ V}$ اور $V_{EE} = -12\text{ V}$ رکھتے ہوئے منفی حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سائن نما اشارے کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کیا ہوگی جس پر ایمپلیفائر خطی خطے میں رہتا ہو۔ مثبت ایمپلیفائر کے لئے بھی جواب حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } 2.4\text{ V اور } 2\text{ V}$$

سوال 1.19: مستطیلی پتلے اشارات⁸⁸ کے دورانیہ چوٹی⁸⁹ سے مراد اشارے کا 10% سے 90% چوٹی تک پہنچنے کا دورانیہ ہے۔ اسی طرح دورانیہ اترائی⁹⁰ سے مراد اشارے کا چوٹی کے 90% سے 10% تک پہنچنے کا دورانیہ ہے۔

5V چوٹی اور $1\text{ }\mu\text{s}$ دوری عرصے⁹¹ والا چکور اشارہ⁹² مستحکم کار کو فراہم کیا جاتا ہے۔ دورانیہ چوٹی اور دارانیہ اترائی کا مجموعہ دوری عرصے کے 5% سے کم ہونا درکار ہے۔ رفتار چال حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } 160 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

سوال 1.20: صفحہ 53 پر جمع و منفی کار دکھایا گیا ہے۔ جمع و منفی کار کے مثبت داخلی سروں سے جڑے v_{j1} تا v_{js} کو قصر دور کرتے ہوئے مزاحمت R_{j1} تا R_{js} کے داخلی سرے برقی زمین کے ساتھ جوڑتے ہوئے دور

⁸⁸pulses
⁸⁹rise time
⁹⁰fall time
⁹¹time period
⁹²square wave

کا خارجی اشارہ v_{om} حاصل کریں۔ اسی طرح منفی داخلی سرے قصر دور کرتے ہوئے خارجی اشارہ v_{oj} حاصل کریں۔ تمام داخلی اشارات کے موجودگی میں خارجی اشارہ $v_{oj} + v_{om}$ کے برابر ہو گا۔ اس طرح مساوات 1.55 حاصل کریں۔

سوال 1.21: لامحدود A_d کی صورت میں مستحکم کار کا خارجی اشارہ اس کے داخلی اشارے کے برابر ہوتا ہے۔ $A_d = 1000 \frac{V}{V}$ اور $A_d = 10000 \frac{V}{V}$ کی صورت میں خارجی اشارہ کتنے فی صد کم یا زیادہ ہو گا۔

جوابات: خارجی اشارہ $9.999 \times 10^{-3} \%$ ، 0.0999% فی صد کم ہو گا۔

سوال 1.22: منفی کار اور جمع کار میں تمام مزاحمت برابر ہونے کی صورت میں v_1 کو صفر وولٹ کرتے ہوئے v_2 کو نظر آنے والا داخلی مزاحمت کیا ہو گا۔ اسی طرح v_2 کو صفر وولٹ کرتے ہوئے v_1 کو نظر آنے والا داخلی مزاحمت کیا ہو گا۔ جواب بغیر حساب و کتاب کے بتلائیں۔

جوابات: $R, R, 2R$ ، اور R

سوال 1.23: صفحہ 45 پر منفی کار دکھایا گیا ہے۔ مساوات 1.53 اس کی خارجی مساوات ہے۔ داخلی اشارات

$$v_{s2} = v_m + \frac{v_f}{2}$$

$$v_{s2} = v_m - \frac{v_f}{2}$$

کے داخلی اشارات منفی کار کو مہیا کئے جاتے ہیں جہاں v_m کو مشترکہ اشارہ⁹³ جبکہ v_f کو تفرق اشارہ⁹⁴ کہتے ہیں۔ خارجی مساوات کو

$$(1.76) \quad v_o = A_{مشترک} v_m + A_{تفرق} v_f$$

صورت میں لکھیں۔ مشترکہ افزائش تقسیم تفرق افزائش کو مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت⁹⁵ CMRR کہتے ہیں۔ ثابت کریں کہ

$$CMRR = \frac{A_{تفرق}}{A_{مشترک}} = \frac{1 + \frac{1}{2} \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3}{R_4} \right)}{\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4}}$$

common mode signal⁹³
differential mode signal⁹⁴
common mode rejection ratio CMRR⁹⁵

کے برابر ہے۔

سوال 1.24: منفی کار بناتے وقت $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$ رکھا جاتا ہے جس سے اس کی مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت کی قیمت لامحدود حاصل ہوتی ہے۔ حقیقی مزاحمتوں کی قیمت ان کے پکارے گئے قیمتوں سے اوپر نیچے ہوتی ہیں۔ سوال 1.23 میں حاصل جواب کو استعمال کرتے ہوئے ثابت کریں کہ ایسی صورت میں کم سے کم مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت کی قیمت $\frac{A+1+\epsilon^2}{4\epsilon}$ کے برابر ہوگی جہاں $A = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$ کے برابر ہے اور مزاحمت کے قیمتوں میں 5% غلطی کے لئے $\epsilon = 0.05$ ہوگا۔

$R_1 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = R_4 = 21 \text{ k}\Omega$ کی صورت میں اگر مزاحمتوں کے قیمتوں میں $\pm 5\%$ غلطی کی گنجائش ہو تب مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت کی قیمت کیا حاصل ہوگی۔ $\pm 0.1\%$ کی صورت میں جواب کیا ہوگا۔

جوابات: 5500، 110

سوال 1.25: $\mp 12 \text{ V}$ پر چلنے والے ایک حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ -10.5 V تا 10.5 V بغیر بگڑے تبدیل ہو سکتا ہے۔ اسے استعمال کرتے ہوئے $A_v = -40 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ کا منفی حسابی ایمپلیفائر بنایا جاتا ہے۔ داخلی اشارے کی وہ چوٹی V_p حاصل کریں جس پر خارجی اشارہ بگڑ جائے گا۔

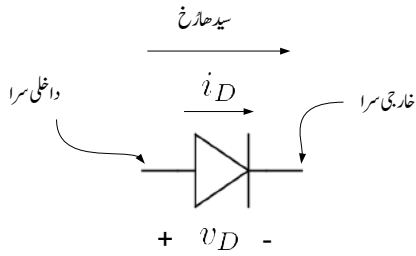
جواب: $|V_p| > 0.2625 \text{ V}$

الباب 2

ڈایوڈ

الیکٹرانک پرزہ جات میں ڈایوڈ¹ کلیدی مقام رکھتا ہے۔ ڈایوڈ کی علامت شکل 2.1 میں دکھائی گئی ہے۔ ڈایوڈ کی خاصیت یہ ہے کہ اس کے دو سروں کے مابین، برقی رو صرف ایک رخ میں گزر سکتی ہے۔ ڈایوڈ کی علامت میں تیر کا نشان اسی رخ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس رخ کو ڈایوڈ کا سیدھا رخ کہتے ہیں۔ ڈایوڈ کے دو اہم اقسام سلیکان ڈایوڈ اور جرمنیم ڈایوڈ ہیں۔ سلیکان ڈایوڈ کے خصوصیات جرمنیم ڈایوڈ سے بہت بہتر ہیں۔ اسی لئے سلیکان ڈایوڈ زیادہ مقبول ہیں۔ اس کتاب میں سلیکان ڈایوڈ پر ہی تبصرہ کیا جائے گا۔ ڈایوڈ کے دو سروں کے مابین برقی دباؤ v_D اور ڈایوڈ میں سیدھے

diode¹



شکل 2.1: ڈایوڈ کی علامت

رخ برقی رو i_D کو ناپنے کا درست طریقہ اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ ڈایوڈ کے کارکردگی کی $v_D - i_D$ مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(2.1) \quad i_D = I_S \left(e^{\frac{qv_D}{nkT}} - 1 \right)$$

اس مساوات میں حرارتی برقی دباؤ V_T کو

$$(2.2) \quad V_T = \frac{kT}{q}$$

لکھتے ہوئے مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے

$$(2.3) \quad i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{nV_T}} - 1 \right)$$

جہاں

I_S لبریزی برقی رو³

q الیکٹران کا برقی بار⁴ $1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$

k بولٹزمن⁵ کا مستقل $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

T کیلون پیمائش حرارت⁶

V_T حرارتی برقی دباؤ

n اخراجی جزو⁷ جس کی قیمت ایک تا دو ہوتی ہے۔ مخلوط ادوار میں بنائے گئے ڈایوڈ کا عموماً $n = 1$ جبکہ انفرادی دو سروں والے ڈایوڈ کا $n = 2$ ہوتا ہے۔ اس کتاب میں $n = 1$ تصور کیا جائے گا۔

لیتے ہوئے $n = 1$

$$(2.4) \quad i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right)$$

thermal voltage²
saturation current³
charge⁴
Boltzmann constant⁵
Kelvin⁶
emission coefficient⁷

حاصل ہوتا ہے۔ اس کتاب میں یہی مساوات بطور ڈیوڈ کی مساوات استعمال کی جائے گی۔

مثال 2.1: مندرجہ ذیل حرارت پر حرارتی برقی دباؤ V_T کی قیمت حاصل کریں۔

1. پانی ایلنے کے درجہ حرارت یعنی 100°C پر⁸

2. پانی منجمد ہونے کے درجہ حرارت یعنی 0°C پر

3. تھیں ڈگری سیلسیئس یعنی 27°C پر

حل:

1. پانی سو ڈگری سیلسیئس یعنی 100°C پر اُبلتا ہے۔ اس درجہ حرارت جو کہ ڈگری سنٹی گریڈ یا ڈگری

سیلسیئس $^\circ\text{C}$ میں ہے کو کیلون K حرارتی پیمانہ میں تبدیل کرتے ہیں۔ چونکہ $\text{K} = ^\circ\text{C} + 273$ ہوتا ہے لہذا V_T کی قیمت 373 K پر درکار ہے۔ یوں

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1.38 \times 10^{-23} \times 373}{1.6 \times 10^{-19}} = 0.03217\text{ V}$$

2. پانی صفر ڈگری سیلسیئس یعنی 273 K پر منجمد ہوتا ہے۔ اس حرارت پر

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1.38 \times 10^{-23} \times 273}{1.6 \times 10^{-19}} = 0.0236\text{ V}$$

یعنی 23.6 mV کے برابر ہے۔

3. تھیں ڈگری سیلسیئس جسے عام زندگی کا رہائشی درجہ حرارت لیا جاتا ہے پر حرارتی برقی دباؤ کی قیمت

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1.38 \times 10^{-23} \times 300}{1.6 \times 10^{-19}} = 0.0259\text{ V}$$

یعنی 25.9 mV ہے۔

عام طور ڈایوڈ کی مساوات میں حرارتی برقی دباؤ کو 25 mV لیا جاتا ہے جسے یاد رکھنا قدر آسان ہے یعنی

$$(2.5) \quad V_T = 25 \text{ mV}$$

مثال 2.2: ایک ایسے ڈایوڈ جس کا $I_S = 5.1 \text{ fA}$ کے برابر ہو کی برقی دباؤ v_D ان برقی رو i_D پر حاصل کریں۔

$$1. \quad i_D = 1 \text{ mA}$$

$$2. \quad i_D = 10 \text{ mA}$$

$$3. \quad i_D = 100 \text{ mA}$$

حل: مساوات 2.3 میں $n = 1$ اور $V_T = 25 \text{ mV}$ لیتے ہوئے۔

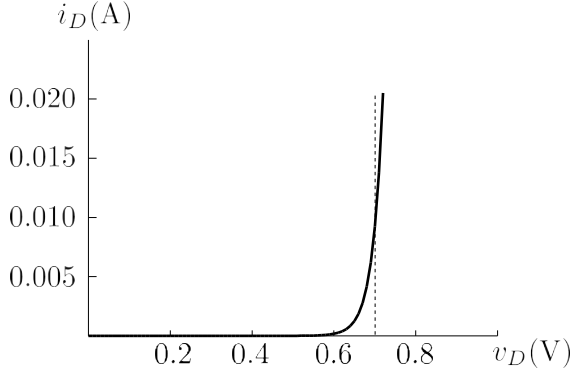
$$1. \quad v_D = V_T \ln \left(\frac{i_D}{I_S} + 1 \right) = 0.025 \times \ln \left(\frac{1 \times 10^{-3}}{5.1 \times 10^{-15}} + 1 \right) = 0.65 \text{ V}$$

$$2. \quad v_D = V_T \ln \left(\frac{i_D}{I_S} + 1 \right) = 0.025 \times \ln \left(\frac{10 \times 10^{-3}}{5.1 \times 10^{-15}} + 1 \right) = 0.708 \text{ V}$$

$$3. \quad v_D = V_T \ln \left(\frac{i_D}{I_S} + 1 \right) = 0.025 \times \ln \left(\frac{100 \times 10^{-3}}{5.1 \times 10^{-15}} + 1 \right) = 0.765 \text{ V}$$

مثال میں دئے ڈایوڈ سے گزرتے مثبت برقی رو i_D کی قیمت سو گنتا بڑھنے سے اس کے برقی دباؤ v_D کی قیمت 0.65 V سے بڑھ کر 0.767 V ہوئی۔ یہ ایک نہایت اہم اور عمومی نتیجہ ہے جسے استعمال کرتے ہم عام طور ایک ایسے سیلکان ڈایوڈ جس میں سیدھے رُخ برقی رو کا بہاؤ ہو، کے دو سروں کے مابین برقی دباؤ کو 0.7 V ہی تصور کرتے ہیں یعنی

$$(2.6) \quad v_D = 0.7 \text{ V}$$



شکل 2.2: سیدھے مائل ڈایوڈ کا خط

یہاں بتلاتا چلوں کہ سیدھے مائل جرمینیم ڈایوڈ⁹ پر 0.2 V پائے جاتے ہیں۔

مساوات 2.3 میں $I_S = 5.1 \times 10^{-15}\text{ A}$ لیتے ہوئے اسے مثبت برقی دباؤ کے لئے شکل 2.2 میں گراف کیا گیا ہے جہاں افقی محور پر v_D کو وولٹ میں اور عمودی محور پر i_D کو ایمپیر میں دکھایا گیا ہے۔ اس گراف سے واضح ہے کہ $0.5\text{ V} > v_D > 0\text{ V}$ کے احاطے میں ڈایوڈ سے گزرتی برقی رو قابل نظر انداز ہے۔ اگرچہ جب بھی $v_D > 0\text{ V}$ ہو ڈایوڈ کو سیدھا مانل¹⁰ تصور کیا جاتا ہے، حقیقت میں ڈایوڈ کو $v_D > 0.5\text{ V}$ کی صورت میں ہی چالو تصور کیا جاتا ہے۔ یوں $v_D = 0.5\text{ V}$ کو ڈایوڈ کی چالو برقی دباؤ¹¹ کہتے ہیں۔ چالو ڈایوڈ کی مساوات میں چونکہ

$$e \frac{v_D}{V_T} \gg 1$$

ہوتا ہے لہذا چالو ڈایوڈ کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے۔

$$(2.7) \quad i_D \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

شکل 2.2 میں 0.7 V پر نقطہ دار لکیر لگا کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ سیدھے مائل ڈایوڈ کی برقی دباؤ v_D تقریباً 0.7 V وولٹ رہتی ہے۔ ڈایوڈ پر سیدھے رخ برقی دباؤ کو سیدھے رخ ڈایوڈ پر برقی دباؤ کا گھٹاؤ

germanium diode⁹
forward biased¹⁰
cut-in voltage¹¹

کہتے ہیں جسے عموماً چھوٹا کر کے سیدھا برقی دباؤ کا گھٹاؤ یا مزید چھوٹا کر کے صرف سیدھا گھٹاؤ کہتے ہیں۔ یوں ڈایوڈ کا سیدھا گھٹاؤ تقریباً 0.7 V وولٹ تصور کیا جاتا ہے۔

مثال 2.3: پچھلے مثال کے ڈایوڈ کی برقی رو i_D ان برقی دباؤ پر حاصل کریں۔

$$1. v_D = -10 \text{ V}$$

$$2. v_D = -1 \text{ V}$$

$$3. v_D = -0.1 \text{ V}$$

حل:

$$1. i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) = I_S \left(e^{-\frac{10}{0.025}} - 1 \right) = I_S \left(e^{-400} - 1 \right) \approx -I_S$$

$$2. i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) = I_S \left(e^{-\frac{1}{0.025}} - 1 \right) = I_S \left(e^{-40} - 1 \right) \approx -I_S$$

$$3. i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) = I_S \left(e^{-\frac{0.1}{0.025}} - 1 \right) = I_S \left(e^{-4} - 1 \right) \approx -I_S$$

مثال 2.4: I_S کی قیمت درجہ حرارت بڑھنے سے 15% فی کیلون بڑھتی ہے۔ 5°C درجہ حرارت بڑھنے سے I_S کی قیمت کتنی ہو جائے گی۔

حل: درجہ حرارت 1°C بڑھنے سے نئی قیمت $1.15I_S$ ہو جائے گی۔ مزید 1°C بڑھنے سے I_S مزید 15% بڑھ کر $1.15 \times 1.15I_S = 1.15^2 I_S$ یعنی $1.15^2 I_S$ ہو جائے گی۔ یوں 5°C بڑھنے سے

$$1.15^5 I_S \approx 2I_S$$

ہو جائے گا۔

اس مثال سے ہم دیکھتے ہیں کہ درجہ حرارت 5°C بڑھنے سے I_S کی قیمت دگنی ہو جاتی ہے۔ اس طرح اگر مثلاً 25°C پر $I_S = 10^{-15}\text{ A}$ ہو تو 30°C پر $I_S = 2 \times 10^{-15}\text{ A}$ اور 35°C پر $I_S = 4 \times 10^{-15}\text{ A}$ ہو جائے گی۔

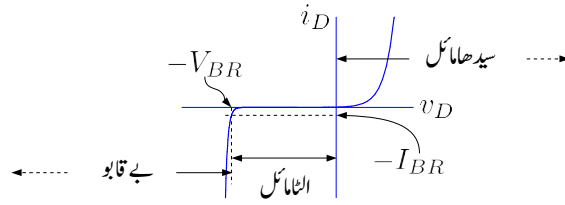
مشق 2.1: 25°C پر $I_S = 10^{-15}\text{ A}$ ہے۔ 125°C پر I_S کی قیمت حاصل کریں۔

جواب: $2^{20} \times I_S \approx 1\text{ nA}$

آپ نے مثال 2.4 میں دیکھا کہ منفی v_D کی صورت میں برقی رو کی قیمت تقریباً $-I_S$ کے برابر ہوتی ہے یعنی برقی رو کا بہاؤ ڈیوڈ میں الٹی رخ کی جانب ہوتا ہے جبکہ اس کا کل مقدار $|I_S|$ رہتا ہے۔ یاد رہے کہ I_S ایک نہایت چھوٹی مقدار ہے جسے عموماً صفر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ حقیقی ڈیوڈ میں الٹے رخ برقی رو کی قیمت I_S سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے۔ مثلاً جہاں الٹے مائل ڈیوڈ کے مساوات کے مطابق $I_S = 10^{-15}\text{ A}$ برقی رو گزرنا چاہئے وہاں حقیقت میں الٹے رخ 10^{-9} A برقی رو بھی ممکن ہے۔ مزید یہ کہ الٹا مائل کرنے والا برقی دہاؤ بھی الٹے رخ برقی رو کی مقدار پر اثر انداز ہوتا ہے۔

الٹے رخ برقی رو کا بیشتر حصہ ڈیوڈ میں الٹے رخ دستا برقی رو¹² ہے جو ڈیوڈ کے pn جوڑ کے رقبے کے ساتھ راہ راست تناسب رکھتا ہے۔ I_S بھی ڈیوڈ کے pn جوڑ کے رقبے کے ساتھ راہ راست تناسب رکھتا ہے۔ درجہ حرارت 5°C بڑھنے سے I_S کی قیمت دگنی ہو جاتی ہے جبکہ الٹے رخ دستا برقی رو کی قیمت 10°C بڑھنے سے دگنی ہوتی ہے۔

جب ڈیوڈ پر بیرونی لاگو برقی دہاؤ ڈیوڈ میں الٹے رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرے ہم کہتے ہیں کہ ڈیوڈ الٹا مائل¹³ کیا گیا ہے اور اسی طرح بیرونی لاگو برقی دہاؤ ڈیوڈ میں سیدھے رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرے تب



شکل 2.3: ڈایوڈ کا برقی دباؤ بالمتقابل برقی رو کا خط

ہم کہتے ہیں کہ ڈایوڈ سیدھا مائل¹⁴ کیا گیا ہے۔ شکل 2.3 میں ڈایوڈ کا برقی دباؤ بالمتقابل برقی رو ($v_D - i_D$) کا خط دکھایا گیا ہے جس میں ڈایوڈ کے سیدھے مائل اور الٹے مائل خطے دکھائے گئے ہیں۔ اس شکل میں بے قابو خطہ¹⁵ بھی دکھایا گیا ہے جو مساوات 2.3 سے کسی صورت اخذ نہیں کیا جاسکتا۔

دراصل مساوات 2.3 حاصل کرتے وقت ڈایوڈ کی کئی پیچیدگیاں نظر انداز کی گئیں اور یوں اگرچہ یہ مساوات سیدھے مائل ڈایوڈ کی کارکردگی کو بہت بہتر بیان کرتا ہے، الٹے مائل ڈایوڈ کی کارکردگی کو یہ پوری طرح صحیح بیان نہیں کرتا اور ڈایوڈ کے بے قابو خطے کو سراسر خطا کر جاتا ہے۔ بے قابو خطے پر آگے تبصرہ کیا جائے گا۔ یہاں صرف اتنا بتانا ضروری ہے کہ اگر ڈایوڈ پر الٹے رخ برقی دباؤ لاگو کر کے اسے الٹا مائل کیا جائے تو ڈایوڈ اس برقی دباؤ کو برداشت کرتا ہے اور الٹے رخ برقی رو نہیں گزرنے دیتا۔ اگر اس الٹا مائل کرنے والے برقی دباؤ کو بتدریج بڑھائی جائے تو آخر کار یہ ڈایوڈ کے برداشت کے حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈایوڈ یک دم الٹے رخ بے قابو برقی رو گزارنے دے گا۔ جس برقی دباؤ پر ایسا ہو اسے ڈایوڈ کی ناقابل برداشت الٹ برقی دباؤ¹⁶ V_{BR} کہتے ہیں۔ اگرچہ گراف میں ناقابل برداشت برقی دباؤ منفی محور پر ہے، اس کی قیمت مثبت لکھی اور پڑھی جاتی ہے۔ مختلف ڈایوڈ کی ناقابل برداشت برقی دباؤ مختلف ہوتی ہے اور یہ چند وولٹ سے ہزاروں وولٹ تک ممکن ہے۔

شکل 2.3 میں دکھائے تین خطوں کی نشاندہی یوں کی جاتی ہے۔

• سیدھا مائل $0 < v_D$

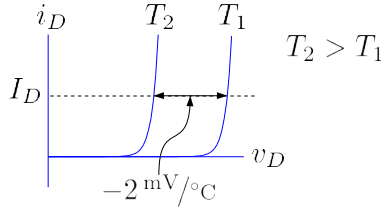
reverse leakage current¹²

reverse biased¹³

forward biased¹⁴

breakdown region¹⁵

reverse breakdown voltage¹⁶



شکل 2.4: برقی دباؤ بالمتقابل درجہ حرارت

- الثامائل $-V_{BR} < v_D < 0$
- بے قابو $v_D < -V_{BR}$

ڈایوڈ کی مساوات میں V_T واضح طور پر درجہ حرارت پر منحصر ہے۔ اگرچہ I_S کو مستقل سمجھا گیا ہے، حقیقت میں یہ بھی درجہ حرارت پر منحصر ہوتا ہے۔ اگر ڈایوڈ میں سیدھے رخ برقی رو کی قیمت تبدیل نہ کرتے ہوئے درجہ حرارت بڑھایا جائے تو مساوات 2.3 میں V_T کی وجہ سے ہم توقع کرتے ہیں کہ ڈایوڈ پر برقی دباؤ کی قیمت بھی بڑھے گی۔ جیسا شکل 2.4 میں دکھایا گیا ہے، حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور ہم دیکھتے ہیں کہ برقی رو بدلے بغیر، 1°C درجہ حرارت بڑھانے سے ڈایوڈ پر برقی دباؤ کی قیمت 2 mV گھٹتی ہے۔ دراصل درجہ حرارت بڑھانے سے I_S کی قیمت بھی بڑھتی ہے اور I_S کا اثر V_T کے اثر پر غالب ہے۔ مزید یہ کہ حقیقت میں اٹلے رخ برقی رو کی مقدار اٹلے رخ برقی دباؤ کی قیمت بڑھانے سے معمولی بڑھتی ہے۔ درجہ حرارت کے ساتھ ڈایوڈ پر برقی دباؤ کی قیمت کی تبدیلی کو برقیاتی تھرمامیٹر¹⁷ بنانے میں بروئے کار لایا گیا ہے۔

مثال 2.5: میں نے لاہور میں ٹھوکر نیاز بیگ کے مقام پر واقع عطا گروپ آف انڈسٹریز¹⁸ میں کام کرتے ہوئے قوی برقیات¹⁹ کے میدان میں 100 kW تا 1.5 MW کے لوہا پگھلانے کی بھٹیاں²⁰ بنائیں۔ قوی برقیات میں ہزاروں ایمپیئر اور وولٹ کے صلاحیت رکھنے والے ڈایوڈ استعمال کئے جاتے ہیں۔ یہ مثال مجھے اُس وقت درپیش مسائل میں سے لیا گیا ہے۔

¹⁷ thermometer

¹⁸ Atta group of industries

¹⁹ power electronics

²⁰ induction furnaces

ایک ڈایوڈ میں یکدم 1000 A گزارنے سے اس پر شروع میں $V_D = 0.724 \text{ V}$ پائے جاتے ہیں جو کچھ دیر میں گھٹتے ہوئے 0.708 V ہو کر اسی قیمت پر برقرار رہتے ہیں۔

- برقی رو گزرنے سے ڈایوڈ کی اندرونی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔
- گرم ہونے کے بعد ڈایوڈ میں برقی طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔
- نی واٹ طاقت کے ضیاع سے درجہ حرارت میں اضافے کو ڈایوڈ کا حرارتی مزاحمت²¹ کہتے ہیں۔ ڈایوڈ کا حرارتی مزاحمت حاصل کریں۔

حل:

- V_D میں $0.724 - 0.708 = 0.016 \text{ V}$ یعنی -0.016 V کی تبدیلی پیدا ہوئی۔ چونکہ 1°C درجہ حرارت بڑھنے سے V_D میں -2 mV کی تبدیلی رونما ہوتی ہے لہذا ڈایوڈ کے اندرونی درجہ حرارت میں $\frac{0.016}{0.002}$ یعنی 8°C کا اضافہ پیدا ہوا۔
- ڈایوڈ میں برقی طاقت کا ضیاع $1000 \times 0.708 = 708 \text{ W}$ ہے۔
- حرارتی مزاحمت $\frac{8}{708} = 0.011 \frac{^\circ \text{C}}{\text{W}}$ ہے۔

2.1 کامل ڈایوڈ

ڈایوڈ سمجھنے کی خاطر ہم کامل ڈایوڈ کی بات کرتے ہیں۔ کامل ڈایوڈ²² حقیقت میں نہیں پایا جاتا مگر اسے سمجھنا آسان اور اسے سمجھ کر اصل ڈایوڈ کی کارکردگی سمجھنا زیادہ آسان ہوتا ہے۔

ڈایوڈ کی کارکردگی دل کے والو²³ کی مانند ہے۔ دل کا والو خون کو صرف ایک جانب گزرنے دیتا ہے۔ اسی طرح ڈایوڈ برقی رو کو صرف سیدھے رخ گزرنے دیتا ہے۔ شکل 2.5 میں پانی کے پائپ پر نسب والو دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی شکل سے ہی واضح ہے۔

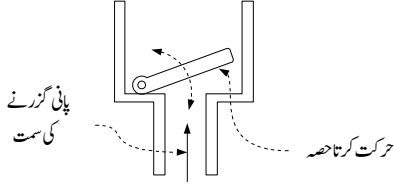
برقی نقطہ نظر سے کامل ڈایوڈ کو ایک ایسا خود کار برقی سوئچ²⁴ تصور کیا جا سکتا ہے جو ڈایوڈ میں سے گزرتی

²¹ thermal resistance

²² ideal diode

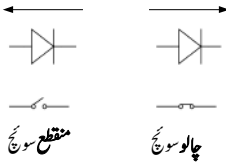
²³ valve

²⁴ switch



شکل 2.5: پانی کے پائپ پر نسب والو

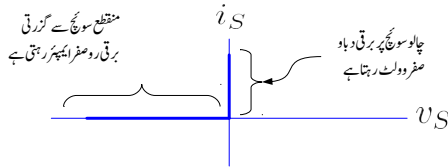
الٹی رخ برقی رو
کے لئے یہ منقطع
سوئچ کی طرح
کام کرتا ہے



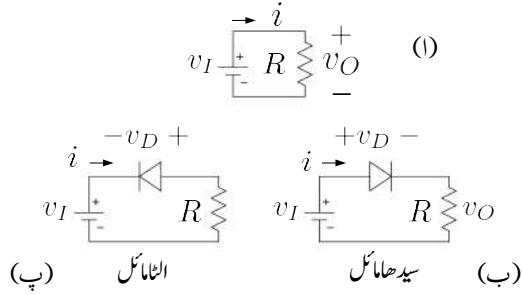
سیدھی رخ برقی
رو کی صورت
میں ڈایوڈ ایک
چالو سوئچ کی
طرح کام کرتا ہے

شکل 2.6: ڈایوڈ بطور برقی سوئچ

برقی رو کی سمت کو دیکھتے ہوئے چالو یا منقطع²⁵ ہو سکے۔ ڈایوڈ میں سیدھے رخ برقی رو اسے چالو کرتی ہے جبکہ الٹ رخ برقی رو اسے منقطع کرتی ہے۔ یوں ڈایوڈ میں الٹی رخ برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہوتا۔ شکل 2.6 میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ اس سوئچ کا خط شکل 2.7 میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل کا ڈایوڈ کے خط کے ساتھ موازنہ کریں۔ اگر ڈایوڈ کے 0.7V کو نظر انداز کیا جائے تو یہ دونوں خطوط یکساں معلوم ہوتے ہیں

switch OFF²⁵

شکل 2.7: ڈایوڈ سوئچ کا خط



شکل 2.8: سیدھا مائل ڈایوڈ اور الٹا مائل ڈایوڈ

2.2 ڈایوڈ کے چند ادوار

شکل 2.8 میں تین ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف میں برقی دباؤ v_I ، گھڑی کی سمت میں برقی رو i پیدا کرتا ہے جسے تیر کے نشان سے ظاہر کیا گیا ہے۔ شکل ب اور شکل پ میں مزاحمت کے ساتھ سلسلہ وار ڈایوڈ بھی نسب کر دئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ڈایوڈ یوں جوڑا گیا ہے کہ برقی رو i کی سمت شکل 2.1 میں دکھائے ڈایوڈ کے سیدھے رخ کی جانب ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو i کی سمت ڈایوڈ کی الٹ رخ کی جانب ہے۔ یوں شکل ب میں برقی رو i کا گزر ممکن ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو i کا گزر ناممکن ہے۔ شکل ب میں برقی دباؤ v_I ڈایوڈ کو مائل کرتا ہے کہ یہ برقی رو کو سیدھے رخ گزرنے دے۔ ہم کہتے ہیں کہ ڈایوڈ سیدھے رخ مائل کیا گیا ہے یا کہ ڈایوڈ سیدھا مائل ²⁶ کیا گیا ہے۔ اس کے برعکس شکل پ میں برقی دباؤ v_I ڈایوڈ میں اُلٹے رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرتا ہے۔ اس صورت میں ہم کہتے ہیں کہ ڈایوڈ اُلٹے رخ مائل کیا گیا ہے یا کہ ڈایوڈ اُلٹا مائل ²⁷ کیا گیا ہے۔ ڈایوڈ کے سیدھے مائل حال کو چالو حال جبکہ اس کے الٹ مائل حال کو منقطع حال بھی کہتے ہیں۔ شکل ب کے لئے کرخوف کی مساوات برائے برقی دباؤ لکھتے ہیں۔

$$(2.8) \quad v_I = v_D + iR$$

forward biased²⁶
reverse biased²⁷

مثال 2.6: شکل 2.8 ب میں مزاحمت کی قیمت $1 \text{ k}\Omega$ تصور کریں۔ ڈیوڈ کے برقی دباؤ v_D کو پہلے نظر انداز کرتے ہوئے اور بعد میں اسے 0.7 V لیتے ہوئے مندرجہ ذیل صورتوں میں برقی رو حاصل کریں۔

$$1. \quad v_I = 22.9 \text{ V}$$

$$2. \quad v_I = 1.2 \text{ V}$$

حل: v_D کو نظر انداز کرتے ہوئے مساوات 2.8 کی مدد سے حل کرتے ہیں۔

$$1. \quad i = \frac{v_I}{R} = \frac{22.9}{1000} = 22.9 \text{ mA}$$

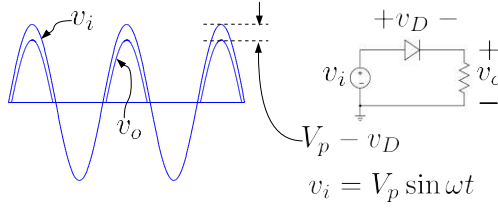
$$2. \quad i = \frac{v_I}{R} = \frac{1.2}{1000} = 1.2 \text{ mA}$$

اب $v_D = 0.7 \text{ V}$ لیتے ہوئے دوبارہ حل کرتے ہیں۔

$$1. \quad i = \frac{v_I - 0.7}{R} = \frac{22.9 - 0.7}{1000} = 22.2 \text{ mA}$$

$$2. \quad i = \frac{v_I - 0.7}{R} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA}$$

اس مثال میں $v_I = 22.9 \text{ V}$ کی صورت میں v_D کے اثر کو شامل کرنے سے حاصل برقی رو i کی قیمت پر خاطر خواہ اثر نہیں پڑتا جبکہ $v_I = 1.2 \text{ V}$ کی صورت میں اس کے شمولیت سے برقی رو کی قیمت آدھے سے بھی کم ہو جاتی ہے۔ اس سے ظاہر ہوتا ہے کہ v_D کو ہر جگہ نظر انداز نہیں کیا جاسکتا۔



شکل 2.9: نصف لہر مثبت سمت کار

2.3 بدلتی دباو سے یک سمتی دباو کا حصول (سمت کاری)

2.3.1 نصف لہر سمت کاری

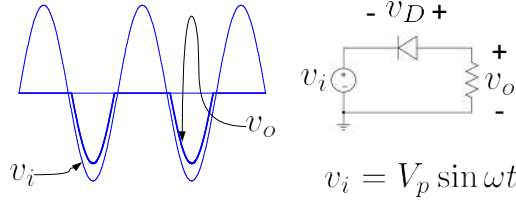
شکل 2.9 میں بدلتی داخلی برقی دباو $v_i = V_p \sin \omega t$ کے مثبت حصے ڈایوڈ کو سیدھا مائل کرتے ہیں۔ یوں اس دوران

$$v_o = v_i - v_D \approx V_p \sin \omega t - 0.7$$

ہوتا ہے جہاں سیدھے مائل ڈایوڈ پر برقی دباو کو تقریباً 0.7V لیا گیا ہے۔ اس کے برعکس v_i کے منفی حصے ڈایوڈ کو الٹا مائل کر کے منقطع کر دیتے ہیں اور یوں اس دوران $v_o = 0V$ ہوتا ہے۔ شکل 2.9 میں v_i اور v_o بھی گراف کئے گئے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_o کی چوٹی v_i کے چوٹی سے تقریباً 0.7V کم ہے۔ عمومی استعمال میں v_i کی چوٹی کی قیمت 0.7V سے گئی گنا زیادہ ہوتی ہے اور یوں v_o کے چوٹی کو v_i کی چوٹی کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔

اس دور کی مدد سے بدلتی داخلی برقی دباو جو مثبت اور منفی حصوں پر مشتمل ہے سے ایک ایسی خارجی برقی دباو حاصل کی گئی ہے جس میں داخلی برقی دباو کے صرف مثبت حصے موجود ہیں۔ بدلتی برقی دباو سے نصف لہر کی یک سمتی برقی دباو کے حصول کو نصف لہر سمت کاری²⁸ کہتے ہیں۔ یوں شکل 2.9 میں دئے دور کو نصف لہر مثبت سمت کار²⁹ کہتے ہیں۔

half wave rectification²⁸
half wave positive rectifier²⁹



شکل 2.10: نصف لہر منفی سمت کار

نصف سمت کار جسے عام فہم میں آدھا ریگٹیفائر³⁰ کہتے ہیں ایک انتہائی اہم دور ہے جسے استعمال کرتے ہوئے کئی ادوار مثلاً منبع برقی دباو³¹، بیٹری چارجر³² وغیرہ بنائے جاتے ہیں۔ شکل 2.10 میں ڈایوڈ کو قدر مختلف طریقہ سے جوڑا گیا ہے۔ اس صورت میں داخلی برقی دباو v_i کے منفی حصے ڈایوڈ کو سیدھا مائل کرتے ہیں جبکہ اس کے مثبت حصے ڈایوڈ کو الٹا مائل کرتے ہیں۔ یوں خارجی برقی دباو میں داخلی برقی دباو کے صرف منفی حصے موجود ہوتے ہیں۔ اس دور کو نصف لہر منفی سمت کار³³ کہتے ہیں۔

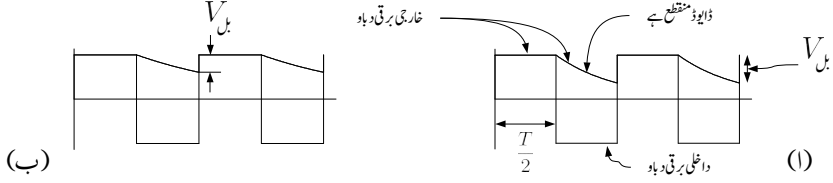
مثال 2.7: بوجھ سے لدے مثبت نصف لہر سمت کار کو 50 Hz تعدد $\pm 15V$ حیطے کا مستطیل داخلی اشارہ فراہم کیا جاتا ہے جس کے مثبت اور منفی حصے برابر دورانیہ کے ہیں۔ بوجھ $R_L = 100 \Omega$ جبکہ $C = 100 \mu F$ ہیں۔ خارجی برقی دباو بلددار ہوتا ہے۔ اس میں بل³⁴ کی مقدار حاصل کریں۔ ڈایوڈ پر برقی دباو کے گٹھنے کو نظر انداز کریں۔ خارجی برقی دباو میں بل کو 1V سے کم رکھنے کی خاطر درکار کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ حل: شکل 2.11 الف میں صورت حال دکھائی گئی ہے جہاں خارجی برقی دباو کا بلددار ہونا واضح ہے۔ داخلی برقی دباو منفی ہونے کے صورت میں ڈایوڈ منقطع رہتا ہے۔ اس دوران کپیسٹر C برقی طاقت فراہم کرتا ہے۔ پچاس تعدد کے اشارے کا دوری عرصہ³⁵ بیس ملی سیکنڈ ہے۔ یوں کپیسٹر سے دس ملی سیکنڈ کے لئے بار کی نکاسی ہوتی ہے۔ داخلی برقی دباو کے منفی ہونے کے لمحے کو $t = 0$ لیتے ہوئے کپیسٹر پر برقی دباو v_C کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$v_C = V_p e^{-\frac{t}{RC}}$$

half wave rectifier³⁰voltage source³¹

32 موبائل فون رکھنے والے بیٹری چارجر سے بخوبی آگاہ ہوں گے چونکہ بیٹری بھرنے کے لئے ان کی ضرورت پڑتی ہے۔

half wave negative rectifier³³ripple³⁴time period³⁵



شکل 2.11: نصف لہر سمت کار کے خارجی برقی دباؤ میں بل

جہاں $V_p = 15\text{ V}$ ہے۔ اس مساوات سے دس ملی سیکنڈ بعد $v_C = 5.5\text{ V}$ حاصل ہوتا ہے جس سے

$$V_{bi} = 15 - 5.5 = 9.5\text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

بل کو 1 V رکھنے کی خاطر دس ملی سیکنڈ نکاسی کے بعد $v_C = 15 - 1 = 14$ درکار ہے۔ یوں

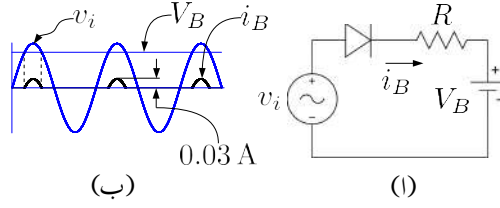
$$14 = 15e^{-\frac{0.01}{100C}}$$

$$C = 1449\ \mu\text{F}$$

حاصل ہوتا ہے۔ کپیسٹر، مزاحمت وغیرہ متعین قیمتوں میں دستیاب ہوتے ہیں لہذا انہیں قیمتوں میں سے کپیسٹر، مزاحمت وغیرہ چنا ہوتا ہے۔ ہم $1500\ \mu\text{F}$ اور 25 V کا کپیسٹر استعمال کریں گے۔ کپیسٹر کے برقی دباؤ کی صلاحیت درکار برقی دباؤ کی چوٹی سے زیادہ ہونا لازمی ہے۔

آپ نے دیکھا کہ کپیسٹر کی قیمت بڑھانے سے بل میں کمی آتی ہوتی ہے۔ یہ حقیقت برقی دباؤ کے منبع³⁶ میں کام آئے گی۔

مثال 2.8: شکل 2.12-1 میں نصف لہر مثبت سمت کار کے خارجی جانب مزاحمت کی جگہ بیٹری نسب کی گئی ہے۔ یوں نصف لہر کار بیٹری میں بار بھرتا ہے۔ اس دور میں بیٹری کا برقی دباؤ $V_B = 12\text{ V}$ جبکہ $R = 100\ \Omega$



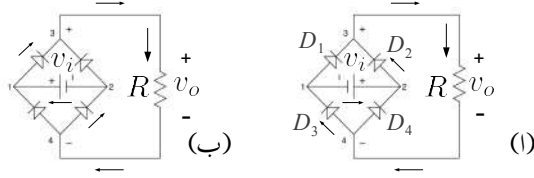
شکل 2.12: بیٹری چارج

اور $v_i = 15 \sin \omega t$ ہے جہاں $\omega = 100\pi$ کے برابر ہے۔ اس بیٹری چارجر کی برقی رو i_B حاصل کر کے گراف کریں۔ مزاحمت R برقی رو کی چوٹی کو ڈایوڈ اور بیٹری کے قابل برداشت حد سے نیچے رکھتا ہے۔ حل: داخلی برقی دباؤ v_i کی قیمت مسلسل تبدیل ہوتا ہے۔ جب تک v_i کی قیمت بیٹری کے برقی دباؤ یعنی بارہ وولٹ سے کم رہے ڈایوڈ الٹا مائل رہے گا اور اس میں برقی رو نہیں گزرے گی۔ جیسے ہی v_i کی قیمت 12 V سے تجاوز کرے ڈایوڈ سیدھا مائل ہو کر برقی رو گزارے گا اور اس دوران v_D کو نظر انداز کرتے ہوئے مزاحمت پر اوہم کے قانون سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_R = i_B = \frac{v_i - V_B}{R} = \frac{15 \sin 100\pi t - 12}{100} = 0.15 \sin 100\pi t - 0.12$$

شکل 2.12- ب میں بیٹری بھرنے والی برقی رو i_B کے علاوہ v_i اور V_B بھی دکھائے گئے ہیں۔ برقی دباؤ اور برقی رو کو ایک ہی جگہ گراف کیا گیا ہے تاکہ وقت t کے ساتھ مختلف متغیرات کے تعلق کی وضاحت ہو سکے۔ جیسا آپ دیکھ سکتے ہیں بیٹری صرف ان اوقات بھری جاتی ہے جب $v_i > V_B$ ہو۔ شکل میں نقطہ دار لکیروں سے ایسے ایک دورانیہ کی نشاندہی کی گئی ہے جب بیٹری بھر رہی ہو۔ کی چوٹی 30 mA ہے جسے یوں حاصل کیا گیا۔

$$0.15 \sin \frac{\pi}{2} - 0.12 = 0.15 - 0.12 = 0.03 \text{ A}$$



شکل 2.13: مکمل لہر سمت کار

2.3.2 مکمل لہر سمت کاری

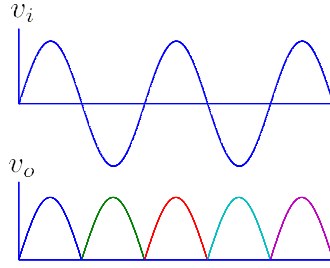
شکل 2.13 میں مکمل لہر سمت کار³⁷ دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں چار ڈایوڈ مربع کی شکل میں جوڑے گئے ہیں اور دور کو v_i بطور بدلتا داخلی برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے۔ دور کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر شکل 2.14 الف پر توجہ رکھیں۔ v_i کی قیمت مثبت ہونے کی صورت میں منبع برقی دباؤ کے مثبت (+) سرے سے برقی رو باہر کی جانب ہوگی۔ چونکہ برقی رو ڈایوڈ میں الٹی جانب نہیں گزر سکتی لہذا یہ ڈایوڈ D_2 سے گزرے گی جبکہ اس دوران ڈایوڈ D_4 منقطع حال رہے گا۔ برقی رو D_2 سے خارج ہو کر چونکہ D_1 میں الٹی جانب نہیں گزر سکتی لہذا یہ مزاحمت R میں داخل ہوگی۔

اسی طرح منبع برقی دباؤ کے منفی سرے سے برقی رو کی راہ معلوم کرنے کی خاطر ہم دیکھتے ہیں کہ منبع برقی دباؤ کے منفی (-) سرے پر برقی رو اندر کی جانب ہوگی۔ یہ برقی رو صرف D_3 کے راستے ہی ممکن ہے چونکہ D_1 میں الٹی برقی رو کا گزر ناممکن ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ مثبت برقی دباؤ کی صورت میں برقی رو ڈایوڈ D_2 اور D_4 سے گزرتی ہے جبکہ ڈایوڈ D_1 اور D_3 منقطع رہتے ہیں۔ اس دوران مزاحمت میں برقی رو کی سمت شکل میں دکھائی گئی ہے۔

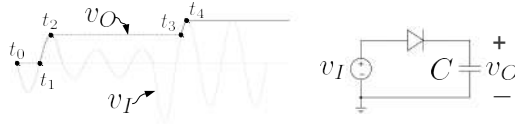
اب دیکھتے ہیں کہ منبع برقی دباؤ کے برقی دباؤ کی قیمت منفی ہونے کی صورت میں کیا ہوتا ہے۔ یہ صورت حال شکل 2.13-ب میں دکھائی گئی ہے۔ اس صورت میں برقی رو ڈایوڈ D_1 اور D_4 سے گزرے گی جبکہ D_2 اور D_3 منقطع رہیں گے۔ برقی رو اب بھی مزاحمت میں گزشتہ سمت میں ہی گزرے گی۔

یوں جیسا شکل 2.14 میں دکھایا گیا ہے، بدلتے داخلی دباؤ v_i کی قیمت مثبت یا منفی ہو، مزاحمت پر ہر وقت برقی دباؤ v_o مثبت ہی رہتا ہے۔ چونکہ v_o کی سمت تبدیل نہیں ہوتی لہذا یہ یک سمتی برقی دباؤ ہے۔

full wave rectifier³⁷



شکل 2.14: مکمل لہر سمت کار کے داخلی اور خارجی خط



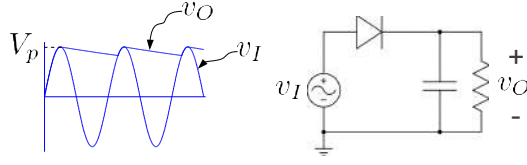
شکل 2.15: چوٹی حاصل کار

2.4 چوٹی حاصل کار

شکل 2.15 میں چوٹی حاصل کار³⁸ دکھایا گیا ہے۔ اس دور کو مثبت آدھے لہر سمت کار میں ڈایوڈ کے خارجی جانب مزاحمت کی جگہ کپیسٹرنسب کر کے حاصل کیا گیا ہے۔ ڈایوڈ پر برقی دباؤ کے 0.7V گنٹھے کو نظر انداز کرتے ہوئے چوٹی حاصل کار کی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ وقت $t = 0$ پر v_I چالو کیا جاتا ہے۔ لمحہ t_0 یعنی $t = 0$ پر داخلی برقی دباؤ v_I اور خارجی برقی دباؤ v_O دونوں صفر وولٹ کے برابر ہیں۔ لمحہ t_0 سے لمحہ t_1 تک داخلی برقی دباؤ ڈایوڈ کو الٹ مانس کرتے ہوئے منقطع رکھتا ہے اور یوں اس دوران v_O صفر رہے گا۔ لمحہ t_1 سے t_2 تک خارجی برقی دباؤ v_O خوش اسلوبی سے داخلی برقی دباؤ v_I کی پیروی کرتے ہوئے کپیسٹرنس کو بھرتا ہے۔ اس دوران دور میں برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$i = C \frac{dv_O}{dt}$$

³⁸ peak detector
³⁹ t_0 وغیرہ کو نقطوں سے ظاہر کیا گیا ہے



شکل 2.16: حیطہ اتار کار

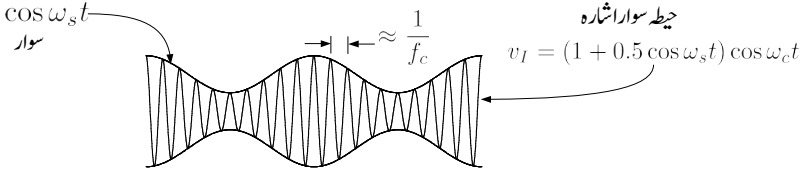
t_2 گزرتے ہی v_I کی قیمت کم ہونا شروع ہو جاتا ہے۔ یوں t_2 سے t_3 تک $v_I < v_O$ رہتا ہے جس کی وجہ سے ڈایوڈ منقطع رہتا ہے۔ اس دوران کپیسٹر سے بار کے نکاسی کا کوئی راستہ موجود نہیں ہوتا لہذا کپیسٹر پر برقی دباؤ برقرار رہتا ہے جسے افقی لکیر سے دکھایا گیا ہے۔ t_3 گزرتے ہی v_I کی قیمت کپیسٹر پر پائے جانے والے برقی دباؤ سے بڑھ گیا ہے۔ یوں ڈایوڈ ایک مرتبہ پھر سیدھا مائل ہوتے ہوئے چالو صورت اختیار کر لیتا ہے۔ t_3 تا t_4 v_O دوبارہ v_I کی پیروی کرتا ہے۔ t_4 کے بعد کپیسٹر پر برقی دباؤ تبدیل نہیں ہوتا۔

اس تجربہ سے واضح ہے کہ یہ دور داخلی اشارہ کی چوٹی حاصل کر کے اس پر برقرار رہتا ہے۔ اسی لئے اسے مثبت چوٹی حاصل کار کہتے ہیں۔ اگر اس دور میں ڈایوڈ اٹلے رخ لگایا جائے تو خارجی اشارہ v_O منفی چوٹی حاصل کرے گا اور یوں اس دور کو منفی چوٹی حاصل کار کہا جائے گا۔

2.5 حیطہ اتار کار

مثبت چوٹی حاصل کار میں کپیسٹر کے متوازی مزاحمت جوڑنے سے حیطہ اتار کار⁴⁰ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.16 میں دکھایا گیا ہے۔ جیسا کہ آپ دیکھ سکتے ہیں چوٹی V_p کے فوراً بعد داخلی برقی دباؤ گھٹتا ہے جبکہ خارجی جانب کپیسٹر اسی چوٹی پر رہ جاتا ہے۔ اس سے ڈایوڈ الٹا مائل ہو جاتا ہے اور اس میں سے برقی رو کا گزر ناممکن ہو جاتا ہے۔ ڈایوڈ کو منقطع تصور کریں تو ہمارے پاس بار سے بھرا شدہ کپیسٹر C اور اس کے متوازی جڑا مزاحمت R رہ جاتا ہے۔ کپیسٹر کا بار اسی مزاحمت کے راستے خارج ہو کر اس پر برقی دباؤ گھٹاتا ہے۔ ایسا مندرجہ ذیل مساوات کے تحت ہوتا ہے۔

$$(2.9) \quad v_O = V_p e^{-\frac{t}{RC}}$$



شکل 2.17: حیطہ سوار اشارہ

اس مساوات میں چوٹی کو $t = 0$ تصور کیا گیا ہے۔ کپیسٹر سے بار اس لمحہ تک خارج ہوتا ہے جب تک کپیسٹر پر برقی دباؤ v_0 دور کے داخلی برقی دباؤ v_I سے زیادہ رہے۔ جیسے ہی v_I کی مقدار ایک مرتبہ پھر v_0 کی مقدار سے تجاوز کر جائے، اسی لمحہ ڈیوڈ دوبارہ سیدھا مائل ہو کر کپیسٹر کو دوبارہ بھرنا شروع کر دیتا ہے۔ شکل میں باریک لکیر سے داخلی برقی دباؤ جبکہ موٹی لکیر سے خارجی برقی دباؤ دکھایا گیا ہے۔ حیطہ اتار کار میں RC کو یوں رکھا جاتا ہے کہ کپیسٹر پر v_I کے چوٹیوں کے برابر برقی دباؤ رہے جو دراصل v_s ہی ہے۔ یوں اصل اشارہ دوبارہ حاصل ہوتا ہے۔

کسی بھی اشارہ یعنی اطلاع v_s کو ایک جگہ سے دوسری جگہ منتقل کرنے کی خاطر اسے بلند تعدد کے سائن-نما اشارہ v_c کے حیطے پر حیطہ سوار کار⁴¹ کی مدد سے سوار کیا جاتا ہے۔ منتقلی کے مقام پر پہنچنے کے بعد حیطہ سوار اشارے سے حیطہ اتار کار کی مدد سے اصل اشارہ یعنی اطلاع v_s کو دوبارہ حاصل کیا جاتا ہے۔ v_c کے حیطے پر سوار کرنے سے مراد v_c کے حیطے کو v_s کے مطابق تبدیل کرنے کو کہتے ہیں۔ اشارہ v_s کو سوار موج⁴² کہتے ہیں جبکہ اس کی تعدد کو تعدد سوار⁴³ کہتے ہیں۔ اسی طرح v_c کو سوار موج⁴⁴ کہتے ہیں جبکہ اس کی تعدد کو تعدد سوار⁴⁵ کہتے ہیں۔

$v_s = 0.5 \cos \omega_s t$ کو مثال بناتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ حیطہ سوار اشارہ حاصل کرنے کی خاطر v_s اور v_c کو حیطہ سوار کار سے گزارا جاتا ہے جس سے

$$(2.10) \quad v_I = (1 + 0.5 \cos \omega_s t) \cos \omega_c t = V_p \cos \omega t$$

AM modulator⁴¹carrier wave⁴²modulating frequency⁴³modulating wave⁴⁴carrier frequency⁴⁵

حاصل ہوتا ہے۔ اس اشارہ جس کو شکل 2.17 میں دکھایا گیا ہے کو حیضہ سوار اشارہ⁴⁶ v_I کہتے ہیں۔

v_I کے دو متواتر چوٹیوں کے درمیان حیضہ اتار کار کے کپیسٹر پر برقی دباؤ گھٹتا ہے۔ یہ وقفہ تقریباً $\frac{1}{f_c}$ کے برابر ہے جسے استعمال کرتے ہوئے مساوات 2.9 سے مسئلہ مکلازن کی مدد سے وقفے کے آخر میں برقی دباؤ

$$(2.11) \quad v_O = V_p e^{-\frac{1}{RCf_c}} \approx V_p \left(1 - \frac{1}{RCf_c} + \dots \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس دوران برقی دباؤ میں تبدیلی

$$|\Delta v_O| = \frac{V_p}{RCf_c}$$

حاصل ہوتی ہے یعنی اس وقفے کے دوران خارجی اشارے کی وقت کے ساتھ شرح تبدیلی

$$(2.12) \quad \frac{|\Delta v_O|}{\frac{1}{f_c}} = \frac{V_p}{RC}$$

ہے۔ حیضہ اتار کار میں RC کو یوں رکھا جاتا ہے کہ بھیجے گئے اشارے v_s میں زیادہ سے زیادہ تبدیلی کو بھی پکڑا جاسکے۔ v_s میں تبدیلی کی شرح

$$\frac{dv_s}{dt} = -0.5\omega_s \sin \omega_s t$$

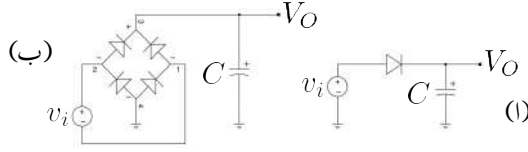
ہے جس کی زیادہ سے زیادہ قیمت $\omega_s t = \frac{n\pi}{2}$ پر حاصل ہوتی ہے جہاں $n = 1, 3, 5, \dots$ ہے۔ یہ قیمت

$$\left| \frac{dv_s}{dt} \right| = 0.5\omega_s$$

ہے۔ اس زیادہ سے زیادہ داخلی اشارے کے تبدیلی کی شرح کو حیضہ اتار کار کے تبدیلی کے شرح کے برابر رکھا جاتا ہے۔ $\omega_s t = \frac{n\pi}{2}$ پر مساوات 2.10 کے تحت $V_p = 1$ حاصل ہوتا ہے جسے مساوات 2.12 میں استعمال کرتے ہوئے یوں

$$(2.13) \quad \frac{1}{RC} = 0.5\omega_s$$

رکھا جاتا ہے۔ یہ مساوات حیضہ اتار کار کی مساوات ہے۔ اگر کپیسٹر کو اس مساوات سے حاصل قیمت سے زیادہ رکھا جائے تب خارجی اشارہ تیزی سے تبدیل ہونے والے داخلی اشارے کو نہیں پکڑ سکے گا۔ اگر کپیسٹر کی قیمت اس سے کم رکھی جائے تب خارجی اشارے میں بل⁴⁷ زیادہ پایا جائے گا۔



شکل 2.18: منبع برقی دباو

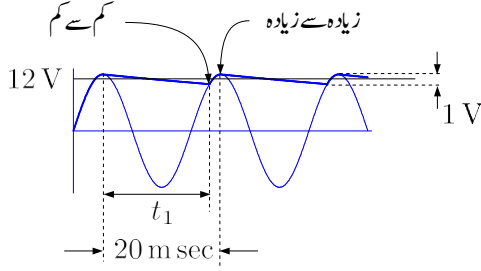
2.6 منبع برقی دباو

سمت کار کے خارجی جانب زیادہ قیمت کا کپیسٹر نسب کر کے منبع برقی دباو⁴⁸ حاصل ہوتا ہے جیسا شکل 2.18 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس پر کپیسٹر کے متوازی برقی بوجھ لادا جاتا ہے جسے عموماً R_L سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ منبع برقی دباو یعنی برقی طاقت کے منبع کو گھریلو بجلی یا صنعتی بجلی فراہم کرتے ہوئے یک سمتی برقی دباو V حاصل کیا جاتا ہے۔

بے بوجھ منبع برقی دباو کی کارکردگی بالکل چوٹی حاصل کار کی طرح ہے جبکہ برقی بوجھ سے لدے منبع برقی دباو کی کارکردگی حیث اتار کار کی طرح ہے۔ البتہ منبع میں ہماری کوشش ہوتی ہے کہ V میں بل کم سے کم ہوتا کہ اسے یک سمتی برقی دباو کے طور استعمال کرنا ممکن ہو۔ منبع برقی دباو تقریباً ہر برقیاتی آلہ یا مشین میں پایا جاتا ہے۔

چونکہ منبع برقی دباو داخلی طاقت 50 Hz کے سائن نما v_i سے حاصل کرتا ہے لہذا C بھی اسی تعدد سے بھرتا ہے۔ v_i کے دو چوٹیوں کے مابین $\frac{1}{50} = 20 \text{ ms}$ (بیس ملی سیکنڈ) کے وقفے کے دوران R_L کو کپیسٹر C طاقت مہیا کرتا ہے۔

مثال 2.9: ایک عدد 12 V کا منبع برقی دباو درکار ہے جس سے $6 \text{ k}\Omega$ داخلی مزاحمت کے برقی بوجھ کو طاقت مہیا کرنا ہے۔ برقی بوجھ کو دی جانے والے برقی دباو کے قیمت میں کل تبدیلی $\pm 0.5 \text{ V}$ سے کم ہونا ضروری ہے۔ کپیسٹر C کی قیمت حاصل کریں۔



شکل 2.19: مثال منبع برقی دباؤ

حل: شکل 2.19 میں ان معلومات کو دکھایا گیا ہے۔ کپیسٹر t_1 دورانیہ کے لئے برقی بوجھ کو طاقت فراہم کرتا ہے اور یوں اس دوران اس سے بار کی نکاسی ہوتی ہے۔ البتہ t_1 کو دو چوٹیوں کے درمیان وقفے کے برابر ہی عموماً تصور کیا جاتا ہے۔ یوں $t_1 = 20 \text{ ms}$ لیا جاتا ہے۔

اس مسئلے کو دو طریقوں سے حل کرتے ہیں۔ پہلے مثال 2.7 کی طرح حل کرتے ہیں۔ کپیسٹر نکاسی کا دورانیہ بیس ملی سیکنڈ ہے۔ اس دورانیہ میں کپیسٹر پر برقی دباؤ 12.5 V سے گھٹ کر 11.5 V رہ جاتا ہے یوں

$$11.5 = 12.5e^{-\frac{0.02}{6000}C}$$

$$C = 39.98 \mu\text{F}$$

حاصل ہوتا ہے۔ انہیں اسی مسئلے کو قدر مختلف اور زیادہ آسان طریقے سے حل کریں۔

درکار بارہ وولٹ کو شکل 2.19 میں پختہ لکیر سے دکھایا گیا ہے۔ برقی دباؤ اس سے 0.5 V کم یا زیادہ ہو سکتا ہے۔ یوں برقی بوجھ میں بل 0.5 V یا 1 V کے برابر ہے جبکہ زیادہ سے زیادہ برقی دباؤ 12.5 V اور کم سے کم برقی دباؤ 11.5 V ہے۔ بارہ وولٹ پر R_L میں $\frac{12}{6000} = 2 \text{ mA}$ جبکہ زیادہ سے زیادہ برقی دباؤ پر $\frac{12.5}{6000} = 2.08333 \text{ mA}$ اور کم سے کم برقی دباؤ پر $\frac{11.5}{6000} = 1.9167 \text{ mA}$ کا برقی رو گزرے گا۔

برقی دباؤ کے تبدیلی سے برقی رو کے تبدیلی کو نظر انداز کرتے ہوئے اس کی اوسط قیمت لی جاتی ہے۔ یوں ہم تصور کرتے ہیں کہ R_L میں 2 mA گزرتا ہے جس سے کپیسٹر کے بار کی نکاسی ہوتی ہے۔ ہم جانتے ہیں کہ

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t}$$

کے برابر ہوتا ہے۔ اس سے کپیسٹر میں t_1 کے دوران کپیسٹر پر پائے جانے والے بار میں تبدیلی ΔQ حاصل کرتے ہیں۔

$$\Delta Q = I \times \Delta t = (2 \times 10^{-3}) \times (20 \times 10^{-3}) = 40 \times 10^{-6}$$

کپیسٹر کی مساوات $Q = CV$ کو $\Delta Q = C\Delta V$ لکھتے ہیں جہاں $\Delta V = 1V$ کے برابر ہے۔ یوں

$$\Delta Q = I \times \Delta t = C\Delta V$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$C \times 1 = 40 \times 10^{-6}$$

$$C = 40 \mu F$$

حاصل ہوتا ہے۔

آپ نے دیکھا کہ دونوں طریقوں سے حل کرتے تقریباً برابر جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ البتہ دوسرا طریقہ استعمال کرتے ہوئے صرف کاغذ اور قلم استعمال کرتے ہوئے جواب کا حصول ممکن ہے۔

کپیسٹر کی قیمت بڑھانے سے منبع کے خارجی برقی دباؤ میں بل کم کیا جا سکتا ہے۔ حقیقت میں ڈیوڈ میں برقی دباؤ کا گھٹاؤ اور داخلی بدلتے برقی دباؤ میں تبدیلی ہمارے قابو میں نہیں ہوتے لہذا اس طرح کی منبع برقی دباؤ سے قطعی یک سمتی برقی دباؤ کا حصول ممکن نہیں ہوتا۔ جہاں درکار یک سمتی برقی دباؤ کی قیمت چند دولٹ زیادہ یا کم قابل برداشت ہو وہاں اس طرح کی منبع استعمال کی جا سکتی ہے۔ یک سمتی برقی دباؤ کی قیمت زیادہ یا کم ہونے کے باوجود برقی دباؤ میں بل⁵⁰ کو کپیسٹر سے قابو رکھنا ممکن ہے۔

مشق 2.2: 10 mA کے برقی بوجھ کو چلانے کی خاطر 5V کی منبع برقی دباؤ درکار ہے جس میں بل $\pm 0.1V$ سے کم ہونا ضروری ہے۔ کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ اس قسم کی منبع برقی دباؤ⁵¹ برقیاتی ادوار کو چلانے کی خاطر عموماً درکار ہوتی ہے۔

ripple⁵⁰
voltage source⁵¹

جواب: $1000 \mu\text{F}$

مندرجہ بالا مثال کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ شکل 2.18 ب میں دکھائے منع برقی دباؤ میں درکار کپیسٹر کی قیمت شکل الف کے حوالے سے آدھی ہوگی کیوں کہ اس میں ایک ڈایوڈ یعنی آدھے سمت کار کی جگہ مربع ڈایوڈ یعنی مکمل سمت کار استعمال کیا گیا ہے۔ مکمل سمت کار میں کپیسٹر ہر 10 ms بھرا جائے گا۔ مثال 2.9 کو شکل 2.18 ب کے لئے حل کرتے ہوئے $t_1 = 10 \text{ ms}$ لیا جائے گا جس سے $C = 20 \mu\text{F}$ حاصل ہوتا ہے۔

کامل ڈایوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی برقی دباؤ کی زیادہ سے زیادہ قیمت V_p جبکہ اس میں کل بل ΔV لگتے ہوئے

$$(2.14) \quad V_{\text{یست}} = V_p - \frac{\Delta V}{2}$$

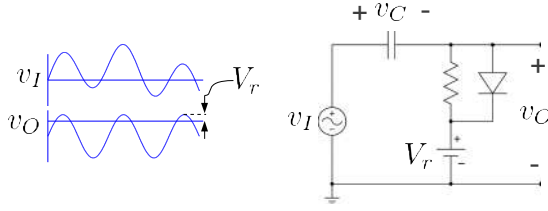
حاصل ہو گا۔

2.6.1 برقیاتی شکبجہ

عموماً برقیاتی اشارات مطلوبہ جگہ تک پہنچتے پہنچتے اپنی اصل شکل کھو جاتے ہیں۔ ایک عمومی مسئلہ اشارہ کے حیث کا برقرار نہ رہنا ہے۔ انہیں اس کی ایک مثال دیکھیں۔

آپ جانتے ہیں کہ بدلتی برقی رو مقناطیس پیدا کرتی ہے اور بدلتی مقناطیسی میدان برقی دباؤ کو جنم دیتا ہے۔ یوں اگر باریک اشاراتی تاروں کے قریب عام استعمال کے گھریلو یا صنعتی بجلی کے تار گزریں تو ان میں بدلتی برقی رو باریک اشاراتی تاروں میں برقی دباؤ پیدا کرتا ہے جس سے اشارہ کا حیث متاثر ہوتا ہے۔ شکل 2.20 میں اشارہ v_1 کا حیث یوں متاثر ہوا دکھایا گیا ہے۔ یہ اشارہ دراصل سائن شکل کا تھا لیکن یہاں تک پہنچتے پہنچتے اس کا یہ حال ہو چکا ہے۔ شکل 2.20 میں دکھایا دور اشارہ کے مثبت حیث کو V_r کی قیمت پر زبردستی رکھتا ہے جس سے اشارہ کی اصل صورت رو نما ہو جاتی ہے۔ گویا یہ دور اشارہ کے حیث کو شکبجہ میں پکڑے رکھتا ہے۔ اسی سے اس دور کا نام برقیاتی شکبجہ⁵² نکلا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف شکبجہ کہتے ہیں اس دور کی کارکردگی پچھلے حصہ میں دکھلائے دور کی طرح

clamping circuit⁵²



شکل 2.20: تنجہ

ہے۔ اسے سمجھنے کی خاطر ڈایوڈ کو کامل ڈایوڈ اور مزاحمت R کو لامحدود تصور کریں۔ یہ بھی تصور کریں کہ داخلی اشارہ v_I کے حیظ v_p کی مقدار خارجی جانب جڑے بیٹری کی برقی دباو V_r سے زیادہ ہے۔

خارجی جانب کی برقی دباو v_O پر غور کرتے معلوم ہوتا ہے کہ یہ کسی صورت V_r سے تجاوز نہیں کر سکتا کیوں کہ جب بھی v_O کی مقدار V_r سے تجاوز کرے، ڈایوڈ سیدھا مائل ہو جائے گا۔ سیدھے مائل ڈایوڈ کی صورت میں v_O اور V_r برابر رہیں گے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کے تحت سیدھے مائل ڈایوڈ کی صورت میں

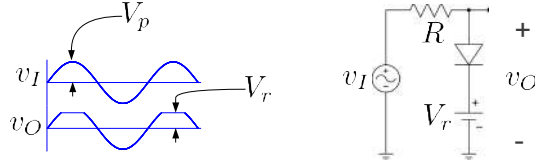
$$v_I = v_C + v_D + V_r$$

ہو گا۔ داخلی برقی دباو کے چوٹی پر v_D کو صفر وولٹ اور v_I کو v_p لیتے ہوئے اس مساوات سے کپیسٹر کا برقی دباو یوں حاصل ہوتا ہے

$$v_C = v_I - v_D - V_r \approx v_p - V_r$$

یوں کپیسٹر اس برقی دباو پر رہتے ہوئے خارجی برقی دباو کے مثبت حیظ کو V_r سے تجاوز کرنے سے روکتا ہے۔

جیسا کہ پہلے ذکر ہوا اصل استعمال میں داخلی اشارہ کا حیظ از خود کم اور زیادہ ہوتا ہے۔ اس صورت کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت سے نمٹنے کی خاطر دور دور میں ڈایوڈ کے متوازی مزاحمت R نسب کی گئی ہے تاکہ اس کے راستے کپیسٹر کا بار خارج ہو سکے اور یہ بعد میں آنے والی کم چوٹی کو بھی قابو کر سکے۔



شکل 2.21: ایک طرف کا تراش

2.7 برقیاتی تراش

شکلیہ کے دور میں کپیسٹر کی جگہ مزاحمت استعمال کرنے سے برقیاتی تراش⁵³ کا دور حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.21 میں دکھایا گیا ہے۔ برقیاتی تراش یا تراش ایک ایسا دور ہے جو اشارہ کے چوٹی کو ایک خاص حد سے تجاوز نہیں کرنے دیتا بلکہ اسے کاٹ دیتا ہے۔ دکھایا دور صرف ایک جانب کی چوٹی کاٹتا ہے لہذا اس کو ایک طرف کا تراش کہا جائے گا۔ جب تک داخلی برقی دباؤ کی قیمت V_r سے کم ہو ڈایوڈ الٹ مائل یعنی منقطع رہتا ہے۔ اس صورت میں خارجی برقی دباؤ داخلی برقی دباؤ کے برابر رہے گا یعنی ہو گا اور مزاحمت R میں برقی رو کی مقدار صفر ایمپیر رہے گی۔ جیسے ہی داخلی برقی دباؤ کی قیمت V_r سے تجاوز کر جائے ڈایوڈ سیدھا مائل ہو جاتا ہے۔ جتنی دیر $v_I > V_r$ رہے اتنی دیر کے لئے ڈایوڈ کو چالو سوچ سمجھا جاسکتا ہے اور یوں اس دوران خارجی برقی دباؤ کی قیمت V_r رہے گی۔ اس دوران مزاحمت اور ڈایوڈ دونوں میں برقی رو کی مقدار

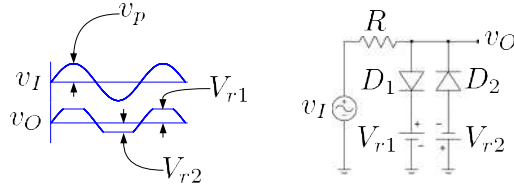
$$i_R = \frac{v_I - V_r}{R}$$

ہو گی۔

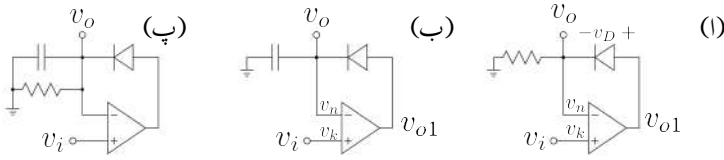
آپ نے دیکھا کہ یہ دور داخلی برقی دباؤ کو V_r پر تراشتا ہے۔ اس دور میں دو ڈایوڈ کے استعمال سے دو اطراف کا تراش حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.22 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں جب تک v_I کی قیمت مثبت ہو ڈایوڈ D_2 الٹا مائل رہتا ہے۔ یوں مثبت داخلی برقی دباؤ کے لئے یہ دور بالکل پچھلے دئے گئے ایک طرف کا تراش کی طرح کام کرتا ہے اور داخلی اشارہ کے مثبت چوٹی کو V_{r1} پر تراشتا ہے۔

منفی داخلی برقی دباؤ کی صورت میں ڈایوڈ D_1 الٹ مائل رہتا ہے اور یہ دور داخلی اشارہ کے منفی چوٹی کو V_{r2} پر تراشتا ہے۔ شکل میں داخلی اور تراشے گئے خارجی برقی دباؤ بھی دکھائے گئے ہیں۔

clipper⁵³



شکل 2.22: دو اطراف کا تراش



شکل 2.23: کامل ادوار

2.8 حسابی ایمپلیفائر کی مدد سے ڈیویڈر کے کامل ادوار

2.8.1 کامل نصف لہر سمت کار

ڈیویڈر پر مبنی نصف لہر سمت کار کے خارجی اشارے کی چوٹی مہیا کردہ داخلی اشارے کے چوٹی سے تقریباً 0.7V کم ہوتی ہے۔ یہ حقیقت شکل 2.9 میں واضح کی گئی۔ حسابی ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے ایسا کامل نصف لہر سمت کار حاصل ہوتا ہے جس کے خارجی اشارے کی چوٹی داخلی اشارے کے چوٹی کے بالکل برابر ہوتی ہے۔ شکل 2.23 الف میں ایسا کامل نصف لہر مثبت سمت کار دکھایا گیا ہے جس میں خارجی اشارہ v_o کو ڈیویڈر کے خارجی سرے سے حاصل کیا گیا ہے۔ ڈیویڈر کی سمت الثانیے سے کامل نصف لہر منفی سمت کار حاصل ہو گا۔

تصور کریں کہ $v_i = 0\text{V}$ اور یوں حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_{o1} بھی صفر وولٹ ہے۔ اب تصور کریں کہ داخلی اشارہ مثبت جانب بڑھتا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ اس قدر مثبت جانب بڑھے گا کہ $v_k = v_n$ یعنی $v_k = v_i$ ہو۔ یوں $v_o = v_i$ ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں ڈیویڈر سیدھا مائل ہو گا۔ مزید یہ کہ $v_{o1} = v_i + v_D$ کے برابر ہو گا۔

اب تصور کریں کہ داخلی اشارہ منفی جانب بڑھتا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_{o1} اس قدر منفی جانب بڑھنے کی کوشش کرے گا کہ $v_k = v_n$ ہوں۔ البتہ v_{o1} منفی ہوتے ہی ڈایوڈ الٹا مائل ہو کر منقطع ہو جاتا ہے۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_k پر اثر انداز نہیں ہو پاتا۔ ایسی صورت میں حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ مکمل منفی یعنی $v_{o1} = V_{EE}$ ہو کر رہ جائے گا۔ ڈایوڈ منقطع ہونے سے حسابی ایمپلیفائر کا منفی مدخل مزاحمت R کے ذریعہ برقی زمین سے جڑ جاتا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کا داخلی برقی رو صفر ہونے کے ناطے مزاحمت میں بھی برقی رو I کا گزر ممکن نہیں۔ یوں $v_k = IR = 0$ یعنی $v_o = 0V$ ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ منفی داخلی اشارے کی صورت میں خارجی اشارہ صفر وولٹ رہتا ہے۔

مثبت داخلی اشارے کی صورت میں $v_o = v_i$ جبکہ منفی داخلی اشارے کی صورت میں $v_o = 0V$ حاصل ہوتا ہے جو کہ مثبت نصف لہر سمت کار کی کارکردگی ہے۔

2.8.2 کامل چوٹی حاصل کار

شکل 2.23 الف میں مزاحمت کی جگہ کپیسٹر نسب کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جو کامل مثبت چوٹی حاصل کار کا دور ہے۔ $v_i = 0V$ اور $v_o = 0V$ سے شروع کرتے ہوئے اس دور کی کارکردگی دیکھتے ہیں۔ داخلی اشارہ مثبت جانب بڑھنے سے v_{o1} اس قدر بڑھتا ہے کہ $v_k = v_n$ رہے۔ یوں $v_o = v_i$ رہتا ہے۔ جب داخلی اشارہ اپنے چوٹی V_p پر پہنچتا ہے، اس لمحہ $v_k = V_p$ اور یوں $v_n = V_p$ ہوتا ہے۔ اس لمحہ کپیسٹر بھی V_p برقی دباؤ تک بھرا جاتا ہے۔ $v_k = v_n$ حاصل کرنے کی خاطر اس لمحہ $v_{o1} = V_p + v_D$ کے برابر ہو گا۔

داخلی اشارہ اپنے چوٹی تک پہنچنے کے بعد کم ہونا شروع ہوتا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_{o1} کم ہو کر کوشش کرتا ہے کہ $v_k = v_n$ رکھ سکے۔ البتہ ڈایوڈ کے خارجی جانب نسب کپیسٹر پر V_p برقی دباؤ پایا جاتا ہے اور v_{o1} کی قیمت جیسے ہی V_p سے کم ہوتا ہے اسی لمحہ ڈایوڈ الٹ مائل ہو کر منقطع ہو جاتا ہے۔ ڈایوڈ منقطع ہونے سے کپیسٹر پر بار کے نکاسی کا کوئی راستہ نہیں رہتا اور یوں اس پر برقرار V_p برقی دباؤ رہتا ہے۔ اس طرح $v_o = V_p$ رہتا ہے۔

آپ نے دیکھا کہ کپیسٹر پر داخلی اشارے کے چوٹی کے بالکل برابر برقی دباؤ حاصل ہوتا ہے جسے بطور خارجی اشارہ v_o لیا جاتا ہے۔ صرف ڈایوڈ پر بنی چوٹی حاصل کار میں کپیسٹر پر داخلی اشارے کے چوٹی سے v_D برابر کم برقی دباؤ پایا جاتا ہے جبکہ موجودہ دور حقیقی چوٹی حاصل کرتا ہے۔

2.8.3 کامل حیطہ اتار کار

شکل 2.23 پ میں کامل حیطہ اتار کار دکھایا گیا ہے۔ امید کی جاتی ہے کہ اس کی کارکردگی آپ خود سمجھ سکیں گے۔

2.8.4 ڈایوڈ لاگ ایمپلیفائر

حسابی منفی ایمپلیفائر میں مزاحمت کی جگہ ڈایوڈ نسب کرنے سے شکل 2.24 الف کا لاگ ایمپلیفائر⁵⁴ حاصل ہوتا ہے۔ مثبت v_i کی صورت میں v_o منفی ہو گا جس سے D_1 سیدھا مائل جبکہ D_2 الٹا مائل ہو گا۔ اسی طرح منفی v_i کی صورت میں v_o مثبت ہو گا جس سے D_1 الٹا مائل جبکہ D_2 سیدھا مائل ہو گا۔ یوں کسی بھی وقت ایک ڈایوڈ منقطع رہتا ہے جبکہ دوسرا سیدھا مائل رہتا ہے۔ اگرچہ حقیقت میں منفی متغیرہ کا لاگ نہیں پایا جاتا اور یوں دور میں صرف D_1 ہونا چاہئے تھا لیکن عموماً دو ڈایوڈ استعمال کئے جاتے ہیں۔ یوں داخلی اشارہ مثبت یا منفی ممکن ہوتا ہے۔

مثبت v_i کی صورت میں حل کرتے ہیں۔ حسابی ایمپلیفائر کے مثبت مدخل برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا اس پر برقی دباؤ v_k صفر ہو گا۔ منفی مدخل پر برقی دباؤ v_n لکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\frac{v_n - v_i}{R} + i_D = 0$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں i_D ڈایوڈ D_1 کی برقی رو ہے۔ اس مساوات میں $v_n = 0$ اور i_D کی جگہ ڈایوڈ کی مساوات استعمال کرتے ہوئے

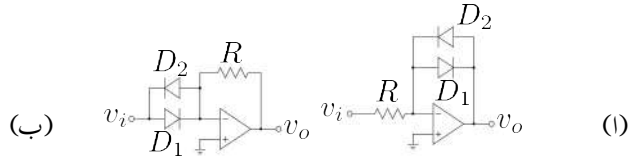
$$\frac{v_n - v_i}{R} + I_S e^{\frac{v_n - v_o}{V_T}} = 0$$

$$-\frac{v_i}{R} + I_S e^{\frac{-v_o}{V_T}} = 0$$

$$\frac{v_i}{I_S R} = e^{\frac{-v_o}{V_T}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں ڈایوڈ پر برقی دباؤ کو $v_n - v_o$ لیا گیا ہے۔ دونوں جانب قدرتی لاگ⁵⁵ لیتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$v_o = -V_T \ln \left(\frac{v_i}{I_S R} \right)$$



شکل 2.24: لاگ ایمپلیفائر

شکل ب میں قدرتی الٹ-لاگ ایمپلیفائر⁵⁶ دکھایا گیا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے دونوں مدخل کو برقی زمین تصور کرتے ہوئے مثبت v_i کی صورت میں ڈایوڈ D_1 سیدھا مائل ہوتے ہوئے

$$i_D = I_S e^{\frac{v_i - v_n}{V_T}}$$

$$= I_S e^{\frac{v_i}{V_T}}$$

برقی رو گزارے گا جو حسابی ایمپلیفائر کے منفی مدخل پر مزاحمت کی جانب مڑ جائے گا۔ یوں

$$I_S e^{\frac{v_i}{V_T}} = \frac{v_n - v_o}{R}$$

$$v_o = -I_S R e^{\frac{v_i}{V_T}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ دور داخلی اشارے کا قدرتی الٹ-لاگ حاصل کرتا ہے۔

2.8.5 ضرب کار

v_A اور v_B کے لاگ جمع کرنے سے $\ln v_A + \ln v_B = \ln v_A v_B$ حاصل ہوتا ہے جس کا الٹ-لاگ لینے سے $v_A v_B$ یعنی دونوں متغیرات کا حاصل ضرب حاصل ہوتا ہے۔ اسی حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے لاگ اور الٹ-لاگ ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے شکل 2.25 میں ضرب کار⁵⁷ حاصل کیا گیا ہے۔ لاگ ایمپلیفائر کے مساوات استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

log amplifier⁵⁴
natural log⁵⁵
natural anti-log⁵⁶
multiplier⁵⁷

$$v_{o1} = -V_T \ln \frac{v_{i1}}{I_S R}$$

$$v_{o2} = -V_T \ln \frac{v_{i2}}{I_S R}$$

اسی طرح جمع کار کے مساوات سے

$$\begin{aligned} v_{o3} &= -(v_{o1} + v_{o2}) \\ &= V_T \ln \frac{v_{i1}}{I_S R} + V_T \ln \frac{v_{i2}}{I_S R} \\ &= V_T \ln \frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S^2 R^2} \end{aligned}$$

اور الٹ-لاگ کے مساوات سے

$$\begin{aligned} v_0 &= -I_S R e^{\frac{v_{o3}}{V_T}} \\ &= -I_S R e^{\ln \frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S^2 R^2}} \\ &= -\frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S R} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ ضرب کار داخلی متغیرات کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے $\frac{1}{I_S R}$ سے بھی ضرب دیتا ہے۔

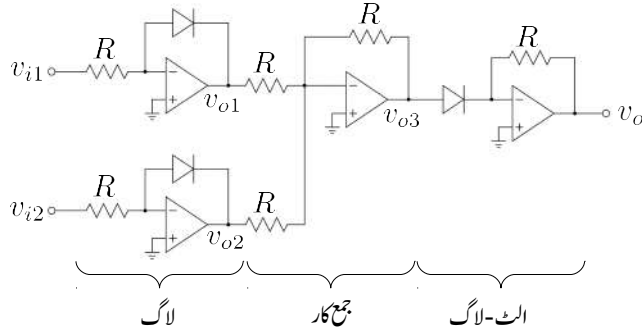
شکل میں جمع کار کی بجائے منفی کار کے استعمال سے تقسیم کار⁵⁸ حاصل ہوتا ہے۔

2.8.6 کامل مکمل لہر سمت کار

شکل 2.26 میں کامل مکمل لہر سمت کار دکھایا گیا ہے۔ آپس اس کی کار کردگی مثبت اور منفی v_i کی صورت میں دیکھیں۔

مثبت v_i کی صورت میں v_{o1} منفی ہو جائے گا جس سے D_1 الٹا مائل ہو کر منقطع جبکہ D_2 سیدھا مائل ہو جائے گا۔ D_2 سیدھا مائل ہونے سے U_1 پر $v_n = v_k$ ہو گا۔ D_1 کو منقطع اور U_1 کے منفی مدخل کو برقی زمین پر تصور کرتے ہوئے شکل 2.27 الف حاصل ہوتا ہے جو کہ سیدھا سادہ جمع کار ہے جس سے

$$v_o = -v_i$$



شکل 2.25: ضرب کار

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 2.27 الف میں v_1 بھی دکھایا گیا ہے۔ چونکہ اس کے دونوں جانب مزاحمتوں کے سرے صفر وولٹ پر ہیں لہذا اس صورت $v_1 = 0V$ رہے گا۔ شکل 2.27 ت میں مثبت v_i کی صورت میں v_o اور v_1 دکھائے گئے ہیں۔

منفی v_i کی صورت میں v_{o1} مثبت ہو جائے گا جس سے D_2 الٹا مائل ہو کر منقطع جبکہ D_1 سیدھا مائل ہو جائے گا۔ یوں U_1 حسابی ایمپلیفائر شکل 2.27 ب صورت اختیار کر لے گا جس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} v_k &= 0 \\ \frac{v_n - v_i}{R} + \frac{v_k - v_1}{R} &= 0 \end{aligned}$$

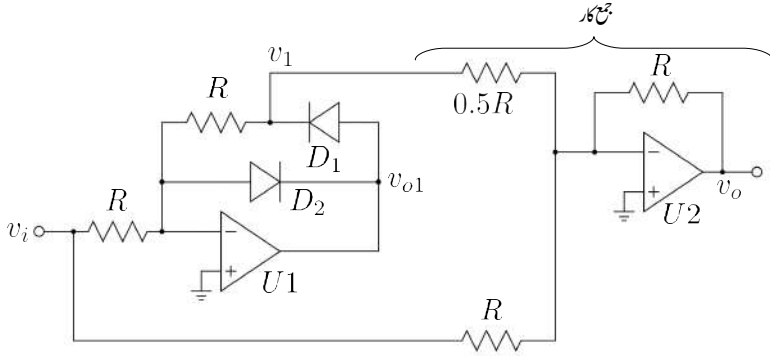
اور یوں

$$v_1 = -v_i$$

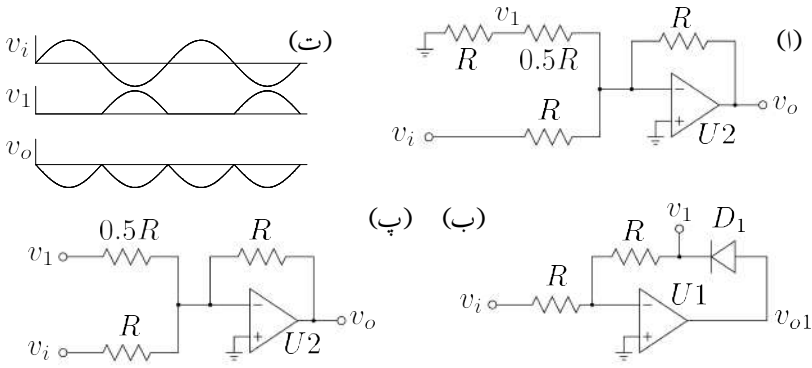
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $v_{o1} = v_1 + v_D$ ہو گا جہاں v_D سیدھے مائل ڈایوڈ D_1 پر برقی دباؤ ہے۔ v_1 کے استعمال سے جمع کار کو شکل 2.27 پ کے طرز پر بنایا جاسکتا ہے جس سے

$$v_o = -v_i - 2v_1$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 2.27 ت میں منفی v_i کی صورت میں v_1 اور v_o دکھائے گئے ہیں۔



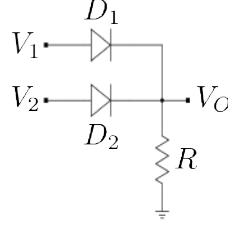
شکل 2.26: کامل مکمل اہرست کار



شکل 2.27: کامل مکمل اہرست کار کی کارکردگی

منتقی جمع

V_1	V_2	V_O
0	0	0
0	5	5
5	0	5
5	5	5



شکل 2.28: منتقی جمع

2.9 ڈایوڈ کے منتقی ادوار

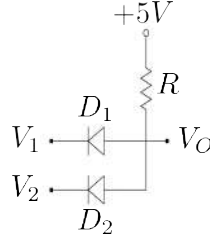
ڈایوڈ پر مبنی ادوار حل کرنے کے طریقہ پر اس حصہ میں غور کیا جائے گا۔ ڈایوڈ پر مبنی ادوار حل کرتے وقت اگر سیدھے مائل اور اُلٹے مائل ڈایوڈوں کے نشاندہی کر دی جائے تو ان ادوار کو حل کرنا نہایت آسان ہو جاتا ہے۔ اس صورت میں سیدھے مائل ڈایوڈوں کی جگہ چالو سوئچ اور اُلٹے مائل ڈایوڈوں کی جگہ منقطع سوئچ نسب کر کے دور کو حل کیا جاسکتا ہے۔ بد قسمتی سے قبل از وقت یہ جاننا کہ کون کون سے ڈایوڈ سیدھے مائل اور کون کون سے ڈایوڈ اُلٹے مائل ہیں عموماً ناممکن ہوتا ہے۔ ڈایوڈ کے ادوار حل کرنے کا کوئی ایک سادہ طریقہ نہیں پایا جاتا البتہ گھبرانے کی بات نہیں چونکہ ایسے ادوار حل کرنے کے مشق سے یہ اندازہ لگانا کہ کون کون سے ڈایوڈ سیدھے یا اُلٹے مائل ہیں عموماً ممکن ہوتا ہے۔ اس طریقہ کو مشق سے بہتر سیکھا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل 2.28 میں دئے دور پر غور کریں۔

اس دور میں دو ڈایوڈ استعمال کئے گئے ہیں۔ دور کے دو غیر تابع داخلی برقی دباؤ (اشارات) کو V_1 اور V_2 جبکہ خارجی برقی دباؤ کو V_O کہا گیا ہے۔ یہ ایک مخصوص دور ہے جس کے داخلی برقی دباؤ کے دو ہی ممکنہ قیمتیں ہیں۔ یہ تو یا صفر وولٹ (0V) اور یا پھر پانچ وولٹ (5V) ہو سکتے ہیں۔ یوں داخلی جانب چار ممکنہ صورتیں پائی جاتی ہیں جنہیں شکل میں بطور جدول دکھایا گیا ہے۔ آئیں باری باری ان چار صورتوں پر غور کریں۔

پہلی صورت میں دونوں داخلی برقی دباؤ صفر وولٹ ہیں یعنی $V_1 = 0$ اور $V_2 = 0$ ہیں۔ یہ جدول کی پہلی صف میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت میں واضح ہے کہ دور میں برقی رو ممکن نہیں۔ یوں خارجی جانب نسب مزاحمت

منتقی ضرب

V ₁	V ₂	V _O
0	0	0
0	5	0
5	0	0
5	5	5



شکل 2.29: منتقی ضرب

میں برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے اس کے سروں کے مابین برقی دباؤ بھی صفر وولٹ ہو گا۔ جدول کی پہلی صف میں دائیں جانب V_O کی صف میں 0 اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

دوسری صورت V_1 صفر وولٹ جبکہ V_2 پانچ وولٹ کے برابر ہے یعنی $V_1 = 0V$ جبکہ $V_2 = 5V$ ہے۔ اس صورت کو جدول کے دوسری صف میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں ڈایوڈ D_2 سیدھا مائل جبکہ D_1 الٹ مائل ہے۔ یوں D_2 کو چالو سوچئے جبکہ D_1 کو منقطع سوچئے تصور کر کے یہ واضح ہے کہ خارجی برقی دباؤ پانچ وولٹ ہے یعنی $V_O = 5V$ ہے۔

اسی طرح جدول کی تیسری صف کے حوالے سے D_1 سیدھا مائل جبکہ D_2 الٹ مائل ہو گا اور یوں $V_O = 5$ ہو گا۔ جدول کی آخری صف میں دونوں ڈایوڈ سیدھے مائل ہوں گے اور یوں $V_O = 5$ ہو گا۔ اس دور کی جدول منتقی جمع کو ظاہر کرتی ہے لہذا یہ جمع گیٹ⁵⁹ ہے۔ اس شکل میں مزید ڈایوڈ جوڑ کر داخلی اشارات کی تعداد بڑھائی جاسکتی ہے۔

شکل 2.29 میں ڈایوڈ پر مبنی ضرب گیٹ⁶⁰ دکھایا گیا ہے۔ پہلے جدول میں دئے آخری صف پر غور کرتے ہیں۔ اگر دونوں داخلی اشارات کی قیمتیں پانچ وولٹ (5V) ہوں تو مزاحمت میں برقی رو صفر ایمپیر ہوگی لہذا خارجی برقی دباؤ بھی پانچ وولٹ ہو گا یعنی $V_O = 5$ ہو گا۔

جدول میں دئے بقایا ممکنات پر غور کرتے آپ آسانی سے تمام صورتوں میں خارجی برقی دباؤ حاصل کر سکتے ہیں۔

OR gate⁵⁹
AND gate⁶⁰

2.10 یک سمتی روخط بوجھ

خط بوجھ کا اس کتاب میں آگے جا کر ٹرانزسٹر⁶¹ کے ادوار میں نہایت کارآمد ثابت ہوں گے۔ ڈایوڈ کے ادوار میں اسے متعارف کرانے سے ان خط کا سمجھنا نسبتاً آسان ہوتا ہے۔

گزشتہ صفحات میں ڈایوڈ کے ادوار حل کرتے سیدھے مائل ڈایوڈ کو چالو سوچ جبکہ اُلٹے مائل ڈایوڈ کو منقطع سوچ تصور کیا جاتا رہا۔ ایسا کرنے سے ڈایوڈ کی خاصیت نظر انداز ہو جاتی ہے۔ اگرچہ پیشتر مواقع پر ایسا کرنا درست ہوتا ہے، بہر حال کبھی کبھار ڈایوڈ کی خاصیت کو مد نظر رکھنا ضروری ہوتا ہے۔ اس حصہ میں ایسا ہی کیا جائے گا۔

شکل 2.30 میں دکھائے گئے دور کو مثال بناتے ہیں۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے مطابق اس دور کے لئے ہم یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.15) \quad V_B = v_D + i_D R$$

اس مساوات میں i_D اور v_D دو متغیرات ہیں اور یوں اسے حل کرنا ممکن نہیں۔ اسے حل کرنے کی خاطر ہمیں ڈایوڈ کی مساوات بھی درکار ہے یعنی

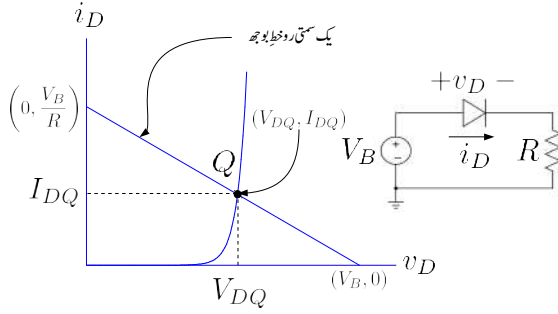
$$(2.16) \quad i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

ان دو مساوات کو کئی طریقوں سے حل کر کے i_D اور v_D اصل کئے جاسکتے ہیں۔ آئیں انہیں حل کرنے کے چند طریقے دیکھیں۔

2.10.1 گراف کا طریقہ

شکل 2.30 میں مساوات 2.15 اور مساوات 2.16 کو گراف کیا گیا ہے۔ جس نقطے پر دونوں مساوات کے خط ٹکراتے ہیں یہی ان کا حل ہے یعنی (V_{DQ}, I_{DQ}) ۔ اس نقطے کو ایک سمتی نقطہ مائل⁶² یا ایک سمتی نقطہ کارکردگی کہتے ہیں۔ ان ناموں کو عموماً چھوٹا کر کے نقطہ مائل یا نقطہ کارکردگی پکارتے ہیں۔ نقطہ کارکردگی کو Q سے ظاہر کیا جاتا ہے۔

⁶¹ transistor
⁶² DC bias point



شکل 2.30: خط بوجھ اور نقطہ مائل

شکل 2.30 میں مساوات 2.15 کے خط کو یک سمتی رو خط بوجھ⁶⁴ کہا گیا ہے۔ اس نام کو چھوٹا کر کے اسے خط بوجھ بھی کہتے ہیں۔ آئیں اس خط پر غور کرتے ہیں۔ خط بوجھ کی ڈھلوان⁶⁵

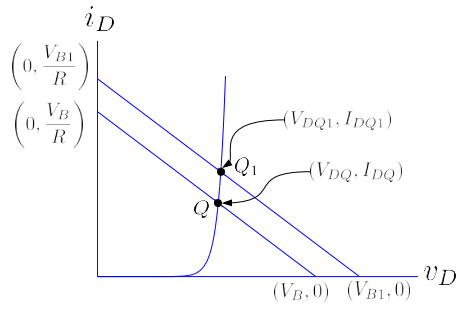
$$\frac{\Delta i_D}{\Delta v_D} = -\frac{1}{R}$$

کے برابر ہے۔ خط بوجھ افقی محور یعنی برقی دباؤ v_D کے محور کو $(V_B, 0)$ پر ٹکراتا ہے جبکہ عمودی محور یعنی برقی رو i_D کے محور کو $(0, \frac{V_B}{R})$ پر ٹکراتا ہے۔

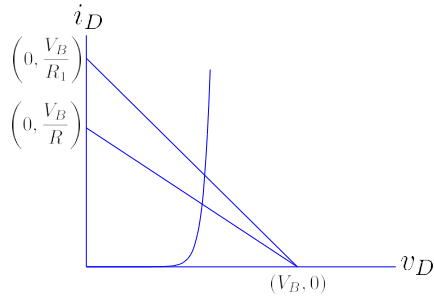
یوں اگر مزاحمت برقرار رکھتے ہوئے دور میں داخلی برقی دباؤ V_B کی قیمت بڑھا کر V_{B1} کر دی جائے تو خط بوجھ افقی محور کو موجودہ جگہ سے قدرِ دائیں جانب $(V_{B1}, 0)$ پر ٹکرائے گا اور عمودی محور کو $(0, \frac{V_{B1}}{R})$ پر ٹکرائے گا۔

شکل 2.31 میں خطوط بوجھ کو داخلی برقی V_B اور V_{B1} کے لئے گراف کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیرونی برقی دباؤ V_B بڑھانے سے خط بوجھ کا ڈھلوان تبدیل نہیں ہوتا اور یوں دونوں خطوط آپس میں متوازی ہوتے ہیں۔ اس کے برعکس اگر بیرونی برقی دباؤ V_B برقرار رکھی جائے اور مزاحمت R_1 کر دیا جائے تو خط بوجھ کی ڈھلوان تبدیل ہو گا جبکہ یہ اب بھی محور برقی دباؤ کو $(V_B, 0)$ پر ٹکرائے گا۔ محور برقی رو سے ٹکرانے کا مقام تبدیل ہو کر $(0, \frac{V_B}{R_1})$ ہو جائے گا۔ شکل 2.32 میں اس صورت کو دکھایا گیا ہے جہاں مزاحمت کی نئی قیمت R_1 کو اس کی پرانی قیمت R سے کم تصور کیا گیا ہے۔

⁶³ ٹھوڑے پ بوجھ لاد جاتا ہے۔ یہاں R بطور برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے اور اس کے مساوات کے گراف کو خط بوجھ کہتے ہیں
⁶⁴ DC load line
⁶⁵ gradient



شکل 2.31: داخلی برقی دباؤ کا خطیہ پھیراثر



شکل 2.32: مزاحمت کی تبدیلی کا خطیہ پھیراثر

2.10.2 دہرانے کا طریقہ

عموماً مساوات دہرانے کے طریقے⁶⁶ سے باآسانی حل کئے جاتے ہیں۔ موجودہ مسئلہ بھی کچھ اسی نوعیت کا ہے اور اسے بھی دہرانے کے طریقے سے نپٹا جاسکتا ہے۔ اس طریقے کو مثال کی مدد سے دیکھتے ہیں۔

مثال 2.10: شکل 2.30 میں $V_B = 15\text{ V}$ اور $R = 15\text{ k}\Omega$ ہیں۔ اگر اس ڈایوڈ میں $V_D = 0.6\text{ V}$ پر $I_D = 2\text{ mA}$ برقی رو گزرتا ہے تو اس دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: مساوات 2.16 سے

$$I_S = \frac{i_D}{\left(e^{\frac{v_D}{V_T}}\right)} = \frac{2 \times 10^{-3}}{e^{\frac{0.6}{0.025}}} = 7.550269 \times 10^{-14}\text{ A}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہمیں قبل از وقت ڈایوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی دباؤ معلوم نہیں مگر دئے گئے معلومات سے ہم یہ اخذ کر سکتے ہیں کہ اگر برقی رو دو ملی ایمپیر کے قریب ہو تو برقی دباؤ اشاریہ چھ ولٹ کے قریب ہو گا۔

2 mA کو I_{D_0} لکھتے ہوئے (یعنی $I_{D_0} = 2\text{ mA}$) اور 0.6 V کو V_{D_0} لکھتے ہوئے (یعنی $V_{D_0} = 0.6\text{ V}$) ہم سوال حل کرتے ہیں۔ طریقہ کار کچھ یوں ہے کہ ہم اخذ کریں گے کہ ڈایوڈ پر V_{D_0} برقی دباؤ ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 2.15 کی مدد سے ہم برقی رو حاصل کریں گے جسے ہم I_{D_1} کہیں گے۔ مساوات 2.16 میں I_{D_1} کی قیمت استعمال کرتے ہوئے ڈایوڈ پر برقی دباؤ حاصل کیا جائے گا جسے ہم V_{D_1} کہیں گے۔

ڈایوڈ پر V_{D_0} برقی دباؤ اس صورت ہوتا ہے جب اس میں I_{D_0} برقی رو گزرتی ہے جبکہ ہم دیکھ سکتے ہیں کہ اصل دور میں برقی رو I_{D_1} کے قریب ہو گی اور یوں I_{D_1} کے نسبت سے حاصل شدہ برقی دباؤ V_{D_1} اصل قیمت کے زیادہ قریب برقی دباؤ ہو گا۔ یوں اگر V_{D_1} استعمال کرتے ہوئے یہ سارا سلسلہ دوبارہ دہرایا جائے یعنی مساوات 2.15 میں V_{D_1} استعمال کرتے ہوئے I_{D_2} حاصل کیا جائے تو حاصل برقی رو مزید بہتر جواب ہو گا اور اگر مساوات 2.16 میں I_{D_2} استعمال کرتے ہوئے V_{D_2} حاصل کیا جائے تو یہ V_{D_1} سے بہتر جواب ہو گا۔ اس

طریقے کو اس وقت تک دہرایا جاتا ہے جب تک حاصل قیمتوں میں تبدیلی قابل نظر انداز ہو جائے۔ آئیں دہرانے کے اس طریقے کو استعمال کریں۔

مساوات 2.15 میں $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$ استعمال کرنے سے

$$I_{D_1} = \frac{V_B - V_{D_0}}{R} = \frac{15 - 0.6}{15000} = 0.96 \text{ mA}$$

اور مساوات 2.16 میں I_{D_1} کے استعمال سے

$$V_{D_1} = V_T \ln \frac{I_{D_1}}{I_S} = 0.025 \times \ln \left(\frac{0.96 \times 10^{-3}}{7.550269 \times 10^{-14}} \right) = 0.58165077 \text{ V}$$

یہ برقی دباؤ گزشتہ اخذ کردہ قیمت سے زیادہ درست قیمت ہے لہذا اس کو استعمال کرتے ہوئے ہم ایک مرتبہ پھر مساوات 2.15 حل کرتے ہیں۔

$$I_{D_2} = \frac{15 - 0.58165}{15000} = 0.9612233 \text{ mA}$$

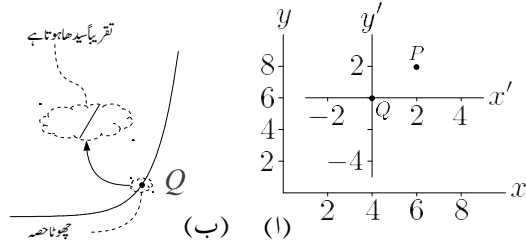
یہ جواب بالکل درست تب ہوتا اگر 0.9612233 mA پر ڈایوڈ کا برقی دباؤ 0.58165077 V ہوتا مگر ایسا نہیں ہے لہذا ہمیں ایک مرتبہ پھر ڈایوڈ کے برقی دباؤ کا بہتر اندازہ لگانا ہو گا۔ یوں 0.9612233 mA کو I_{D_2} اور ڈایوڈ پر برقی دباؤ کو V_{D_2} لیتے ہوئے۔

$$V_{D_2} = V_T \ln \frac{I_{D_2}}{I_S} = -0.025 \times \ln \left(\frac{0.9612233 \times 10^{-3}}{7.550269 \times 10^{-14}} \right) = 0.58168261 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اور اس نئی قیمت کو استعمال کرتے ہوئے

$$I_{D_3} = \frac{V_B - V_{D_2}}{R} = \frac{15 - 0.58168261}{15000} = 0.9612211 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ گزشتہ دو حاصل جواب یعنی I_{D_2} اور I_{D_3} تقریباً برابر ہیں۔ ایسا ہونا اس بات کی نشانی ہے کہ جواب اصل جواب کے بہت قریب ہے اور یوں $I_{D_4} = 0.96122 \text{ mA}$ کو ہم درست جواب تسلیم کر لیتے ہیں۔



شکل 2.33: (a) کار تیبی محدود۔ (ب) خط کے چھوٹے حصے کا سیدھا پن

2.11 کار تیبی محدود اور ترسیم

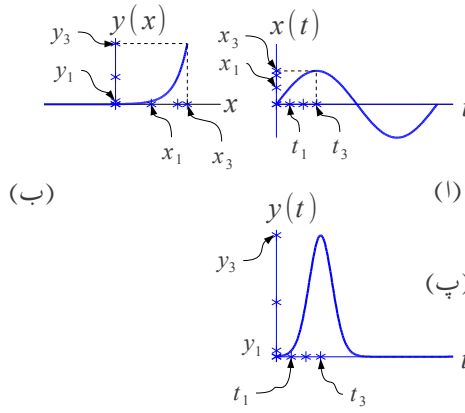
اس حصے میں کار تیبی محدود اور ترسیم پر غور کیا جائے گا جس کی اس کتاب میں کئی جگہ ضرورت پیش آئے گی۔ اگرچہ اس حصے کو کتاب کے آخر میں ضمیمہ کے طور رکھنا چاہئے تھا مگر اس کی اہمیت کو دیکھتے ہوئے میں نے اسے اس باب کا حصہ بنا لیا ہے۔ طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ اس حصے کو بخوبی سمجھیں۔

2.11.1 محدود کی منتقلی

شکل 2.33 الف میں دو کار تیبی محدود دکھائے گئے ہیں۔ $(x - y)$ کار تیبی محدود میں دو نقطے $P(6, 8)$ اور $Q(4, 6)$ دکھائے گئے ہیں۔ $(x' - y')$ محدود میں یہی نقطے $P'(2, 2)$ اور $Q'(0, 0)$ بن جاتے ہیں۔

2.11.2 خط کا چھوٹا حصہ سیدھا تصور کیا جاسکتا ہے

شکل 2.33 ب میں یہ حقیقت دکھایا گیا ہے کہ کسی بھی خط کے چھوٹے حصے کو سیدھا تصور کیا جاسکتا ہے۔ اگر کبھی آپ کسی خط کا چھوٹا حصہ لیں اور آپ کو لگے کہ یہ چھوٹا حصہ سیدھا تصور کرنے کے قابل نہیں ہے تو اس سے مزید چھوٹا حصہ لیجئے۔ اس شکل میں چھوٹے ٹیلے میں گھیرے خط کو بڑھے ٹیلے میں بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے جہاں اس کا سیدھا پن صاف واضح ہے۔



شکل 2.34: وقت کے ساتھ بدلتے متغیرات کی مثال

2.11.3 گراف سے قیمت حاصل کرنے کا عمل

شکل 2.34 ب کے گراف سے مختلف x پر $y(x)$ کی قیمت حاصل کر کے انہیں جدول 2.1 میں دکھایا گیا ہے۔ آپ گراف سے قیمت حاصل کرنے کے اس عمل سے بخوبی واقف ہیں۔ اس شکل میں $y(x)$ خم دار خط ہے۔

جدول 2.1: گراف سے حاصل کی گئی قیمتیں

x	0	1	2	3	4	5
y	0	0.03	0.12	0.44	1.49	4.99

اب تصور کریں کہ $x(t)$ وقت کے ساتھ تبدیل ہوتا متفاعل ہے اور ہم چاہتے ہیں کہ وقت کے ساتھ $y(t)$ کی تبدیلی گراف کریں۔ $x(t)$ کے وقت کے ساتھ گراف کی شکل کچھ بھی ہو سکتی ہے۔ شکل 2.34 الف میں $x(t)$ کو سائن نما تصور کیا گیا ہے۔

شکل 2.34 الف میں مختلف اوقات مثلاً $t_0, t_1, t_2, \dots, t_n$ پر $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$ کی قیمت حاصل کریں جہاں x_0 سے مراد t_0 پر x کی قیمت یعنی $x(t_0)$ ہے۔ t_0 تا t_n نقاط کی کل تعداد یعنی $(n+1)$ کا تعین آپ جیسے اور جتنی چاہیں کر سکتے ہیں۔ اسی طرح کسی دو قریبی نقاط کے مابین فاصلہ مثلاً

$$\Delta t_2 = t_3 - t_2$$

آپ جتنی چاہیں رکھ سکتے ہیں۔ اس کے علاوہ کسی دو قریبی نقاط کے درمیان فاصلہ مثلاً

$$\Delta t_5 = t_6 - t_5$$

اور کسی اور دو قریبی نقاط کے درمیان فاصلہ مثلاً

$$\Delta t_8 = t_9 - t_8$$

ایک دونوں سے مختلف ہو سکتے ہیں۔ اس طرح آپ کے پاس جدول 2.2 حاصل ہو گا۔

جدول 2.2: $x(t)$ بالقابل t کا جدول					
t_0	t_1	t_2	\cdots	t_n	
x_0	x_1	x_2	\cdots	x_n	

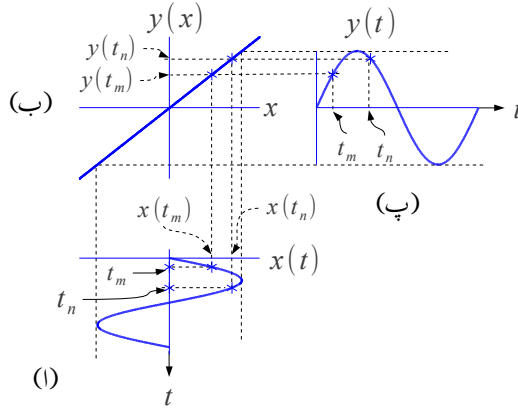
جدول 2.2 میں دئے x پر شکل 2.34 ب سے y کے قیمتیں حاصل کریں۔ یوں حاصل $y_0, y_1, y_2, \dots, y_n$ کو استعمال کرتے ہوئے $y(t)$ بالقابل t کا جدول 2.3 حاصل ہو گا جسے شکل 2.34 پ کی طرح گراف کریں۔

جدول 2.3: $y(t)$ بالقابل t کا جدول					
t_0	t_1	t_2	\cdots	t_n	
y_0	y_1	y_2	\cdots	y_n	

یہاں میں بتلانا چاہوں گا کہ اس مثال میں تفاعل $y(x)$ خم دار⁶⁷ تھا۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے تفاعل $x(t)$ سے تفاعل $y(t)$ حاصل کی گئی۔ اور $x(t)$ اور $y(t)$ کی شکلیں بالکل مختلف ہیں۔

مندرجہ بالا تمام عمل کو نہایت عمدگی اور نسبتاً زیادہ آسانی کے ساتھ بھی سرانجام دیا جا سکتا ہے۔ آئیں اس بہتر طریقے کو شکل 2.35 کی مدد سے دیکھیں جہاں بدلتے اشارہ $x(t)$ کو شکل 2.35 الف میں گھما کر دکھایا گیا ہے۔ اس مثال میں بھی $x(t)$ کو سائن نما تصور کیا گیا ہے جبکہ تفاعل $y(x)$ کو سیدھا خط یعنی

$$(2.17) \quad y(x) = mx$$



شکل 2.35: سیدھا متقابل اشارے کی شکل برقرار رکھتا ہے

تصور کرتے ہوئے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔⁶⁸ جیسے کہ آپ آگے دیکھیں گے، سیدھا $y(x)$ نہایت اہمیت کا حامل ہے اور اس موقع سے فائدہ اٹھاتے ہوئے ہم اسی کو استعمال کرتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ مساوات 2.17 میں m شکل 2.33 ب میں نقطہ Q پر خط کے چھوٹے سیدھے حصے کی ڈھلوان ہے یعنی

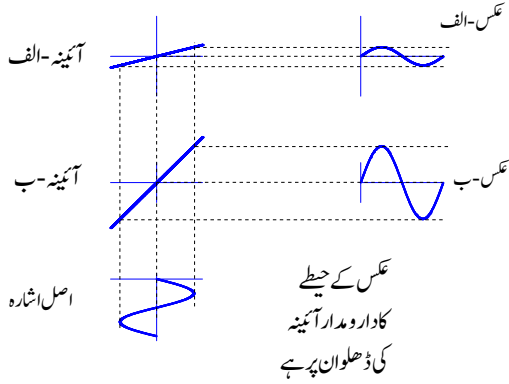
$$(2.18) \quad m = \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_Q$$

شکل 2.35 الف میں دو نقطے t_m اور t_n کو مثال بناتے ہوئے پورے عمل کو سمجھایا گیا ہے۔ ان دو نقطوں پر $x(t_m)$ اور $x(t_n)$ حاصل کئے جاتے ہیں۔ ان کی قیمت جاننا ضروری نہیں، بس اتنا درکار ہے کہ ان کی نشاندہی گراف پر کر دی جائے۔

شکل الف اور شکل ب یوں بنائے جاتے ہیں کہ شکل ب کا x مجدد شکل الف کے x مجدد کے متوازی ہو اور ان کی جسامت بھی برابر ہو۔ یوں شکل الف میں $x(t_m)$ اور $x(t_n)$ سے سیدھی لکیریں شکل ب تک لے جائیں۔ اس طرح شکل ب سے $y(t_m)$ اور $y(t_n)$ حاصل ہوں گے۔

شکل ب اور شکل پ یوں بنائے جاتے ہیں کہ شکل پ کا y مجدد شکل ب کے y مجدد کے بالکل دائیں جانب برابر رکھا جائے اور ان کی جسامت بھی برابر ہو۔ یوں شکل ب کے $y(t_m)$ اور $y(t_n)$ نقطوں سے شکل

⁶⁸ سیدھے خط کی مساوات $y = mx + c$ ہے جہاں c وہ نقطہ ہے جہاں خط y محور کو کاٹتا ہے۔ سیدھا خط $(0, 0)$ سے گزرنے کی صورت میں $c = 0$ ہو گا اور یوں سیدھے خط کی مساوات $y = mx$ ہوگی۔



شکل 2.36: عکس کا حیطے بالمتقابل آئینے کی ڈھلوان

پ تک افقی لکیریں بنائیں۔ شکل پ پر ان نقطوں کو وقت t_m اور t_n کے ساتھ گراف کریں۔ مندرجہ بالا پورا عمل شکل 2.35 کو دیکھتے ہی ایک دم سمجھ آ جانا چاہئے۔

شکل 2.35 میں $y(x)$ ایک خطی (یعنی غیر-خم دار) تفاعل ہے۔ اسے استعمال کرتے ہوئے شکل پ حاصل کی گئی۔ شکل پ اور شکل الف ہو بہو ایک ہی طرح ہیں۔ ان کے صرف حیطے مختلف ہو سکتے ہیں۔ یہ ایک نہایت اہم نتیجہ ہے جس کا برقیات کے میدان میں کلیدی کردار ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے غیر-خم دار تفاعل کے اشکال میں چونکہ صرف حیطے تبدیل ہوتا ہے لہذا عموماً اشارہ $x(t)$ کے چوٹیوں سے شکل ب تک اور یہاں سے شکل پ تک لکیریں کھینچ کر شکل پ مکمل کر دیا جاتا ہے۔

شکل 2.34 اور شکل 2.35 میں $x(t)$ کو داخلی (یا اصل) اشارہ، $y(t)$ کو خارجی (یا منعکس⁶⁹) اشارہ جبکہ $y(x)$ کو آئینہ⁷⁰ تصور کریں۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ غیر-خم دار آئینے میں اشارے کی شکل جوں کی توں رہتی ہے جبکہ خم دار آئینہ شکل بگاڑ دیتا ہے۔ شکل 2.36 میں آئینہ کی ڈھلوان کا عکس کے حیطے پر اثر دکھایا گیا ہے۔ آئینہ الف کی ڈھلوان آئینہ ب کی ڈھلوان سے زیادہ ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ آئینے کی ڈھلوان بڑھانے سے عکس کا حیطے بڑھتا ہے جبکہ آئینہ کی ڈھلوان گھٹانے سے عکس کا حیطے گھٹتا ہے۔ آئینے کی ڈھلوان یوں بھی رکھی جا سکتی ہے کہ عکس کے حیطے میں کوئی تبدیلی پیدا نہ ہو اور یہ اصل اشارہ کے حیطے کے برابر ہی رہے۔

image⁶⁹
mirror⁷⁰

مندرجہ بالا تذکرہ کو تحلیلی جامہ پہناتے ہیں۔ مساوات 2.17 میں $x(t)$ لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(2.19) \quad \begin{aligned} y[x(t)] &= mx(t) \\ y(t) &= mx(t) \end{aligned}$$

اس مساوات کے تحت $y(t)$ کا حیظ $x(t)$ کے حیظے کا m گنا ہو گا جہاں m آئینہ کی ڈھلوان ہے۔

برقیات کے میدان میں برقی دباؤ v اور برقی رو i کا استعمال ہوتا ہے۔ روایتی طور پر برقی دباؤ کو $x(t)$ جبکہ برقی رو کو $y(t)$ تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 2.37 میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ یک سمتی برقی دباؤ تقسیم یک سمتی برقی رو کو مزاحمت R جبکہ یک سمتی برقی رو تقسیم یک سمتی برقی دباؤ کو موصلیت G لکھا جاتا ہے۔ مزید یہ کہ باریک اشاراتی مزاحمت کو r جبکہ باریک اشاراتی موصلیت کو g لکھا جاتا ہے۔ یوں مساوات 2.18 میں چھوٹے (یعنی باریک) سیدھے حصے کی ڈھلون m کی جگہ باریک اشاراتی موصلیت g کا استعمال ہو گا۔ یوں مساوات 2.17 کو برقیات کے میدان میں استعمال کرتے وقت مندرجہ ذیل طرز پر لکھا جائے گا۔

$$(2.20) \quad i(t) = gv(t)$$

اسی طرح مساوات 2.18 کو یوں لکھا جائے گا

$$(2.21) \quad g = \left. \frac{\partial i}{\partial v} \right|_Q$$

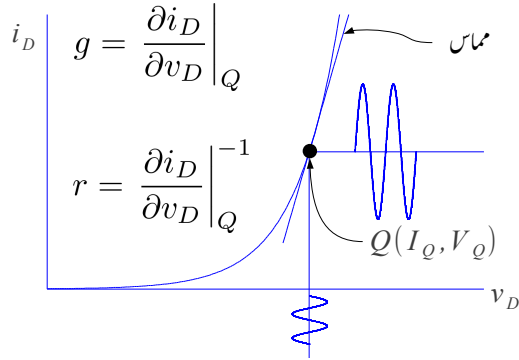
اور باریک اشاراتی مزاحمت r کے لئے یوں لکھا جائے گا۔

$$(2.22) \quad r = \left. \frac{\partial i}{\partial v} \right|_Q^{-1}$$

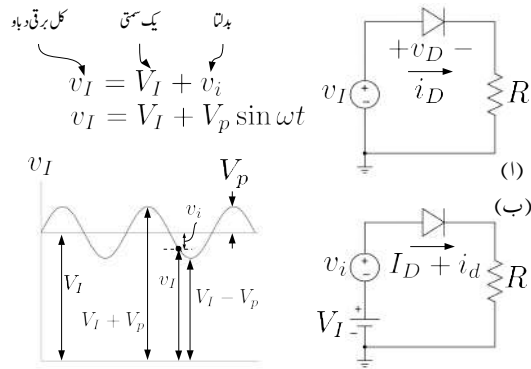
2.12 باریک اشاراتی تجزیہ

شکل 2.38 الف میں داخلی برقی دباؤ v_I استعمال کی گئی ہے۔ گراف میں v_I کی قیمت مثبت رہتے ہوئے مسلسل تبدیل ہوتی دکھائی گئی ہے۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، v_I کو یوں بھی تصور کیا جاسکتا ہے کہ اسے یک سمتی برقی دباؤ V_I اور بدلنے برقی دباؤ v_i کو سلسلہ وار جوڑ کر حاصل کیا گیا ہے یعنی

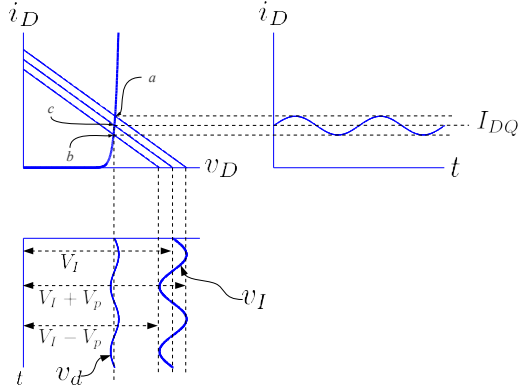
$$(2.23) \quad v_I = V_I + v_i$$



شکل 2.37: باریک اشاراتی موصلیت اور باریک اشاراتی مزاحمت



شکل 2.38: باریک اشارہ



شکل 2.39: ڈایوڈ پر باریک اشارات

باریک اشارہ⁷¹ سے مراد وہ بدلتا اشارہ ہے جس کا حیظ دور میں پائے جانے والے یک سمتی برقی دباؤ یا یک سمتی برقی رو کی قیمتوں سے نہایت کم ہو (یعنی $v_i \ll V_I$)۔

شکل 2.31 میں تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ کا خط بوجھ پر اثر دکھایا گیا۔ اسی ترکیب کو یہاں استعمال کرتے ہوئے باریک داخلی اشارہ v_i کی موجودگی میں ڈایوڈ کی کارکردگی پر غور کیا جائے گا۔ تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ v_I سے نیٹے کی خاطر مختلف لمحات پر وقت کو ساکن تصور کرتے ہوئے ان لمحات پر داخلی برقی دباؤ کی کل قیمت لی جاتی ہے۔ ان قیمتوں پر خط بوجھ اور ڈایوڈ کی مساوات کا خط گراف کیا جاتا ہے۔ یوں مختلف اوقات پر ڈایوڈ کے مختلف نقطہ مائل حاصل کئے جاتے ہیں۔ (V_{DQ}, I_{DQ})

شکل 2.39 میں $\omega t_0 = 0$ ، اور $\omega t_0 = 90$ اور $\omega t_0 = 270$ پر داخلی برقی دباؤ $v_I(t_1) = v_I(t_0) = V_I$ اور $v_I(t_2) = V_I - V_p$ استعمال کرتے خط بوجھ گراف کئے گئے ہیں۔

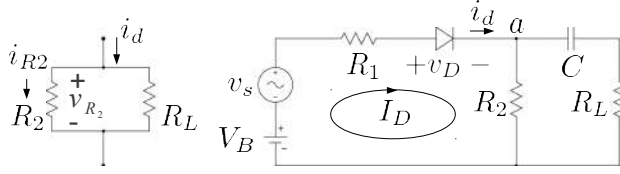
شکل 2.38 کے داخلی برقی دباؤ کے گراف کو گھڑی کی سمت 90 کے زاویہ گھما کر شکل 2.39 میں بنایا گیا ہے۔ یوں تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ سے خط بوجھ حاصل کرتے ہوئے دور میں بدلتی برقی رو حاصل کی جاتی ہے۔ یہ ترکیب شکل پر غور کرنے سے واضح ہوگی۔

small signal⁷¹

$$i_{R2} = \frac{R_L i_d}{R_L + R_2}$$

$$v_{R2} = i_{R2} R_2$$

$$= \left(\frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right) i_d$$



شکل 2.40: ڈایوڈ کے دور میں کپیسٹر کے استعمال سے بدلتی رو، خطِ بوجھ پیدا ہوتا ہے

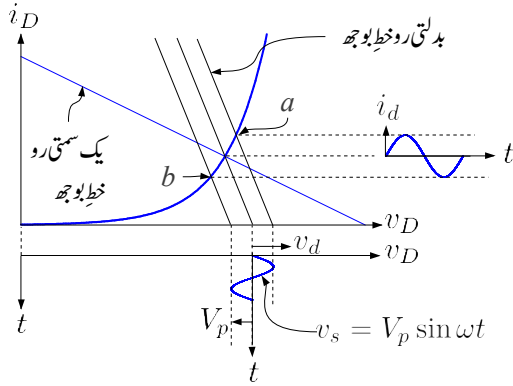
2.12.1 بدلتی رو، خطِ بوجھ

حصہ 2.10 میں یک سمتی خطِ بوجھ پر گفتگو کی گئی۔ اسی کو آگے بڑھاتے ہوئے بدلتی رو، خطِ بوجھ⁷² کو یہاں پیش کیا جائے گا جس کا اگلے بابوں میں کلیدی کردار ہو گا۔ شکل 2.40 میں دکھائے ڈایوڈ کے دور میں کپیسٹر بھی استعمال کیا گیا ہے۔ تصور کریں کہ باریک اشارہ v_s کے تعدد پر کپیسٹر کو قصر دور (یعنی $|X_C| \rightarrow 0$) تصور کیا جا سکتا ہے۔ چونکہ کپیسٹر میں سے یک سمتی برقی رو نہیں گزرتی لہذا یک سمتی برقی رو R_L سے نہیں گزرے گی۔ کپیسٹر کو یک سمتی متغیرات کے لئے کھلے دور تصور کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے یک سمتی دور حاصل ہوتا ہے جس کے یک سمتی خطِ بوجھ کی ڈھلوان $\frac{-1}{R_1 + R_2}$ ہوگی اور R_L کا اس میں کوئی کردار نہیں ہوگا۔

بدلتے اشارہ کے نقطہ نظر سے ڈایوڈ کے خارجی جانب دو متوازی جڑے مزاحمت پائے جاتے ہیں جن کی کل مزاحمت R_t ہے یعنی

$$(2.24) \quad R_t = \frac{R_L R_2}{R_L + R_2}$$

بدلتے اشارہ کو R_t برقی بوجھ دکھائی دیتا ہے۔ یوں بدلتے اشارہ کے خطِ بوجھ کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_t}$ ہوگی جو کہ یک سمتی رو خطِ بوجھ کی ڈھلوان سے مختلف ہے۔ یوں بدلتی رو، خطِ بوجھ کھینچتے کرتے وقت اس کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_t}$ رکھی جائے گی۔ بدلتے اشارہ کے تبدیل کے ساتھ بدلتی رو، خطِ بوجھ بھی جگہ تبدیل کرتا ہے۔ یہ بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل 2.39 میں یک سمتی رو خطِ بوجھ کے لئے دکھایا گیا۔ چونکہ بدلتی رو خطِ بوجھ کی ڈھلوان ہمیں معلوم ہے لہذا اسے گراف کرنے کی خاطر ہمیں مزید صرف اس پر ایک نقطہ درکار ہے۔ اگر بدلتے اشارے کا حیث کم کرتے کرتے صفر کر دیا جائے تو یک سمتی صورت حال پیدا ہوتی ہے اور ہم جانتے ہیں کہ یک سمتی خطِ بوجھ نقطہ مائل سے گزرتا ہے۔ یوں صاف ظاہر ہے کہ بدلتے خطِ بوجھ بھی نقطہ مائل سے گزرتا ہے۔ شکل 2.41 میں دونوں خطِ بوجھ گراف کئے گئے ہیں۔



شکل 2.41: بدلتی رو خط بوجھ

اس طرح پہلے یک سمتی رو خط بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس سے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے۔ نقطہ مائل سے گزرتا بدلتی رو، خط بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس کی ڈھلوان بدلتے اشارہ کی بوجھ سے حاصل کی جاتی ہے۔ بدلتے اشارہ کے موجودگی میں بدلتی رو، خط بوجھ ڈایوڈ کے خط پر نقطہ Q کے قریب رہتے ہوئے 'a' اور 'b' کے درمیان چال قدمی کرتا ہے۔ یہاں بھی نقطہ کارکردگی پر باریک اشارات کے لئے ڈایوڈ کے خط کو سیدھا تصور کرتے ہوئے محدد $v_d - i_d$ بنائے جاسکتے ہیں جن سے i_d اور v_d کو پڑھا جاسکتا ہے۔

v_d اور i_d کو تحلیلی طریقے سے بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل 2.40 پر غور کرتے ہیں۔ اگر یہاں $v_s = 0$ رکھا جائے تو بائیں دائرے میں صرف یک سمتی برقی رو I_D گزرے گی جس سے مزاحمت R_2 پر برقی دباؤ $I_D R_2$ پیدا ہوگا۔ یہی برقی دباؤ جوڑ 'a' پر پایا جائے گا۔ R_L اور کپیسٹر C آپس میں سلسلہ وار جڑے ہیں۔ یوں ان کی برقی رکاوٹ $R_L + \frac{1}{j\omega C}$ ہے۔ یہ برقی رکاوٹ R_2 کے متوازی جڑی ہے۔ R_L ، R_2 اور کپیسٹر مل کر برقی رکاوٹ Z پیدا کرتے ہیں جہاں

$$(2.25) \quad \frac{1}{Z} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_L + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$(2.26) \quad Z = \frac{R_2 \left(R_L + \frac{1}{j\omega C} \right)}{R_2 + R_L + \frac{1}{j\omega C}}$$

کے برابر ہے۔ کپیسٹر یک سمتی برقی رو کے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا R_L میں یک سمتی برقی رو کی

قیمت صفر کیسے ہوگی اور اس پر ایک سمتی برقی دباؤ کی قیمت بھی صفر وولٹ ہوگا۔ کیسٹر C جوڑ a پر پائے جانے والے ایک سمتی برقی دباؤ کو برداشت کرے گا اور یوں کیسٹر پر $V_C = I_D R_2$ برقی دباؤ پایا جائے گا۔ کرنخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے لکھا جاسکتا ہے۔

$$(2.27) \quad V_B = I_D R_1 + V_D + I_D R_2$$

آئیں اب شکل 2.40 میں ایک سمتی برقی دباؤ V_B برقرار رکھتے ہوئے v_s کو صفر سے بڑھایا جاتا ہے تاہم $v_s \ll V_B$ رکھا جاتا ہے۔ اب کل برقی رو $i_D = I_D + i_d$ پیدا کریں گے۔ I_D کی کہانی تبدیل نہیں ہوتی البتہ i_d پر غور درکار ہے۔ i_d مزاحمت R_1 اور ڈیوڈ سے گزرتے ہوئے جوڑ a پر پہنچتی ہے جہاں اسے دو راستے ملتے ہیں۔ اس مثال کی خاطر کیسٹر کو ایک سمتی برقی رو کے لئے قصر دور تصور کرتے ہوئے صورت حال کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔ i_d کا کچھ حصہ R_2 میں گزرے کا یعنی

$$(2.28) \quad i_{R_2} = \left(\frac{R_L}{R_L + R_2} \right) i_d$$

یوں R_2 میں کل برقی رو کی قیمت $I_D + i_{R_2}$ ہوگی۔ کرنخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کو بائیں دائرے میں استعمال کرتے ہوئے

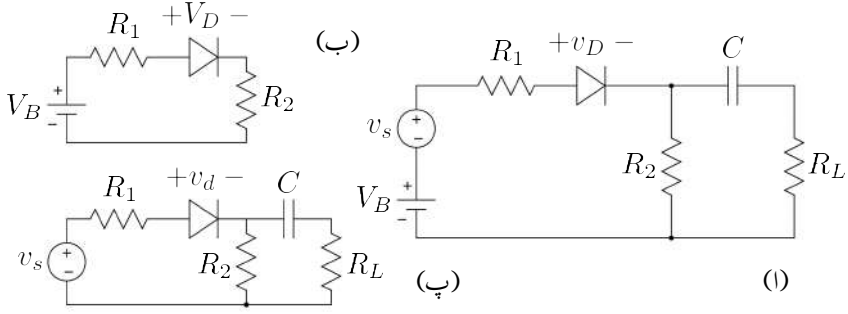
$$\begin{aligned} V_B + v_s &= i_D R_1 + v_D + (I_D + i_{R_2}) R_2 \\ &= (I_D + i_d) R_1 + (V_D + v_d) + \left[I_D + \left(\frac{R_L}{R_L + R_2} \right) i_d \right] R_2 \end{aligned}$$

لکھا جائے گا جہاں دوسرے قدم پر $i_D = I_D + i_d$ اور $v_D = V_D + v_d$ کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات کو دو مساوات میں یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(2.29) \quad V_B = I_D R_1 + V_D + I_D R_2$$

$$(2.30) \quad v_s = i_d R_1 + v_d + i_d \left(\frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right)$$

مندرجہ بالا مساوات کا پہلا جزویک سمتی خط بوجھ کی مساوات ہے جبکہ اس کا دوسرا جزو بدلتی رو خط بوجھ کی مساوات ہے۔ شکل 2.40 کو شکل 2.42 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں اصل دور کے ساتھ ساتھ دو مزید ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل 2.42 ب میں صرف ایک سمتی منبع V_B استعمال کرتے ہوئے اصل دور کے وہ حصے دکھائے گئے ہیں جن میں ایک سمتی برقی رو I_D گزرتی ہے۔ اس میں کرنخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے مساوات 2.29 کا پہلا جزو حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح شکل 2.42 پ میں صرف بدلتا منبع v_s استعمال کرتے ہوئے اصل دور کے وہ حصے شامل کئے گئے ہیں جن میں بدلتی برقی رو i_d گزرتی ہے۔ اس شکل میں ڈیوڈ پر برقی دباؤ کو v_d لکھتے ہوئے اس بات کی



شکل 2.42: دو رک ایک سمتی اور بدلتے حصے میں تقسیم

وضاحت کی گئی ہے کہ ڈیوڈ پر بدلتے برقی دباؤ کی بات کی جا رہی ہے۔ اس دور پر کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے مساوات 2.29 کا دوسرا جزو حاصل ہوتا ہے۔ بدلتی رو خط بوجھ کی مساوات میں ڈیوڈ کا باریک اشارات مزاحمت r_d استعمال کرتے ہوئے $v_d = i_d r_d$ لکھا جاسکتا ہے اور یوں اس خط سے i_d حاصل کیا جاسکتا ہے۔

$$v_s = i_d R_1 + i_d r_d + i_d \left(\frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right)$$

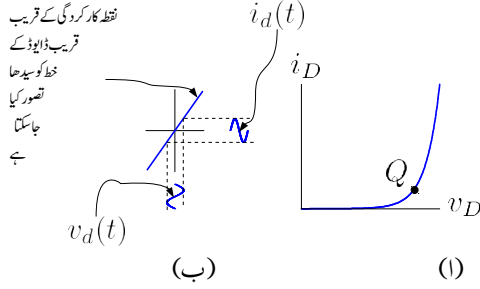
$$i_d = \frac{v_s}{R_1 + r_d + \left(\frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right)}$$

اور $v_d = i_d r_d$ کے استعمال سے v_d حاصل کیا جاسکتا ہے۔

یوں اصل شکل کو شکل ب اور شکل پ کے طرز پر بناتے ہوئے ایک سمتی اور بدلتی برقی رو (اور بدلتے برقی دباؤ) باری باری حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ یہ نہایت اہم اور عمومی ترکیب ہے جسے برقیات کے میدان میں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں اس ترکیب کا بار بار استعمال کیا جائے گا۔

2.12.2 باریک اشاراتی مزاحمت

تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ میں باریک اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل نقطہ مائل کو شکل 2.39 میں c سے ظاہر کیا گیا ہے۔ باریک اشارہ کی موجودگی میں یہ نقطہ تبدیل ہوتے ہوئے a اور b کے درمیان رہتا ہے۔ ان



شکل 2.43: ڈایوڈ کے باریک اشارات کا حصول

دو نکتوں کے مابین ڈایوڈ کا خط تقریباً ایک سیدھی لکیر کی مانند ہے۔⁷³ یاد رہے کہ مزاحمت کی برقی دباؤ بالمتقابل برقی رو کا خط سیدھی لکیر ہوتا ہے۔ اگر نقطہ c پر $v_d - i_d$ کا کارتیسی محدود بنایا جائے⁷⁴ اور گراف کو a سے b تک محدود کر دیا جائے تو اس خطے میں ڈایوڈ کے مساوات کا گراف عام مزاحمت کا گراف معلوم ہوتا ہے۔ شکل 2.43 الف کے نقطہ کارکردگی Q کے قریب قریب رہتے ہوئے ڈایوڈ کے خط کو سیدھا تصور کرتے ہوئے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ یوں ان دو نکتوں کے مابین ڈایوڈ کو مزاحمت r_d تصور کیا جاسکتا ہے جہاں

$$(2.31) \quad r_d = \frac{v_d}{i_d}$$

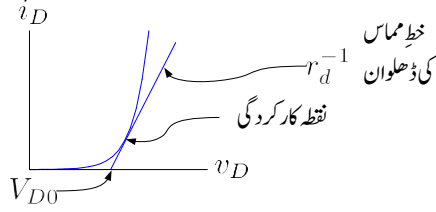
شکل 2.43 الف میں وسیع اشاراتی محدود $(i_D - v_D)$ جبکہ شکل 2.43 ب میں باریک اشاراتی محدود $(i_d - v_d)$ استعمال کئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ہم یہ بھی دیکھتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر ڈایوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت r_d کو استعمال کرتے ہوئے ڈایوڈ کے باریک اشاراتی برقی دباؤ $v_d(t)$ پر اس کے باریک اشاراتی برقی رو $i_d(t)$ کا خط بھی نہایت آسانی کے ساتھ حاصل کیا جاسکتا ہے۔ باریک اشارہ کے موجودگی میں ڈایوڈ نقطہ مائل کے قریب قریب رہے گا۔ یوں اگر نقطہ c کو (V_{DQ}, I_{DQ}) لکھا جائے تو نقطہ a کو $(V_{DQ} + \Delta V_{DQ}, I_{DQ} + \Delta I_{DQ})$ جبکہ نقطہ b کو $(V_{DQ} - \Delta V_{DQ}, I_{DQ} - \Delta I_{DQ})$ لکھا جاسکتا ہے۔ یوں نقطہ c پر ڈایوڈ کی مزاحمت r_d یوں حاصل کی جائے گی۔

$$(2.32) \quad r_d = \left. \frac{\Delta v_D}{\Delta i_D} \right|_{I_{DQ}} = \frac{\Delta V_{DQ}}{\Delta I_{DQ}}$$

مساوات 2.31 اور مساوات 2.32 اس مزاحمت کو سمجھنے کے مختلف طریقے ہیں۔

⁷³ حصہ 2.11.2 میں دیکھا گیا کہ کسی بھی خط کے باریک حصے کو سیدھا تصور کیا جاسکتا ہے

⁷⁴ حصہ 2.11.1 میں محدودی منتقلی پر بحث کی گئی



شکل 2.44: نقطہ کارکردگی پر خط مماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول

r_d کو ڈایوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت⁷⁵ کہتے ہیں اور اس کی قیمت نقطہ کارکردگی پر منحصر ہے۔

2.12.3 خط مماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول

شکل 2.44 میں نقطہ کارکردگی پر خط مماس⁷⁶ دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر خط مماس سے ڈایوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت r_d حاصل کیا جاسکتا ہے۔ آئیں r_d کو چالو ڈایوڈ کے مساوات (یعنی مساوات 2.7) کے خط مماس سے حاصل کریں۔ نقطہ کارکردگی پر چالو ڈایوڈ کا خط مماس حاصل کرنے کی خاطر چالو ڈایوڈ کی مساوات کا تفرق⁷⁷ لیں گے۔ اس تفرق کی قیمت نقطہ $i_D = I_{DQ}$ پر حاصل کر کے نقطہ کارکردگی پر مزاحمت r_d حاصل کی جائے گی یعنی

$$(2.33) \quad i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

$$\frac{di_D}{dv_D} = \frac{I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}}{V_T}$$

چونکہ $i_D = I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$ ہے لہذا ہم لکھ سکتے ہیں کہ

$$(2.34) \quad \frac{di_D}{dv_D} = \frac{I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}}{V_T} = \frac{i_D}{V_T}$$

$$\left. \frac{di_D}{dv_D} \right|_{I_{DQ}} = \frac{I_{DQ}}{V_T}$$

small signal resistance⁷⁵
tangent⁷⁶
differentiation⁷⁷

خط مماس کے اس ڈھلوان سے باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$(2.35) \quad r_d = \left(\frac{di_D}{dv_D} \right)^{-1} \Big|_{I_{DQ}} = \frac{V_T}{I_{DQ}}$$

مثال 2.11: ایک ڈایوڈ جس کا $I_S = 9.32 \times 10^{-14} \text{ A}$ کے برابر ہو کی $i_D = 25 \mu\text{A}$ اور 15 mA کی برقی رو پر باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔

حل: مساوات 2.35 کے تحت $i_D = 15 \text{ mA}$ پر

$$(2.36) \quad r_d = \frac{25 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-3}} = 1.667 \Omega$$

اور $i_D = 25 \mu\text{A}$ پر

$$(2.37) \quad r_d = \frac{25 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-6}} = 1000 \Omega$$

2.13 طبیعیات نیم موصل اشیاء

ڈایوڈ نیم موصل⁷⁸ مواد سے بنائے جاتے ہیں۔ اس حصہ میں نیم موصل اشیاء کی طبیعیات پر غور کیا جائے گا۔ اگرچہ برقیاتی پرزہ جات جرمینیم یا سیلیکان دونوں سے بنائے جاسکتے ہیں، حقیقت میں سیلیکان کی عمدہ خوبیوں کی بدولت برقیاتی پرزہ جات زیادہ تر سیلیکان سے ہی بنایا جاتا ہے۔ اسی وجہ سے اس کتاب میں صرف سیلیکان پر بات کی جائے گی۔

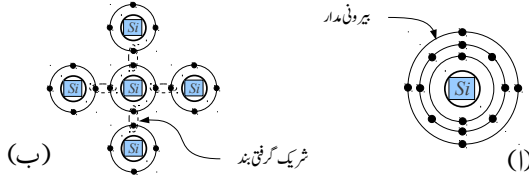
کیمیائی دوری جدول⁷⁹ کے چوتھے قطار یعنی چوتھے جماعت⁸⁰ میں کاربن C⁸¹، سیلیکان Si⁸²، جرمینیم Ge⁸³ وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان تمام عناصر⁸⁴ کے ایٹمی نمونہ ایٹمی نمونہ⁸⁵ کے بیرونی مدار⁸⁶ میں چار الیکٹران⁸⁷ پائے جاتے ہیں۔ یوں ان کی کیمیائی گرفت⁸⁸ +4 یا -4 ممکن ہے۔ اس جماعت کے عناصر شریک گرفتی بند⁸⁹ بناتے ہیں۔

برقیاتی پرزہ جات بنانے کی خاطر 99.999999 فی صد خالص سیلیکان درکار ہوتا ہے جسے عموماً نو۔ نوصاف سیلیکان پکارا جاتا ہے۔ اتنی خالص سیلیکان حاصل کرنا از خود فنی مہارت کی انتہا ہے۔ خالص سیلیکان غیر موصل ہوتا ہے البتہ اس میں، نہایت باریک مقدار میں، مختلف اجزاء کی ملاوٹ⁹⁰ سے اس کے موصلیت⁹¹ کو تبدیل کر کے اسے موصل بنایا جاسکتا ہے۔ اسی لئے سیلیکان کو نیم موصل⁹² پکارا جاتا ہے۔ وزن کے لحاظ سے زمین کے بیرونی ٹھوس سطح کا 28% سیلیکان پر مشتمل ہے۔ عام ریت سیلیکان اور آکسیجن کا مرکب SiO₂ ہے۔

سیلیکان کا ایٹمی عدد⁹³ یا جوہری عدد 14 ہے۔ یوں اس کے بیرونی مدار میں چار الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ اس کے بیرونی مدار میں آٹھ الیکٹران پورا کرنے کی خاطر یہ چار قریبی سیلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنا کر سیلیکان کا قلم⁹⁴ بناتا ہے۔ شکل 2.45 میں اس کی سادہ صورت دکھائی گئی ہے۔ حتمی صفر حرارت 0K پر موجود سیلیکان کے قلم میں تمام شریک گرفتی بند برقرار رہتے ہیں اور یوں اس میں آزاد الیکٹران کے عدم موجودگی کی وجہ سے یہ غیر موصل ہوتا ہے۔ جیسے جیسے سیلیکان کا درجہ حرارت بلند کیا جائے، حرارتی توانائی کی بنا پر اس میں جگہ جگہ شریک گرفتی بند منقطع ہونا شروع ہو جاتے ہیں۔

شریک گرفتی بند میں قید الیکٹران اس بند کے ٹوٹنے سے آزاد ہو جاتا ہے۔ بند کے ٹوٹنے سے الیکٹران خارج ہو کر آزاد منفی بار کے طور سیلیکان میں حرکت کرتا ہے اور یوں یہ قلم کی موصلیت میں کردار ادا کرتا ہے۔ اس طرح

periodic table⁷⁹
group⁸⁰
carbon⁸¹
silicon⁸²
germanium⁸³
elements⁸⁴
atomic model⁸⁵
shell⁸⁶
electrons⁸⁷
valency⁸⁸
covalent bond⁸⁹
doping⁹⁰
conductance⁹¹
semiconductor⁹²
atomic number⁹³
crystal⁹⁴



شکل 2.45: سیلیکان ایٹم اور سیلیکان قلم میں شریک گرفتہ بند

شریک گرفتہ بند کی قید سے آزاد ہوا الیکٹران جو اب سیلیکان میں آزادی سے حرکت کر سکتا ہو کو آزاد الیکٹران⁹⁵ یا متحرک الیکٹران⁹⁶ کہتے ہیں۔ اسی طرح شریک گرفتہ بند ٹوٹنے کی وجہ سے الیکٹران کے اخراج سے اس مقام پر خالی خلاء رہ جاتا ہے اور یہاں موجود سیلیکان کا ایٹم مثبت بار اختیار کر لیتا ہے۔ مثبت ایٹم قریب موجود شریک گرفتہ بندوں سے الیکٹران کھینچنے کی کوشش کرتا ہے اور کبھی کبھار ایسا کرنے میں کامیاب ہو جاتا ہے۔ یوں اس ایٹم کا بار دوسرے ایٹم کو منتقل ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس خلاء کا مقام بھی تبدیل ہو کر دوسرے ایٹم کے مقام پر منتقل ہو جاتا ہے۔ ایسا بار بار ہونے سے خلاء مسلسل جگہ تبدیل کرتا ہے۔ خلاء اور مثبت ایٹم کا مقام ایک ساتھ حرکت کرتے ہیں گویا کہ خلاء از خود مثبت بار ہو۔ یوں سیلیکان میں آزادی سے حرکت کرتے مثبت خلاء کو آزاد خول⁹⁷ یا متحرک خول⁹⁸ کہتے ہیں۔ آزاد خول بالکل آزاد الیکٹران کی طرح سیلیکان کی موصلیت میں کردار ادا کرتا ہے۔ آزاد خول کا بار الیکٹران کے بار کے برابر مگر مثبت ہوتا ہے۔

حرارت سے شریک گرفتہ بند ٹوٹنے کی وجہ سے پیدا آزاد الیکٹران (مثبت بار) کو حرارتی الیکٹران⁹⁹ جبکہ اس سے پیدا آزاد خول (مثبت بار) کو حرارتی خول¹⁰⁰ بھی کہتے ہیں۔ چونکہ ایک شریک گرفتہ بند ٹوٹنے سے ایک آزاد الیکٹران اور ایک آزاد خول وجود میں آتے ہیں لہذا حرارتی الیکٹران اور حرارتی خول کی تعداد ہر صورت برابر رہتی ہے۔ حرارت سے پیدا الیکٹران اور خول کو اقلیتی الیکٹران¹⁰¹ اور اقلیتی خول¹⁰² بھی کہتے ہیں۔ حرارت سے آزاد الیکٹران اور آزاد خول کے پیدائش کے عمل کو حرارتی پیدائش¹⁰³ کہتے ہیں۔ حرارتی پیدائش کی شرح¹⁰⁴

free electron⁹⁵

mobile electron⁹⁶

free hole⁹⁷

mobile hole⁹⁸

thermal electron⁹⁹

thermal hole¹⁰⁰

minority electrons¹⁰¹

minority hole¹⁰²

thermal generation¹⁰³

thermal generation rate¹⁰⁴

کا انحصار درجہ حرارت پر ہے۔

آزاد الیکٹران اور آزاد خول سیلیکان میں بلا ترتیب حرکت کرتے ہیں اور ایسا کرتے ہوئے کبھی کبھار آپس میں دوبارہ جڑ جاتے ہیں۔ ان کے جڑنے سے ایک آزاد الیکٹران اور ایک آزاد خول کا وجود ختم ہو جاتا ہے۔ اس عمل کو دوبارہ جڑنا¹⁰⁵ جبکہ اس کی شرح کو دوبارہ جڑنے کی شرح¹⁰⁶ کہتے ہیں۔

جب حرارتی پیدائش کی شرح اور دوبارہ جڑنے کی شرح برابر ہو تو اس صورت کو حوادتی توازن کہتے ہیں۔ نیم موصل اشیاء کی طبیعیات سے معلوم ہوتا ہے کہ حرارتی پیدائش سے پیدا آزاد الیکٹران کی تعدادی کثافت¹⁰⁷ n یا آزاد خول کی تعدادی کثافت p کو مندرجہ ذیل مساوات سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔

$$(2.38) \quad p_i^2 = n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}}$$

جہاں

n_i حرارتی الیکٹران کی تعداد فی مربع سنٹی میٹر ہے۔

p_i حرارتی خول کی تعداد فی مربع سنٹی میٹر ہے۔

B کی مقدار ہر عنصر کے لئے مختلف ہے۔ سیلیکان کے لئے اس کی قیمت 5.4×10^{31} ہے۔

T حتمی حرارت ہے۔ اس کی اکائی کیلون K ہے۔

k بولٹزمن کا مستقل $8.62 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$

E_g یہ شریک گرتی بند منقطع کرنے کے لئے درکار توانائی ہے جس کی قیمت سیلیکان کے لئے 1.12 eV ہے۔

یاد رہے کہ حرارتی الیکٹران اور حرارتی خول کی تعدادی کثافتیں برابر ہوتی ہیں۔ یعنی

$$(2.39) \quad n_i = p_i$$

recombination¹⁰⁵
recombination rate¹⁰⁶
number density¹⁰⁷

2.14 منفی قسم کا نیم موصل

کییمیائی دوری جدول کے پانچویں جماعت میں نائٹروجن N، فاسفورس P وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان عناصر کے ایٹموں کے بیرونی مدار میں پانچ الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ نائٹروجن کو مثال بناتے دیکھتے ہیں کہ سیلیکان کے قلم میں ان عناصر کی، نہایت باریک مقدار میں، موجودگی کے کیا اثرات مرتب ہوتے ہیں۔

سیلیکان کے قلم میں سیلیکان کے ایٹم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سیلیکان کے قلم میں شامل کئے جانے والے ملاوٹی نائٹروجن کے ایٹموں کی تعداد نہایت کم ہوتی ہے اور یوں نائٹروجن کے ایٹموں کی موجودگی کا قلم میں ایٹموں کے ترتیب پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹی نائٹروجن کے ایٹم قلم میں جگہ جگہ سیلیکان ایٹم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔ شکل 2.46 میں نائٹروجن کے ایٹم کو سیلیکان کے قلم میں بستے دکھایا گیا ہے۔ نائٹروجن ایٹم کے بیرونی مدار میں موجود پانچ الیکٹرانوں میں سے چار الیکٹران قلم میں قریب چار سیلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرتی بند بنانے میں جبکہ پانچواں الیکٹران فالتو رہ جاتا ہے۔ اس فالتو الیکٹران کا نائٹروجن ایٹم کے ساتھ کمزور بند¹⁰⁸ ہوتا ہے جسے الیکٹران کی حرارتی توانائی جلد منقطع کر کے الیکٹران کو آزاد کر دیتی ہے۔ اس طرح آزاد الیکٹران قلم میں مکمل آزادی کے ساتھ حرکت کر سکتے ہیں جس سے قلم موصل ہو جاتا ہے۔ قلم میں نائٹروجن ایٹموں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا جاتا ہے۔ شکل 2.46 میں ایک آزاد الیکٹران¹⁰⁹ کو سیلیکان ایٹموں کے مابین دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر شامل کئے گئے ملاوٹی نائٹروجن ایٹموں کی تعدادی کثافت N_D ایٹم فی مربع سنٹی میٹر ہو تب اس سے پیدا آزاد الیکٹرانوں کی کثافت n_{n0} تقریباً اتنی ہی ہو گی یعنی

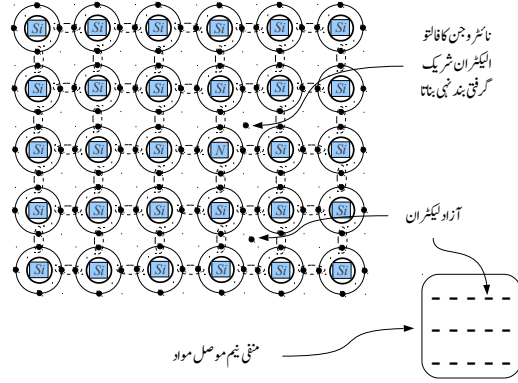
$$(2.40) \quad n_{n0} \approx N_D$$

اس مساوات میں حرارتی آزاد الیکٹرانوں کی تعداد کو نظر انداز کیا گیا ہے جو کہ ایک جائز قدم ہے۔ نیم موصل اشیاء کی طبیعیات سے معلوم ہوتا ہے کہ حرارتی توازن کی صورت میں آزاد الیکٹران کی کثافت n_{n0} اور آزاد خول کی کثافت p_{n0} کے ضرب کا جواب اٹل ہوتا ہے یعنی

$$(2.41) \quad n_{n0} p_{n0} = n_i^2$$

جہاں کسی بھی درجہ حرارت پر n_i^2 کی قیمت مساوات 2.38 سے حاصل ہو گی۔ یوں منفی نیم موصل سیلیکان میں آزاد خول کی کثافت

$$(2.42) \quad p_{n0} = \frac{n_i^2}{n_{n0}} \approx \frac{n_i^2}{N_D}$$



شکل 2.46: ناٹروجن کی شمولیت سے منفی قسم کے نیم موصل کا حصول

ہو گی۔ منفی نیم موصل میں اکثریتی الیکٹرانوں¹¹⁰ کی کثافت شامل کئے جانے والے ملاوٹی ایٹموں کی تعداد پر منحصر ہے جبکہ اس میں اقلیتی خول¹¹¹ کی کثافت درجہ حرارت پر منحصر ہے۔ منفی نیم موصل میں آزاد الیکٹران کی تعداد آزاد خول کی تعداد سے کئی درجہ زیادہ ہو گی۔

اس مثال میں ناٹروجن کی شمولیت سے سیلیکان میں متحرک آزاد الیکٹران یعنی متحرک منفی بار¹¹² نے موصلیت پیدا کی۔ ایسے سیلیکان کو منفی قسم کا نیم موصل یا منفی نیم موصل¹¹³ کہتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل تیار کرنے کی خاطر سیلیکان میں کیمیائی دوری جدول کے پانچویں جماعت کے عناصر بطور ملاوٹ شامل کئے جاتے ہیں۔ کسی بھی مکمل ایٹم میں پروٹون اور الیکٹران کی تعداد برابر ہوتی ہے۔ یوں ایٹم کا کل بار صفر ہوتا ہے۔ سیلیکان میں ناٹروجن بطور ملاوٹ شامل کرنے سے اس کا کل بار صفر ہی رہتا ہے۔ ناٹروجن ایٹم کے فالٹو الیکٹران کی جدائی کے بعد ناٹروجن ایٹم مثبت بار رکھتا ہے۔ یوں اگرچہ قلم کا کل بار اب بھی صفر ہی ہے لیکن جس مقام پر ناٹروجن کا مثبت ایٹم موجود ہو اس مقام پر کل بار مثبت ہو گا اور جس مقام پر آزاد الیکٹران موجود ہو وہاں کل بار منفی ہو گا۔

قلم میں تمام ایٹم اپنی اپنی جگہ جکڑے رہتے ہیں۔ یہ اپنی اپنی جگہ جھول سکتے ہیں لیکن جگہ تبدیل نہیں کر سکتے۔ ایسے ایٹموں کو ساکن تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ قلم میں جگہ جگہ ساکن مثبت بار والے ناٹروجن ایٹم

majority electrons¹¹⁰
 minority holes¹¹¹
 mobile negative charge¹¹²
 n-type semiconductor¹¹³

پائے جاتے ہیں۔ یوں منفی قسم کے نیم موصل قلم میں مثبت بار ساکن رہتے ہیں جبکہ اس میں منفی بار (آزاد الیکٹران) حرکت پذیر ہوتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل مواد میں برقی رو کا بہاؤ آزاد الیکٹران کے حرکت سے ہوتا ہے۔ آزاد الیکٹران نیم موصل مواد کے وجود میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ایٹم یا مالیکیول حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد الیکٹران کو کبھی کبھار الیکٹران گیس¹¹⁴ بھی کہا جاتا ہے۔

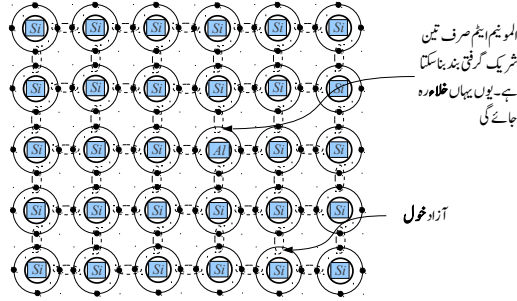
ان دو اقسام کے باروں کا تذکرہ کرتے عموماً ساکن بار¹¹⁵ اور متحرک بار¹¹⁶ کی بات کی جاتی ہے۔ یوں منفی قسم کے نیم موصل مادے میں موصلیت صرف متحرک باروں کی وجہ سے پیدا ہوتی ہے۔ ساکن بار کا قلم کے موصلیت پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ منفی نیم موصل مواد کو ظاہر کرنا بھی شکل میں دکھایا گیا ہے جہاں (–) آزاد الیکٹران کے وجود کو اجاگر کرتا ہے تاکہ کل برقی بار کو۔ سیلیکان میں بیرونی مادہ مثلاً نائٹروجن کے شمولیت سے پیدا آزاد الیکٹران کو اکثریتی الیکٹران¹¹⁷ بھی کہتے ہیں۔

2.15 مثبت قسم کا نیم موصل

کیمیائی دوری جدول کے تیسرے جماعت میں بوران B، المونیم Al وغیرہ پائے جاتے ہیں جن کے بیرونی مدار میں صرف تین الیکٹران ہوتے ہیں۔ سیلیکان کے قلم میں اس جماعت کے عناصر کی شمولیت کے اثرات دیکھنے کی خاطر المونیم کی شمولیت کو مثال بناتے ہیں۔ سیلیکان کے قلم میں سیلیکان کے ایٹم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سیلیکان کے قلم میں بطور ملاوٹ شامل کئے جانے والے المونیم ایٹموں کی تعداد نہایت کم ہونے کی بنا پر یہ قلم میں ایٹموں کے ترتیب پر اثر انداز نہیں ہوتے۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹی المونیم کے ایٹم قلم میں جگہ جگہ سیلیکان ایٹم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔

شکل 2.47 میں المونیم کے ایٹم کو سیلیکان کے قلم میں بستے دکھایا گیا ہے۔ قلم میں بستے المونیم ایٹم کے بیرونی مدار میں موجود تین الیکٹران قلم میں قریب ترین سیلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنا لیتے ہیں۔ المونیم ایٹم کے بیرونی مدار میں چوتھے الیکٹران کی عدم موجودگی کی بنا پر قریب چوتھے سیلیکان ایٹم کے ساتھ شریک گرفتی بند بنانا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں اس بند کی جگہ خلاء رہ جاتی ہے۔

electron gas¹¹⁴
immoblie charges¹¹⁵
mobile charges¹¹⁶
majority electrons¹¹⁷



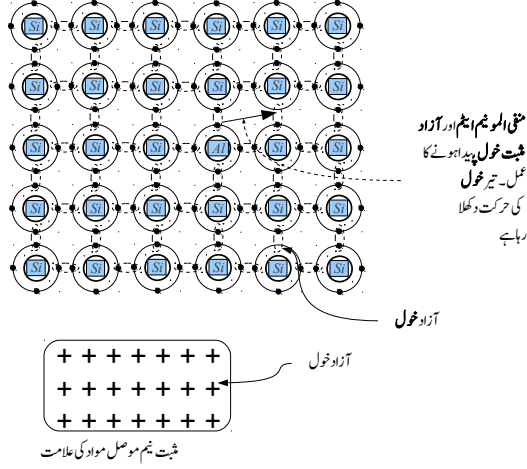
شکل 2.47: المونیم ایٹم قلم میں سیلیکان ایٹم کی جگہ لیتا ہے

شکل 2.48 کو دیکھتے ہوئے آگے پڑھیں۔ حرارتی توانائی سے عین ممکن ہوتا ہے کہ اس خلاء کے قریب کوئی شریک گرتی بند منقطع ہو جائے اور وہاں سے الیکٹران خارج ہو جائے۔ خارج شدہ الیکٹران بھٹکتا بھٹکتا المونیم کے قریب خلاء کو پُر کر کے یہاں شریک گرتی بند کو جنم دیتا ہے۔ ایسا ہونے سے المونیم ایٹم منفی بار اختیار کر لیتا ہے جبکہ جہاں سے الیکٹران خارج ہوا ہو اس مقام پر مثبت آزاد خول¹¹⁸ رہ جاتا ہے۔ اس مثبت آزاد خول کو خول الف کہتے ہوئے گفتگو آگے بڑھاتے ہیں۔ اسی طرح حرارتی توانائی نو پیدا خول الف کے قریب کسی اور شریک گرتی بند کو منقطع کر کے یہاں سے الیکٹران خارج کرتے ہوئے خول ب پیدا کرے گا اور خارج الیکٹران خول الف تک پہنچ کر اسے پُر کر کے یہاں خول کے وجود کو ختم کر دے گا۔ اسی طرح خول پ پیدا ہونے سے خول ب پُر ہو گا وغیرہ وغیرہ۔ یوں آزاد خول مسلسل جگہ تبدیل کرے گا جبکہ منفی المونیم ایٹم ساکن رہتا ہے۔ مسلسل حرکت پذیر مثبت خول (آزاد خول) کی بدولت قلم کی موصلیت وجود میں آتی ہے جبکہ ساکن منفی بار (المونیم ایٹم) کا قلم کی موصلیت میں کوئی کردار نہیں۔ یوں مثبت نیم موصل مواد میں برقی رو کا بہاؤ آزاد خول کے حرکت سے ہوتا ہے۔

چونکہ اس طرح کے قلم میں خول بطور مثبت بار کردار ادا کرتا ہے اور یہی موصلیت کو جنم دیتا ہے لہذا اسے مثبت قسم کی نیم موصل مواد یا مثبت نیم موصل¹¹⁹ کہتے ہیں۔ مثبت نیم موصل مواد کو ظاہر کرنا بھی شکل 2.48 میں دکھایا گیا ہے جہاں (+) آزاد خول کے وجود کو اجاگر کرتا ہے تاکہ کل برقی بار کو۔

اس طرح آزاد خول قلم میں مکمل آزادی کے ساتھ حرکت کر سکتے ہیں جس سے قلم موصل ہو جاتا ہے۔ قلم میں المونیم ایٹموں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا جاتا ہے۔ آزاد خول نیم موصل مواد کے وجود

¹¹⁸ free hole
¹¹⁹ p-type semiconductor



شکل 2.48: آزاد خول کی حرکت اور مثبت نیم موصل مواد ظاہر کرنے کی علامت

میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ایٹم یا مالیکیول حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد خول کو کبھی کبھار خول گیس¹²⁰ بھی کہا جاتا ہے۔ سیلیکان میں بیرونی مواد مثلاً Al کے شمولیت سے پیدا آزاد خول کو اکثریتی خول¹²¹ بھی کہتے ہیں۔ مثبت نیم موصل سیلیکان بناتے وقت اگر اس میں شامل کئے جانے والے ملاوٹی ایٹموں کی کثافت N_A ایٹم فی مربع سینٹی میٹر ہو تب اس میں حرارتی آزاد خول کو نظر انداز کرتے ہوئے اکثریتی آزاد خول کی کثافت p_{p0} بھی تقریباً اتنی ہو گی یعنی

$$(2.43) \quad p_{p0} = N_A$$

جبکہ حرارتی متوازن صورت میں اس میں آزاد الیکٹرانوں کی کثافت مساوات 2.41 کے تحت

$$(2.44) \quad n_{p0} = \frac{n_i^2}{p_{p0}} \approx \frac{n_i^2}{N_A}$$

ہو گا۔ مثبت نیم موصل میں اکثریتی خول¹²² کی کثافت شامل کئے جانے والے ملاوٹی ایٹموں کی تعداد پر منحصر ہے جبکہ اس میں اقلیتی الیکٹرانوں¹²³ کی کثافت درجہ حرارت پر منحصر ہے۔

hole gas¹²⁰
majority holes¹²¹
majority holes¹²²
minority electrons¹²³

2.16 مال برداری

آزاد الیکٹران اور آزاد خول نفوذ¹²⁴ اور بہاؤ¹²⁵ کے ذریعہ سیلیکان میں حرکت کر کے ایک مقام سے دوسرے مقام منتقل ہو سکتے ہیں۔ کائنات میں قدرتی مال برداری¹²⁶ ان دو خود کار طریقوں سے ہوتی ہے۔ پانی میں سیاہی کا پھیلاؤ اور دریا میں پانی کا بہاؤ انہیں کی بدولت ہے۔

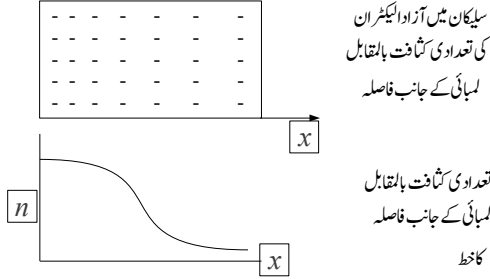
2.16.1 نفوذ

نفوذ سے مراد الیکٹران اور خول کی وہ بلا ترتیب حرکت ہے جو حرارتی توانائی کی وجہ سے پیدا ہوتی ہے۔ سیلیکان میں آزاد الیکٹران (آزاد خول) کی یکساں تعدادی کثافت کی صورت میں آزاد الیکٹران (آزاد خول) کے نفوذ سے برقی رو پیدا نہیں ہوتی البتہ اگر کسی طرح آزاد الیکٹران (یا آزاد خول) کی تعدادی کثافت ایک مقام پر زیادہ کر دی جائے تو اس صورت میں زیادہ تعدادی کثافت والے مقام سے کم تعدادی کثافت کے مقام کی جانب آزاد الیکٹرانوں (خولوں) کا بہاؤ ہو گا جس سے برقی رو پیدا ہو گی۔ ایسے برقی رو کو نفوذی برقی رو¹²⁷ کہتے ہیں۔ اس حقیقت کو شکل 2.49 کی مدد سے بہتر سمجھا جا سکتا ہے جہاں فرضی سیلیکان کے ایک سلاخ میں لمبائی کے جانب آزاد الیکٹرانوں کی تعداد تبدیل ہوتے دکھائی گئی ہے۔ اسی شکل میں اس کا گراف بھی دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں آزاد الیکٹران دائیں جانب نفوذ کریں گے۔ اس طرح سلاخ میں روایتی برقی رو کی سمت بائیں جانب ہو گی۔

پانی میں رنگ نفوذ کے ذریعہ حل ہوتا ہے۔ آزاد خول کے نفوذی برقی رو کی مساوات شکل 2.50 کی مدد سے حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں سیلیکان کی مثبت نیم موصل سلاخ دکھائی گئی ہے جس کا رقبہ عمودی تراش A ہے۔ شکل میں نقطہ الف پر آزاد خولوں کی تعدادی کثافت (p) جبکہ اس کے قریب Δx فاصلہ پر نقطہ ب پر تعدادی کثافت $p + \Delta p$ ہے۔ ان دو نقطوں پر سلاخ کے چھوٹی سی لمبائی Δx میں کل خولوں کی تعداد $pA\Delta x$ اور $(p + \Delta p)A\Delta x$ ہو گی۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ سلاخ میں خول صرف لمبائی کے جانب حرکت کرتے ہیں۔ اسی طرح حصہ الف کے آدھے خول، یعنی $pA\Delta x/2$ ، بائیں جانب اور آدھے دائیں جانب حرکت کریں گے۔ اسی طرح حصہ ب کے آدھے خول، یعنی $(p + \Delta p)A\Delta x/2$ ، بائیں اور آدھے دائیں جانب حرکت کریں گے۔ یوں ان دو نقطوں کے درمیان نقطہ دار لکیر پر دائیں جانب گزرتے کل خولوں کی تعداد

$$\frac{pA\Delta x}{2} - \frac{(p + \Delta p)A\Delta x}{2} = -\frac{\Delta pA\Delta x}{2}$$

diffusion¹²⁴
drift¹²⁵
transportation¹²⁶
diffusion current¹²⁷



شکل 2.49: تعدادی کثافت میں ناہمواری نفوذ پیدا کرتا ہے

ہوگی۔ خول کے بار کو q لکھتے ہوئے اس لکیر سے دائیں جانب گزرتے کل بار کی مقدار کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$\Delta Q_p = -\frac{q\Delta p A \Delta x}{2}$$

تصور کریں کہ باروں کی یوں منتقلی وقت Δt میں عمل میں آتی ہے۔ اس طرح سلاخ میں برقی رو $I_p = \Delta Q_p / \Delta t$ ہوگی یعنی

$$I_p = \frac{\Delta Q_p}{\Delta t} = -\frac{q\Delta p A \Delta x}{2\Delta t}$$

اس برقی رو کی کثافت J_p کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(2.45) \quad J_p = \frac{I_p}{A} = -\frac{q\Delta p \Delta x}{2\Delta t}$$

کسی بھی تفاعل y کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں $\Delta y = \frac{dy}{dx} \Delta x$ یوں موجودہ صورت میں لکھا جاسکتا ہے۔

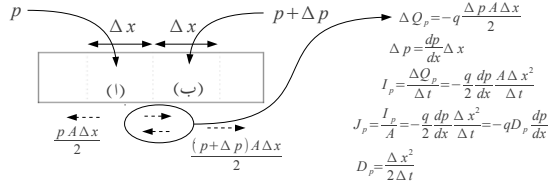
$$(2.46) \quad \Delta p = \frac{dp}{dx} \Delta x$$

ان دو مساواتوں سے حاصل ہوتا ہے

$$(2.47) \quad J_p = \frac{I_p}{A} = -q \frac{dp}{dx} \frac{\Delta x^2}{2\Delta t}$$

اس مساوات میں

$$(2.48) \quad D_p = \frac{\Delta x^2}{2\Delta t}$$



شکل 2.50: آزاد خول سے حاصل نفوذی برقی رو

لکھ کر حاصل ہوتا ہے

$$(2.49) \quad J_p = -q D_p \frac{dp}{dx}$$

یہ مساوات نفوذی برقی رو کی کثافت یا کثافتِ نفوذی دو¹²⁸ کو بیان کرتا ہے۔¹²⁹ جہاں

J_p آزاد خولوں سے پیدا نفوذی برقی رو کی کثافت¹³⁰ ہے۔

q خول کے برقی بار کی مقدار یعنی $1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ ہے۔

D_p خول کے نفوذ کا مستقل¹³¹ ہے۔ سیلیکان میں $D_p = 12 \text{ cm}^2/\text{s}$ کے برابر ہوتا ہے۔

p آزاد خول کی تعدادی کثافت ہے۔

آزاد الیکٹرانوں کے لئے نفوذی برقی رو کی کثافت کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(2.50) \quad J_n = q D_n \frac{dn}{dx}$$

اس مساوات میں منفی کی علامت استعمال نہ کرنے سے ہی برقی رو کی صحیح سمت حاصل ہوتی ہے۔ D_n آزاد الیکٹران کے نفوذ کا مستقل¹³² ہے جس کی قیمت سیلیکان کے لئے $34 \text{ cm}^2/\text{s}$ ہے۔

diffusion current density¹²⁸

¹²⁹ نفوذ کے ذریعہ مال برداری کے اس تالیہ کو اولف-فیک Adolf Fick نے دریافت کیا

diffusion current density¹³⁰

hole's diffusion constant¹³¹

electron's diffusion constant¹³²

2.16.2 بہاؤ

آزاد الیکٹران اور آزاد خول کے حرکت کرنے کا دوسرا ذریعہ بہاؤ¹³³ ہے۔ بہاؤ سے پیدا ہونے والی برقی رو کو بہاؤ برقی¹³⁴ کہتے ہیں۔

اگر سیلیکان کے ایک سلاخ، جس کی لمبائی L ہو، کے دوسروں کے مابین برقی دباؤ V مہیا کی جائے تو اس سلاخ میں برقی شدت¹³⁵ E پیدا ہوگی جہاں

$$E = \frac{V}{L}$$

کے برابر ہے۔ برقی دباؤ کی شدت آزاد الیکٹران اور آزاد خول کو اسراع دے گا۔ آزاد خول کا رفتار برقی شدت کی سمت میں جبکہ آزاد الیکٹران کا رفتار اس کے اُلٹ سمت میں بڑھے گا۔ برقی شدت سے پیدا ہونے والے رفتار کو رفتار بہاؤ¹³⁶ کہتے ہیں۔ آگے صرف آزاد الیکٹران پر گفتگو کرتے ہیں اگرچہ یہ سب کچھ آزاد خول کے لئے بھی درست ہے۔ اس گفتگو میں آزاد الیکٹران کو صرف الیکٹران کہیں گے۔

الیکٹران کی رفتار کے دو اجزاء ہیں۔ ایک جزو حرارتی رفتار ہے جبکہ دوسرا جزو بہاؤ کی رفتار یا رفتار بہاؤ ہے۔ اگر سیلیکان کے سلاخ میں ہر مقام پر حرارت یکساں ہو تب اس سلاخ میں حرارتی رفتار کی اوسط قیمت ہر مقام پر برابر ہوگی۔ حرارتی رفتار بلا ترتیب ہے اور یوں سمتی حرارتی رفتار کی اوسط قیمت صفر ہوتی ہے۔ لہذا اس صورت میں سمتی حرارتی رفتار کا سیلیکان میں برقی رو پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اس کے برعکس الیکٹران کی سمتی رفتار بہاؤ¹³⁷ برقی شدت کے اُلٹ سمت میں ہوتی ہے اور اس کی اوسط قیمت برقی شدت پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں برقی شدت کے موجودگی میں سیلیکان میں برقی رو سمتی رفتار بہاؤ کے وجہ سے ہوتی ہے۔ سمتی رفتار بہاؤ پر اب گفتگو کرتے ہیں۔

برقی شدت کی وجہ سے حرکت کرتے بار وقتاً فوقتاً ساکن ایٹموں کے ساتھ ٹکرا کر اپنی توانائی ضائع کر دیتے ہیں اور ان کی شناختی سمتی رفتار بہاؤ¹³⁸ صفر ہو جاتی ہے۔ ٹکرانے کے بعد یہ ایک مرتبہ پھر برقی شدت کی وجہ سے رفتار پکڑتے ہیں۔ یوں ٹکرانے کی وجہ سے الیکٹران کی رفتار لگاتار نہیں بڑھتی بلکہ یہ کسی اوسط رفتار سے سیلیکان میں برقی شدت کے اُلٹ سمت حرکت کرتے ہیں۔ اس اوسط سمتی رفتار کو اوسط سمتی رفتار بہاؤ یا صرف سمتی رفتار بہاؤ کہتے ہیں۔

drift¹³³drift current¹³⁴electric field intensity¹³⁵drift speed¹³⁶drift velocity¹³⁷instantaneous drift velocity¹³⁸

سلیکان کے قلم میں برقی شدت E کے موجودگی میں الیکٹران پر قوت $F = -qE$ عمل کرے گا۔ اس قوت کی وجہ سے الیکٹران اسراع a پکڑے گا جسے نیوٹن¹³⁹ کے مساوات $F = m_n a$ سے حاصل کیا جاسکتا ہے یعنی

$$a = -\frac{qE}{m_n}$$

اگر الیکٹران کے نکلنے کا اوسط وقفہ t_n ہو تو اتنے وقت میں ساکن حال سے چلا الیکٹران رفتار v_{t_n} اختیار کرے گا جہاں

$$v_{t_n} = a \times t_n = -\frac{qEt_n}{m_n}$$

دورانیہ t_n میں یوں الیکٹران کا اوسط رفتار اس کے آدھا ہو گا یعنی

$$v_n = \frac{v_{t_n}}{2} = -\frac{qEt_n}{2m_n}$$

اس مساوات میں $\mu_n = \frac{qt_n}{2m_n}$ لکھنے سے اسے یوں لکھا جاسکتا ہے

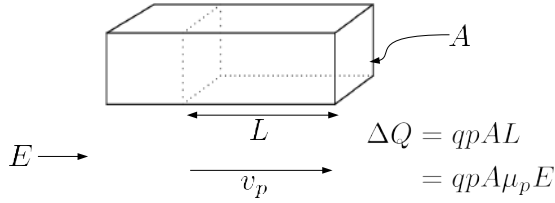
$$(2.51) \quad v_n = -\mu_n E$$

جہاں μ_n کو الیکٹران کی حرکت پذیری¹⁴⁰ کہتے ہیں۔ اگر سمتی رفتار بہاؤ کو cm/s اور برقی شدت کو V/cm میں ناپا جائے تو سلیکان میں الیکٹران کی حرکت پذیری μ_n کی قیمت $1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ ہے۔ اسی طرح آزاد خول کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.52) \quad v_p = \mu_p E$$

جہاں سلیکان میں آزاد خول کی حرکت پذیری μ_p کی قیمت $480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ کے لگ بھگ ہے۔ سلیکان کے سطح پر حرکت پذیری کی قیمت گہرائی پر حرکت پذیری کے قیمت سے دس گنا تک کم ہو سکتی ہے۔ یہاں گہرائی پر الیکٹران کی حرکت پذیری اور گہرائی پر خول کی حرکت پذیری کی بات کی گئی۔ شکل 2.51 میں مثبت نیم موصل سلیکان کا سلاخ دکھایا گیا ہے جس میں آزاد خول کی تعدادی کثافت p فی مربع سنٹی میٹر ہے۔ اگر اس سلاخ میں برقی شدت E ہو تو اس میں آزاد خول کی سمتی رفتار بہاؤ v_p اسی سمت میں ہو گی۔ یوں ایک سینٹر میں آزاد خول اس سلاخ میں v_p سنٹی میٹر کا فاصلہ طے کریں گے۔ سلاخ کے لمبائی L کا حجم $A \times L$ ہے اور اتنے حجم میں $p \times A \times L$ آزاد خول ہوں گے۔ یوں اتنے حجم میں کل آزاد بار $\Delta Q = qpAL$ ہو گا۔ اگر v_p سنٹی میٹر

Newton' law¹³⁹
electron mobility¹⁴⁰



شکل 2.51: برقی شدت سے برقی رو کا پیدا ہونا

لمبائی کی بات کریں تو اتنے سلاخ میں موجود آزاد خول کا بار $\Delta Q = qpAv_p$ ہو گا۔ سلاخ کے دائیں جانب سطح A سے یوں ہر سیکنڈ $qpAv_p$ بار گزرے گا اور یوں اس سلاخ میں برقی رو I_p کی قیمت $qpAv_p$ ہو گی۔ اس برقی رو کی کثافت J_p

$$(2.53) \quad J_p = \frac{I_p}{A} = qp v_p = qp \mu_p E$$

ہو گا۔

بالکل اسی طرح آزاد الیکٹران کے لئے بھی مساوات لکھی جاسکتی ہے۔ آزاد الیکٹران کے بار کو $(-q)$ لکھتے ہوئے چونکہ اس کے لئے $v_n = \mu_n E$ ہے لہذا آزاد الیکٹران کے لئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(2.54) \quad J_n = \frac{I_n}{A} = (-q)n v_n = (-q)n(-\mu_n)E = qn\mu_n E$$

آزاد الیکٹران اور آزاد خول کے موجودگی میں برقی رو دونوں باروں کی وجہ سے پیدا ہوگی اور یوں اس صورت میں ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.55) \quad J_\sigma = qn\mu_n E + qp\mu_p E = q(n\mu_n + p\mu_p)E$$

اس مساوات میں

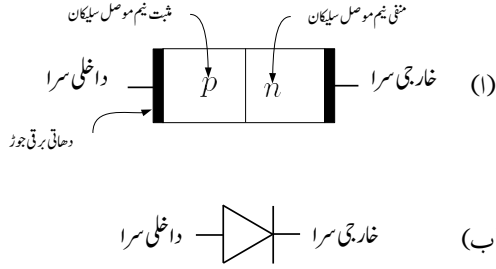
$$(2.56) \quad \sigma = (n\mu_n + p\mu_p)$$

لکھنے سے اسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(2.57) \quad J_\sigma = q\sigma E$$

یہ مساوات برقی شدت کی بدولت بہاؤ سے پیدا برقی رو کی مساوات ہے جس میں σ سیلیکان کے موصلیت کا مستقل¹⁴¹ ہے۔ مساوات 2.57 درحقیقت قانونِ اُوبہم¹⁴² ہے۔

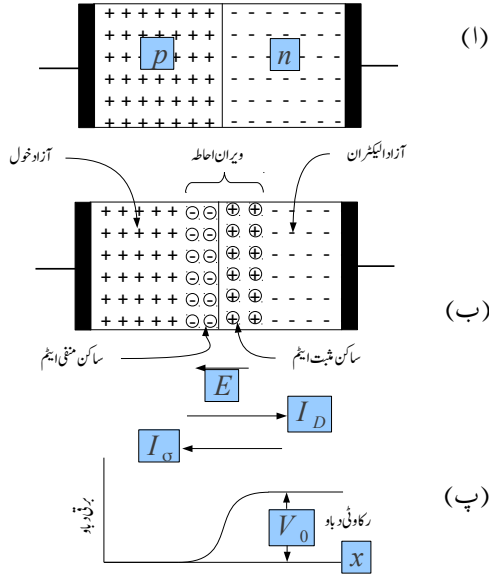
conductivity¹⁴¹
Ohm' law'¹⁴²



شکل 2.52: ڈایوڈ کی بناوٹ اور اس کی علامت

2.17 مثبت اور منفی اقسام کے نیم موصل مواد کا ملاپ

مثبت نیم موصل مواد اور منفی نیم موصل مواد کے ملاپ سے ڈایوڈ وجود میں آتا ہے۔ شکل 2.52 میں اس کی بناوٹ اور علامت دکھائی گئی ہے۔ حقیقت میں ڈایوڈ تیار کرتے وقت سیلیکان کی ایک ہی پتھری پر منفی اور مثبت قسم کے نیم موصل احاطے ملا کر بنائے جاتے ہیں۔ تصور کریں کہ مثبت نیم موصل اور منفی نیم موصل سیلیکان کو جوڑا جاتا ہے۔ اس وقت کا صورت حال شکل 2.53-1 میں دکھایا گیا ہے۔ نفوذ کی وجہ سے مثبت نیم موصل حصے سے آزاد خول منفی نیم موصل حصے کی جانب حرکت کریں گے اور اسی طرح منفی نیم موصل حصے سے آزاد الیکٹران مثبت نیم موصل حصے کی جانب حرکت کریں گے۔ مثبت نیم موصل حصے سے خولوں کے نکل جانے سے یہاں سرحد کے قریب ساکن منفی ایٹم نمودار یا بے پردہ ہوں گے۔ اسی طرح منفی نیم موصل حصے سے الیکٹران کے نکل جانے سے یہاں سرحد کے قریب ساکن مثبت ایٹم نمودار یا بے پردہ ہوں گے۔ مثبت نیم موصل حصے میں داخل الیکٹرانوں میں سے چند سرحد کے قریب آزاد خولوں سے مل کر ختم ہو جائیں گے جبکہ بقایا اس حصے میں بطور اقلیتی بار اس وقت تک بسیں گے جب تک یہ کسی خول کے ساتھ مل کر ختم نہ ہو جائیں۔ اسی طرح منفی حصے میں داخل آزاد خولوں میں سے چند یہاں آزاد الیکٹرانوں سے مل کر ختم ہو جائیں گے جبکہ بقایا اس حصے میں بطور اقلیتی بار اس وقت تک بسیں گے جب تک یہ کسی آزاد خول کے ساتھ مل کر ختم نہ ہو جائیں۔ یہ صورت حال شکل 2.53 ب میں دکھائی گئی ہے جہاں ساکن ایٹموں کو گول دائرے میں بند دکھایا گیا ہے۔ آزاد الیکٹرانوں اور آزاد خولوں کے اس حرکت سے پیدا نفوذی برقی رو کو I_D لکھتے ہیں جہاں نیچے کر کے نفوذ کے مستقل D لکھنے سے اس برقی رو کی بطور نفوذی برقی رو پہچان کی گئی ہے۔ نیم موصل سیلیکان از خود بے بار ¹⁴³ ہوتا ہے۔ شکل ب کے دونوں جانب بے بار نیم موصل سیلیکان ہے جبکہ



شکل 2.53: رکاوٹی برقی دباؤ

ان کے درمیانی سرحد پر بار بردار ساکن ایٹم نمودار ہو چکے ہیں۔ اس درمیانے خطے کو ویران خطہ¹⁴⁴ کہتے ہیں۔ یوں سرحد کے دائیں جانب مثبت ایٹم جبکہ اس کے بائیں جانب منفی ایٹم موجود ہیں۔ آپ جانتے ہیں کہ ایک جانب مثبت بار اور دوسرے جانب منفی بار کا وجود برقی شدت¹⁴⁵ E پیدا کرتا ہے اور ان کے مابین برقی دباؤ¹⁴⁶ V_0 پایا جاتا ہے۔ یوں ویران خطے میں برقی شدت E پایا جائے گا۔

اگر منفی نیم موصل حصے سے حرارتی توانائی کی بدولت حرکت کرتا آزاد نخل¹⁴⁷ بھٹکتا ہوا ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اس پر برقی شدت کی وجہ سے برقی قوت $F = qE$ عمل کرے گی جو اسے مثبت نیم موصل حصے میں دھکیل دے گی۔ اسی طرح اگر مثبت نیم موصل حصے سے آزاد نخل ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اسے بھی مثبت نیم موصل حصے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔

اگر مثبت نیم موصل حصے سے آزاد الیکٹران حرارتی توانائی کی بدولت حرکت کرتا ویران خطے پہنچ جائے تو اس پر برقی قوت $F = -qE$ عمل کرے گی۔ اسی طرح اگر منفی نیم موصل حصے سے آزاد الیکٹران ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اسے بھی منفی نیم موصل حصے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ برقی شدت سے پیدا بہاؤ کا عمل ہے۔ اس عمل سے پیدا برقی رو I_S کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ اس خطے میں کسی قسم کا آزاد بار زیادہ دیر نہیں ٹھہر سکتا اس لئے اسے ویران خطہ¹⁴⁸ کہتے ہیں۔

برقی رو I_S کی مقدار کا دارومدار حرارتی توانائی سے حرکت کرتے ان آزاد الیکٹرانوں اور آزاد نخلوں پر ہے جو ویران خطے میں بھٹک جائیں۔ اس کے برعکس برقی رو I_D کی مقدار دونوں نیم موصل خطوں میں شامل کئے گئے ملاؤٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت اور رکاوٹی برقی دباؤ V_0 پر ہے۔ یوں I_D کی مقدار V_0 بڑھنے سے کم ہوتی ہے۔

جس لمحہ مثبت اور منفی نیم موصل سلیکان کو آپس میں جوڑا جائے اس لمحہ¹⁴⁹ صرف I_D برقی رو پائی جائے گی۔ جیسے جیسے ویران خطے کے حدود بڑھیں گے ویسے ویسے E اور V_0 کی مقداریں بڑھیں گے اور یوں I_D کی مقدار گھٹے گی جبکہ I_S کی مقدار بڑھے¹⁵⁰ گی۔ آخر کار ان دو قسموں کی برقی رو کی مقداریں برابر ہو جائیں گی (یعنی $I_D = I_S$) اور نیم موصل جڑوا سلیکان متوازن صورت اختیار کر لے گا۔

depletion region¹⁴⁴electric field intensity¹⁴⁵voltage¹⁴⁶

147 یار ہے کہ نیم موصل سلیکان میں حرارتی توانائی کی بدولت ہر وقت حرارتی بار پیدا ہوتے رہتے ہیں۔

depletion region¹⁴⁸149 ابھی ویران خطہ پیدا نہیں ہوا ہوتا لہذا I_S صفر ہوتا ہے150 I_S کی قیمت حرارتی توانائی سے حرکت کرتے آزاد باروں کے ویران خطے میں بھٹکنے پر منحصر ہے۔ ویران خطے کے حدود بڑھنے سے ایسا ہونے کے امکانات بڑھ جاتے ہیں۔

متوازن صورت حال کے حصول کے بعد اگر کسی وجہ سے I_D کی قیمت بڑھ جائے تو اس سے مزید بار بردار ایٹم نمودار ہوں گے جس سے E اور V_0 کی قیمت میں اضافہ ہو گا جس سے I_D کے اضافے کی روک تھام ہو گی اور ایک مرتبہ دوبارہ متوازن صورت حال پیدا ہو گا۔ اس کے برعکس اگر کسی وجہ سے I_D کی قیمت میں کمی آئے تو چونکہ I_S مسلسل چالو¹⁵¹ رہتا ہے لہذا بار بردار ایٹموں کی تعداد میں کمی آئے گی جس سے E اور V_0 کی قیمتوں میں کمی آئے گی۔ رکاوٹی دباؤ میں کمی I_D کے گٹھنے کو روکے گی اور ایک مرتبہ دوبارہ متوازن صورت حال پیدا ہو گا۔

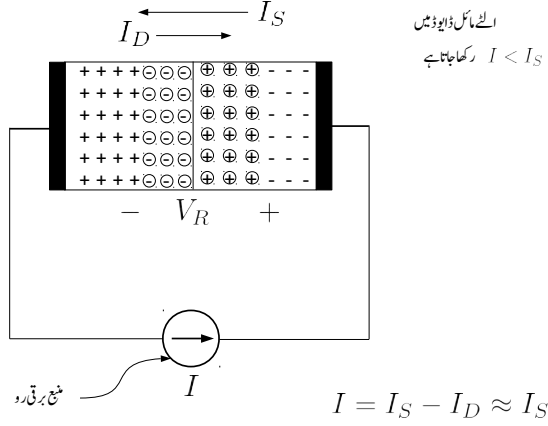
شکل میں دکھایا برقی دباؤ V_0 نفوذ کے عمل کو روکتا ہے۔ اسی لئے اسے رکاوٹی برقی دباؤ¹⁵² کہتے ہیں۔ سیلیکان میں رکاوٹی برقی دباؤ کی عمومی قیمت $0.6V$ تا $0.8V$ رہتی ہے۔ اس کی اوسط قیمت کو عموماً $0.7V$ لیا جاتا ہے۔

مثال 2.12: اگر ڈایوڈ کے سروں کے مابین برقی تار جوڑی جائے تو کیا رکاوٹی برقی دباؤ کی وجہ سے برقی تار میں برقی رو پیدا ہو گی؟ حل: ہرگز نہیں۔ اگر ایسا ممکن ہوتا تو ہم ڈایوڈ سے لگاتار توانائی حاصل کر سکتے ہوتے جو کہ قانون برائے بقائے توانائی کے خلاف ہے۔

حقیقت میں ڈایوڈ کے سروں پر نیم موصل اور دھاتی برقی تار کے جوڑ پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباؤ کے عین برابر اور اس کے الٹ جانب ہوتا ہے۔ اس طرح بیرونی برقی تار میں برقی رو نہیں پیدا ہوتی۔ نیم موصل اور برقی تار کے جوڑ پر پیدا برقی دباؤ ان کے آپس میں چھونے سے پیدا ہوتا ہے۔

مثال 2.13: رکاوٹی برقی دباؤ V_0 کو وولٹ میٹر¹⁵³ سے کیسے ناپا جاتا ہے۔ حل: رکاوٹی برقی دباؤ کو وولٹ میٹر سے ناپنا ممکن نہیں۔ رکاوٹی برقی دباؤ ناپتے وقت جیسے ہی میٹر کی برقی تاریں ڈایوڈ کے سروں کو چھوتے ہیں، ان

¹⁵¹ عام حالت میں ویران خط کے حدود نہایت کم تبدیل ہوتے ہیں لہذا I_S کی قیمت کو غیر تغیر پذیر یعنی اٹل تصور کیا جاتا ہے۔
¹⁵² blocking voltage
¹⁵³ volt meter



شکل 2.54: اُلٹا مائل ڈایوڈ

سروں پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباؤ کے بالکل برابر اور اس کے اُلٹ سمت میں ہوتا ہے۔ یوں وولٹ میٹر صفر وولٹ جواب دیتا ہے۔

2.18 اُلٹا مائل ڈایوڈ

اُلٹے مائل ڈایوڈ میں برقی رو نہیں گزرتی یعنی اُلٹا مائل ڈایوڈ منقطع¹⁵⁴ رہتا ہے۔ اس حقیقت پر اس حصہ میں غور کیا جائے گا۔ اُلٹے مائل ڈایوڈ کی کارکردگی سمجھنا اس میں اُلٹی جانب برقی رو پر غور کرنے سے زیادہ آسان ہوتا ہے۔

اُلٹے مائل ڈایوڈ پر شکل 2.54 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں بیرونی منبع برقی رو¹⁵⁵، ڈایوڈ میں اُلٹی جانب برقی رو I گزرتا ہے۔ منبع برقی دو اس آلہ کو کہتے ہیں جو درکار برقی رو مہیا کر سکے۔ تصور کریں کہ I کی قیمت ڈایوڈ کے اندرونی بہاؤ سے پیدا برقی رو I_S سے کم ہے۔ عام حالات میں اُلٹے مائل ڈایوڈ میں ایسا ہی ہوتا ہے۔ حصہ 2.19 میں اس صورت پر غور ہو گا جب I کی قیمت I_S سے تجاوز کر جائے۔

cut off¹⁵⁴
current source¹⁵⁵

بیرون ڈایوڈ، برقی رو موصل تار میں الیکٹرانوں کی حرکت سے پیدا ہوتی ہے۔ برقی تار میں الیکٹران برقی رو I کے الٹ جانب حرکت کرتے ہیں۔ یوں شکل میں ڈایوڈ کے دائیں جانب یعنی اس کے منفی نیم موصل حصے سے آزاد الیکٹران نکل کر برقی تار میں داخل ہوتے ہیں جس سے اس خطے میں مزید ایٹم بے پردہ یعنی بار بردار ہو کر ویران خطے کی لمبائی بڑھاتے ہیں۔

اسی طرح شکل میں ڈایوڈ کے بائیں جانب یعنی اس کے مثبت نیم موصل حصے میں برقی تار سے الیکٹران پہنچتے ہیں۔ آزاد خول اس سرے کے جانب حرکت کر کے ان الیکٹرانوں کے ساتھ مل کر ختم ہوتے ہیں۔ مثبت نیم موصل میں آزاد خولوں کے خاتمے کی وجہ سے یہاں بار بردار ایٹموں کی تعداد بڑھتی ہے اور یہاں کے ویران خطے کا رقبہ بھی بڑھتا ہے۔

ڈایوڈ میں ویران خطے کے بڑھنے سے رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت میں V_R کا اضافہ ہوتا ہے جس سے نفوذی برقی رو I_D کی قیمت نہایت کم ہو جاتی ہے۔ یہ اضافی رکاوٹی برقی دباؤ یعنی V_R ڈایوڈ کے سروں پر نمودار ہو جاتا ہے جسے وولٹ میٹر کی مدد سے ناپا جاسکتا ہے۔

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$(2.58) \quad I = I_S - I_D$$

اگر I_D کی قیمت نہایت کم ہو جائے، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تو اس صورت میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

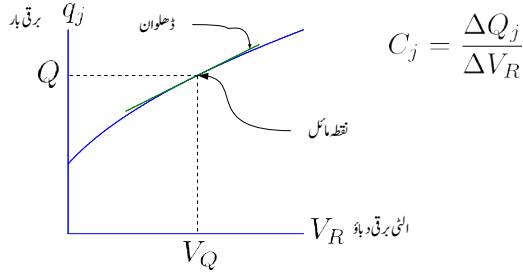
$$(2.59) \quad I \approx I_S$$

اس مساوات کے تحت اُلٹے مائل ڈایوڈ میں اُلٹی جانب برقی رو کی قیمت I_S کے برابر ہوتی ہے۔ مساوات 2.4 بھی یہی کہتا ہے۔ I_S کی قیمت نہایت کم ہوتی ہے اور اسے عموماً صفر تصور کیا جاتا ہے۔

یوں ڈایوڈ کو الٹا مائل کرنے سے اس میں اُلٹی جانب لمبائی برقی رو¹⁵⁶ ¹⁵⁷ گزرتی ہے جو رکاوٹی برقی دباؤ کو تیزی سے اتنا بڑھا دیتا ہے کہ ڈایوڈ میں صرف I_S کے برابر برقی رو رہ جائے۔

آپ نے دیکھا کہ اگر منبع برقی دباؤ¹⁵⁸ کے ذریعہ ڈایوڈ کو الٹا مائل کیا جائے تو جب تک اُلٹے برقی دباؤ کی قیمت ڈایوڈ کے برداشت کی حد سے تجاوز نہ کر جائے اس وقت تک ڈایوڈ میں اُلٹی جانب صرف I_S برقی رو گزرے گی جو کہ ایک نہایت کم مقدار ہے۔ اس لئے اُلٹے مائل ڈایوڈ کو منقطع¹⁵⁹ تصور کیا جاتا ہے۔

¹⁵⁶ برداشت الٹ بحالی دورانہ
¹⁵⁷ reverse recovery time
¹⁵⁸ voltage source
¹⁵⁹ cut off



شکل 2.55: بار بالمقابل الٹی برقی دباؤ اور کپیسٹنس

یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ حقیقت میں الٹے مائل ڈیوڈ میں I_S سے کئی گنا زیادہ برقی رو گزرتی ہے اور اس کی قیمت درحقیقت الٹے لاگو برقی دباؤ پر منحصر ہوتی ہے۔ اس کی وجہ یہ ہے کہ اوپر دیا گیا نظریہ حقیقی حالات کا ایک سادہ نمونہ ہے جو الٹے مائل صورت کی پیچیدگیاں نظر انداز کرتا ہے۔ ایک ڈیوڈ جس کی I_S کی قیمت 10^{-15} A کے برابر ہو حقیقت میں الٹی جانب 10^{-9} A تک برقی رو گزار سکتا ہے۔ چونکہ حقیقت میں الٹی جانب گزرتی برقی رو کی قیمت بھی نہایت کم ہوتی ہے لہذا الٹے مائل ڈیوڈ کو منقطع ہی تصور کیا جاتا ہے۔

2.18.1 الٹا مائل ڈیوڈ بطور کپیسٹر

آپ نے دیکھا کہ ڈیوڈ میں جوڑ کے ایک جانب مثبت ایٹم اور دوسری جانب منفی ایٹم نمودار ہو جاتے ہیں۔ یوں جوڑ کے ایک جانب ویران خطے میں مثبت بار $(+q)$ اور دوسری جانب ویران خطے میں اس کے برابر مگر منفی بار یعنی $(-q)$ پیدا ہوتا ہے۔ ان دو اقسام کے باروں کے درمیان رکاوٹی برقی دباؤ V_0 پیدا ہوتا ہے۔ اگر ڈیوڈ پر الٹی برقی دباؤ V_R باہر سے لاگو کی جائے تو مزید بار بردار ایٹم نمودار ہوتے ہیں جس سے جوڑ کے دونوں جانب بار کی مقدار بڑھ جاتی ہے اور رکاوٹی برقی دباؤ میں V_R کا اضافہ ہو جاتا ہے۔ جوڑ پر بار q_i اور بیرونی برقی دباؤ V_R کا خط شکل 2.55 میں دکھایا گیا ہے۔ یہاں ایک لمحہ رک کر غور کریں کہ کیا ویران خطے کے دونوں جانب بار کے تہہ اور ان کے مابین رکاوٹی برقی دباؤ ایک کپیسٹر¹⁶⁰ نہیں بن جاتے۔ یقیناً ایسا ہی ہے۔ آپ کپیسٹر کی مساوات

$$(2.60) \quad Q = CV$$

capacitor¹⁶⁰

سے بخوبی آشنا ہوں گے۔ اس مساوات میں برقی دباؤ اور بار خطی تعلق رکھتا ہے اور مساوات کا مستقل یعنی C کپیسٹر کی قیمت ہے۔ شکل 2.55 میں برقی دباؤ اور بار کا تعلق قدر مختلف ہے۔ اس خط پر کسی بھی نقطہ پر C_j کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$(2.61) \quad C_j = \left. \frac{dq_j}{dV_R} \right|_{V_Q}$$

شکل میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی نقطہ پر کپیسٹر کی قیمت درحقیقت اس نقطہ پر خط کے ڈھلوان کے برابر ہوتا ہے۔ یوں اس خط کی مدد سے کسی بھی نقطہ پر ڈایوڈ کی کپیسٹنس حاصل کرنے کی خاطر اس نقطہ پر مماس کا خط بنائیں اور اس خط کی ڈھلوان حاصل کریں۔ یہی ڈایوڈ کی کپیسٹنس ہوگی۔

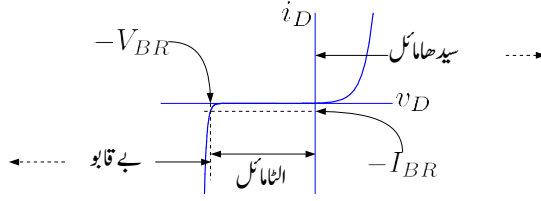
ڈایوڈ کی کپیسٹنس C_j کی قیمت مساوات 2.62 سے بھی حاصل کی جاسکتی ہے۔ یہ مساوات درحقیقت شکل 2.55 کے خط کو الجبرائی طور سے حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(2.62) \quad C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_0}\right)^m}$$

جوڑ کے ایک جانب n ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت کو جس انداز سے تبدیل کرتے ہوئے جوڑ کے دوسرے جانب p ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت حاصل کی جاتی ہے، m کی قیمت اسی پر منحصر ہوتی ہے۔ m کو شرح جزو بندی کہتے ہیں۔ m کی عمومی قیمت $\frac{1}{3}$ تا $\frac{1}{2}$ ہے۔ C_j کو ڈایوڈ کے جوڑ کی کپیسٹنس یا جوڑ کی کپیسٹنس¹⁶¹ کہتے ہیں۔

سیدھے مائل ڈایوڈ کی الٹی کپیسٹنس C_j مساوات 2.62 میں V_R کی جگہ $-V_{DQ}$ کے استعمال سے حاصل کرتے وقت دیکھا گیا ہے کہ صحیح حاصل نہیں ہوتا لہذا سیدھے مائل ڈایوڈ میں اس کی قیمت مندرجہ ذیل مساوات سے حاصل کی جاتی ہے۔

$$(2.63) \quad C_j = 2C_{j0}$$



شکل 2.56: ڈیوڈ کے برقی دباؤ بالمتقابل برقی رو کا خط

2.19 بے قابو صورت

اگر ڈیوڈ الٹا مائل کرنے والے برقی دباؤ کو بتدریج بڑھایا جائے تو آخر کار یہ ڈیوڈ کے برداشت کی حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈیوڈ یکدم الٹی جانب بے قابو برقی رو گزرنے دے گا۔ اس برقی دباؤ کو ناقابل برداشت برقی دباؤ¹⁶² V_{BR} کہتے ہیں۔ ڈیوڈ میں یکدم الٹی جانب برقی رو کا گزرنے دو مختلف وجوہات کی بنا پر عمل میں آسکتا ہے۔ نیم موصل سیلیکان میں باروں کے تودہ¹⁶³ کی وجہ سے یا پھر زینر اثر¹⁶⁴ سے ڈیوڈ میں یکدم بے قابو برقی رو گزار سکتا ہے۔ آئیں ان دونوں کو سمجھیں۔

جب بھی الٹے مائل ڈیوڈ کے ویران خطے میں آزاد بار داخل ہو، اس پر برقی شدت E عمل کرتا ہے جس کی وجہ سے یہ تیزی سے ایک جانب ویران خطے سے نکل جاتا ہے۔ یوں اگر ایک آزاد الیکٹران ویران خطے میں داخل ہو تو یہاں کی برقی شدت E اس الیکٹران کو منفی نیم موصل خطے کی جانب دھکیل دیتا ہے۔ آزاد الیکٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے اور ایٹموں کے ساتھ بار بار ٹکراتے ہوئے ویران خطے سے باہر جانب حرکت کرتا ہے۔

اگر آزاد الیکٹران برقی شدت سے اتنی میکانی توانائی حاصل کرے کہ اس کے ٹکرائے سے سیلیکان ایٹم ایک الیکٹران کھو بیٹھے تو اس صورت میں ویران خطے میں ایک آزاد الیکٹران جلد دوسرا آزاد الیکٹران پیدا کرے گا۔ یہ دو آزاد الیکٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے دوسرا آزاد الیکٹران سے ٹکراتے ہوئے دو اور آزاد الیکٹران پیدا کریں گے اور یوں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد بے قابو بڑھے گی جس سے ڈیوڈ میں الٹی جانب بے قابو برقی رو

¹⁶²break down voltage

¹⁶³avalanche

¹⁶⁴کلارنس میلن زینر Melvin Clarence Zener نے زینر ڈیوڈ ایجاد کیا

گزرے گی۔ یہ تمام بالکل برفانی تودہ گرنے کی طرح کا عمل ہے اور اسی لئے اس عمل کو بے قابو بوجہ تودہ¹⁶⁵ کہتے ہیں۔

ڈایوڈ کے الٹی جانب بے قابو ہونے کا دوسرا ذریعہ زینر عمل کہلاتا ہے۔ اگر الٹے مائل کرنے والے برقی دباؤ کے بڑھانے سے ویران خطے میں برقی شدت کی قیمت اتنی بڑھ جائے کہ اس کے کھینچنے سے ہی الیکٹران ایٹموں سے جدا ہو سکیں تو اس برقی دباؤ پر یکدم الٹی جانب بے قابو برقی رو گزرے گی۔ اس طرح الٹی جانب برقی رو گزارنے والے ڈایوڈ کو زینر ڈایوڈ¹⁶⁶ کہتے ہیں اور اس برقی دباؤ V_Z کو زینر برقی دباؤ¹⁶⁷ کہتے ہیں۔ زینر ڈایوڈ عموماً زینر عمل سے بے قابو حال میں ہی استعمال کئے جاتے ہیں۔ زینر ڈایوڈ کے خط کے بے قابو حصے کی ڈھلوان انتہائی زیادہ ہوتی ہے۔ زینر ڈایوڈ اس کے علاوہ بالکل عام ڈایوڈ کی مانند ہوتا ہے اور اسے عام ڈایوڈ کی جگہ استعمال کیا جاسکتا ہے۔

عمومی طور پر پانچ وولٹ سے کم برقی دباؤ پر بے قابو ہونا زینر عمل کی نشانی ہوتی ہے جبکہ سات وولٹ سے زیادہ برقی دباؤ پر بے قابو ہونا تودہ کے عمل کی نشانی ہوتی ہے۔ پانچ تا سات وولٹ کے مابین بے قابو ہونا زینر اور تودہ دونوں کی وجہ سے ممکن ہوتا ہے۔

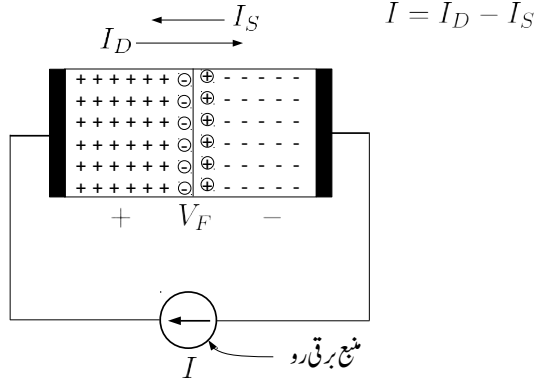
2.19.1 زینر برقی دباؤ بالمقابل درجہ حرارت

تقریباً 6V زینر برقی دباؤ کے زینر ڈایوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت تبدیل ہونے سے تبدیل نہیں ہوتا۔ اس سے زیادہ زینر برقی دباؤ والے زینر ڈایوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت بڑھانے سے بڑھتا ہے جبکہ اس سے کم زینر برقی دباؤ والے زینر ڈایوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت بڑھانے سے گھٹتا ہے۔ یوں برقی دباؤ کے تبدیلی کی عمومی شرح کو ایک فی اکائی سیلسیئس لیتے ہوئے درجہ حرارت 1°C بڑھانے سے 7V زینر ڈایوڈ کی زینر برقی دباؤ 7.07V ہو جائے گا۔

2.20 سیدھامائل ڈایوڈ

سیدھے مائل چالو حال ڈایوڈ پر شکل 2.57 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں ڈایوڈ کو بیرونی منبع برقی رو¹⁶⁸ کی مدد سے I فراہم کی گئی ہے۔ بیرونی برقی رو I، ڈایوڈ کے دونوں سروں پر اکثریتی بار فراہم کرتی ہے یعنی منفی نیم موصل

avalanche breakdown¹⁶⁵
zener diode¹⁶⁶
zener voltage¹⁶⁷
current source¹⁶⁸



شکل 2.57: سیدھامائل ڈیوڈ

کو آزاد الیکٹران اور مثبت نیم موصل کو آزاد خول۔ منفی نیم موصل کو فراہم کردہ آزاد الیکٹران اس جانب ویران خطے میں مثبت ایٹموں کے ساتھ مل کر انہیں بے بار بناتے ہیں جبکہ مثبت نیم موصل خطے میں مہیا کردہ آزاد خول اس جانب ویران خطے میں منفی ایٹموں کے ساتھ مل کر انہیں بے بار بناتے ہیں۔ یوں ویران خطے کی لمبائی کم ہو جاتی ہے اور یہاں کی رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت کم ہونے سے نفوذی برقی رو I_D میں اضافہ ہوتا ہے۔ کرخوف کے مساوات برائے برقی رو کے مطابق یوں

$$(2.64) \quad I = I_D - I_S$$

ہو گا۔ سیدھے مائل ڈیوڈ کی رکاوٹی برقی دباؤ میں V_F وولٹ کی کمی آتی ہے۔ یہ برقی دباؤ یعنی V_F ڈیوڈ کے سروں پر نمودار ہوتا ہے جسے وولٹ میٹر¹⁶⁹ کی مدد سے ناپا جاسکتا ہے۔ V_F ناپتے وقت ڈیوڈ کا مثبت نیم موصل سر از زیادہ برقی دباؤ پر ہوتا ہے۔

اسی طرح اگر ڈیوڈ کو منبع برقی دباؤ V_F سے سیدھامائل کیا جائے تو ڈیوڈ کی اندرونی رکاوٹی برقی دباؤ میں V_F وولٹ کی کمی پیدا ہوگی اور اس میں مساوات 2.64 کے تحت برقی رو گزرے گی۔

voltage meter¹⁶⁹

2.20.1 سیدھے مائل ڈیوڈ کی نفوذی کپیسٹنس

حصہ 2.18.1 میں اٹلے مائل ڈیوڈ کے ویران خطے کی دونوں جانب باروں کے جمع ہونے سے پیدا کیپیسٹنس پر غور کیا گیا جہاں آخر میں سیدھے مائل ڈیوڈ کی کپیسٹنس کا بھی ذکر کیا گیا۔ سیدھے مائل ڈیوڈ میں ایک اور نوعیت کی کپیسٹنس پائی جاتی ہے جس پر اس حصے میں غور کیا جائے گا۔ اس کپیسٹنس کو ڈیوڈ کی نفوذی کپیسٹنس¹⁷⁰ پکارا جائے گا۔

آپ جانتے ہیں کہ ڈیوڈ میں الیکٹران ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہو کر برقی رو کو جنم دیتا ہے۔ اگر ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہونے کے لئے درکار اوسط دورانیہ τ سیکنڈ ہو تب اوسط برقی رو $I_D = \frac{Q}{\tau}$ ہوگی جہاں Q اوسط بار ہے۔ یوں ڈیوڈ کی مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(2.65) \quad I_D = \frac{Q}{\tau} = I_{Se} \frac{V_D}{V_T}$$

اگر ہم سیدھے کپیسٹر کی تعریف $C_d = \frac{dQ}{dV_D}$ کریں تب مندرجہ بالا مساوات سے

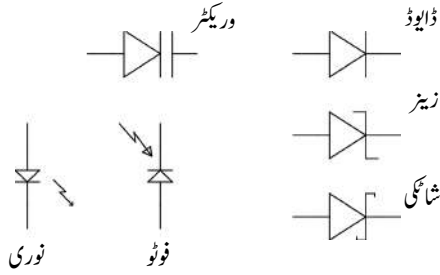
$$(2.66) \quad C_d = \frac{I_D \tau}{V_T}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس کپیسٹر کی قیمت سیدھے برقی رو کے برائے راست تناسب ہے اور یوں اس کی قیمت کافی زیادہ ممکن ہے۔ مثال کے طور پر اگر $\tau = 1 \text{ s}$ اور $I_D = 1 \text{ mA}$ ہو تب $C_d = 40 \text{ pF}$ ہوگا۔ ڈیوڈ استعمال کرتے تیز رفتار عددی ادوار¹⁷¹ میں یہ وہ کپیسٹنس ہے جو بلند تر تعدد کی حد تعین کرتا ہے۔

2.21 ڈیوڈ کے دیگر اقسام

زیر ڈیوڈ کی علاوہ دیگر اقسام کے ڈیوڈ بھی پائے جاتے ہیں۔ اس حصہ میں ان کا تعارف کرایا جائے گا۔ شکل 2.58 میں ان کے علامتیں دی گئی ہیں۔

¹⁷⁰diffusion capacitance
¹⁷¹digital circuits



شکل 2.58: مختلف ڈایوڈ کے علامت

2.21.1 شائگی ڈایوڈ

منفی نیم موصل اور مثبت نیم موصل کے ملاپ سے ڈایوڈ وجود میں آتا ہے۔ نیم موصل کے ساتھ دھات جوڑنے سے بھی ڈایوڈ وجود میں آتا ہے جسے شائگی ڈایوڈ¹⁷² کہتے ہیں۔ ڈایوڈ کے علامت میں انگریزی حروف تہجی S کی شمولیت سے شائگی ڈایوڈ کی علامت حاصل ہوتی ہے۔ شائگی ڈایوڈ منفی نیم موصل اور دھات مسٹلا پلائیم¹⁷³ کے ملاپ سے بنایا جاتا ہے۔ شائگی ڈایوڈ میں رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت 0.12 V تا 0.45 V ہوتا ہے جسے عمومی طور پر 0.3 V تصور کیا جاتا ہے۔

سیدھے مائل شائگی ڈایوڈ میں منفی نیم موصل سے الیکٹران کی ویران خطے سے گزر کر دھات تک پہنچنے سے برقی رو وجود میں آتی ہے۔ چونکہ دھات میں الیکٹران کی حرکت با آسانی ہوتی ہے لہذا دوبارہ جڑنے کا دورانیہ τ نہایت کم ہوتا ہے۔ τ کی قیمت 10 ps کے لگ بھگ ہوتا ہے جو کہ pn ڈایوڈ کے دورانیہ سے کئی درجے کم ہے۔ اس طرح $I_D = 1 \text{ ms}$ پر شائگی ڈایوڈ کا نفوذی کپیسٹر مساوات 2.66 سے $C_d = 0.4 \text{ pF}$ حاصل ہوتا ہے۔

ان ڈایوڈ میں نہایت کم بار ذخیرہ ہوتا ہے۔ یوں انہیں انتہائی تیزی سے سیدھے مائل چالو حال سے الٹے مائل منقطع حال یا الٹے مائل منقطع حال سے سیدھے مائل چالو حال میں لایا جا سکتا ہے۔ نہایت بلند تعدد پر چلنے والے ادوار میں ان کا استعمال عام ہے۔

schottky diode¹⁷²
platinum¹⁷³

یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ نیم موصل اور دھات کا ہر جوڑ شاکلی ڈایوڈ نہیں بناتا۔ کسی بھی ڈایوڈ کو استعمال کرنے کی خاطر اس کے سروں پر دھاتی برقی تار جوڑا جاتا ہے۔ ایسے جوڑ جہاں شاکلی ڈایوڈ پیدا نہیں ہوتا کو مزاحمتی جوڑ¹⁷⁴ کہتے ہیں۔ مزاحمتی جوڑ نہایت زیادہ ملاوٹ والے نیم موصل سطح پر دھات جوڑ کر بنائے جاتے ہیں۔

2.21.2 وریکٹر ڈایوڈ

الٹا مائل ڈایوڈ کے ویران خطے کے دونوں جانب بار پائے جاتے ہیں جس سے کپیسٹر کا اثر پیدا ہوتا ہے۔ اس کپیسٹر C_j کی قیمت الٹا مائل کرنے والے برقی دباؤ V_R پر منحصر ہے۔ یوں V_R تبدیل کر کے C_j کی قیمت تبدیل کی جاسکتی ہے۔ یوں الٹا مائل ڈایوڈ بطور قابل تبدیل کپیسٹر کے استعمال کیا جاسکتا ہے جنہیں ریڈیو کو کسی چینل پر ٹیون کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ اس مقصد کے لئے خاص ڈایوڈ بنائے جاتے ہیں جن میں C_j کی قیمت اور اس میں تبدیلی کی گنجائش کا زیادہ سے زیادہ رکھا جاتا ہے۔ ان ڈایوڈ کو وریکٹر ڈایوڈ¹⁷⁵ کہتے ہیں۔ اس کی علامت میں کپیسٹر کی علامت شامل کر کے پہچان کی جاتی ہے۔

2.21.3 فوٹو ڈایوڈ یا شمسی ڈایوڈ

ڈایوڈ کے مثبت-منفی جوڑ پر روشنی چمکانے سے ویران خطے میں ضیائی ذرے یعنی فونٹان¹⁷⁶ شریک گورفی بند¹⁷⁷ کو توڑ کر آزاد الیکٹران اور آزاد خول پیدا کرتے ہیں۔ ویران خطے میں برقی شدت ان باروں کو یہاں سے باہر نکال جاتے ہیں۔ یوں ڈایوڈ میں الٹے رخ برقی رو گزرتی ہے۔ ایسے ڈایوڈ کو شمسی ڈایوڈ¹⁷⁸ یا فوٹو ڈایوڈ پکارا جاتا ہے۔ فوٹو ڈایوڈ کو بطور شمسی چادر¹⁷⁹ استعمال کرنے کا رجحان دن بدن بڑھ رہا ہے اور یہ صاف و شفاف بجلی پیدا کرنے کا ذریعہ ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی چمکانے کے عمل کو ظاہر کیا جاتا ہے۔ روشنی کا ایک ذرہ ایک شریک گورفی بند توڑتا ہے۔ یوں روشنی کی شدت بڑھا کر زیادہ آزاد بار پیدا کئے جاسکتے ہیں۔

ohmic contact¹⁷⁴varactor diode¹⁷⁵photon¹⁷⁶covalent bond¹⁷⁷photo diode¹⁷⁸solar panel¹⁷⁹

2.21.4 نوری ڈایوڈ

فوٹو ڈایوڈ کے برعکس نوری ڈایوڈ¹⁸⁰ میں جب سیدھے رُخ برقی رو گزاری جائے تو باروں کے ملاپ سے روشنی پیدا کی جاسکتی ہے۔ ایک الیکٹران اور ایک خول کے ملاپ سے ایک فونان وجود میں آتا ہے۔ یوں برقی رو کے بڑھانے سے پیدا روشنی کی شدت بڑھتی ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی خارج کرنے کا عمل دکھا کر پہچان کی جاتی ہے۔

2.21.5 ضیائی وابستہ کار

شکل 2.59 الف میں ضیائی وابستہ کار¹⁸¹ دکھایا گیا ہے جسے نوری ڈایوڈ اور شمسی ڈایوڈ کو ایک ہی ڈبے میں یوں بند کرتے بنایا گیا ہے کہ نوری ڈایوڈ سے خارج شعاعیں شمسی ڈایوڈ پر پڑیں۔ یوں اگر ضیائی وابستہ کار کے بائیں جانب نوری ڈایوڈ میں برقی رو گزاری جائے تو اس کے دائیں جانب شمسی ڈایوڈ سے برقی دباؤ حاصل ہو گا۔ اس طرح ضیائی وابستہ کار کے دونوں اطراف کا آپس میں برقی طور پر مکمل منقطع ہونے کے باوجود ایک جانب سے دوسری جانب برقی اشارہ منتقل کیا جاسکتا ہے۔ اس آلہ کو ایسے مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں دو ادوار کو برقی طور پر منقطع رکھتے ہوئے ان کے مابین معلومات کی ترسیل کی ضرورت ہو۔

ضیائی وابستہ کار کے استعمال سے دو ادوار کے مابین برقی شور¹⁸² کے منتقلی کو روکنے میں مدد ملتی ہے۔ اس کا استعمال عددی ادوار¹⁸³ کے علاوہ قوی برقیات¹⁸⁴ میں بھی بہت اہم ہے جہاں پانچ وولٹ پر چلنے والے مخلوط ادوار کی مدد سے ہزاروں وولٹ پر چلنے والے قوی برقیاتی ادوار کو قابو کیا جاتا ہے۔ طبی آلات میں اس کے استعمال سے مریض کو برقی جھٹکا لگنے کے امکانات کو ختم کیا جاتا ہے۔

light emitting diode LED¹⁸⁰optocoupler¹⁸¹electrical noise¹⁸²digital circuits¹⁸³power electronics¹⁸⁴



شکل 2.59: ضیائی وابستہ کار اور ضیائی ذرائع ابلاغ

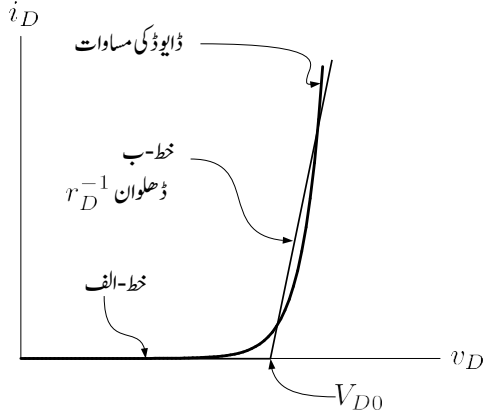
2.21.6 ضیائی ذرائع ابلاغ

شکل 2.59 ب میں ضیائی ذرائع ابلاغ¹⁸⁵ کا نظام دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ نوری ڈایوڈ اور شمسی ڈایوڈ کے مابین شیش ریشہ¹⁸⁶ یوں نسب کیا جاتا ہے کہ نوری ڈایوڈ سے خارج شعاعیں شیش ریشہ میں داخل ہوں اور شیش ریشہ کے دوسرے سرے سے خارج ہوتی شعاعیں شمسی ڈایوڈ پر پڑیں۔ یوں ایک جانب نوری ڈایوڈ میں برقی رو گزارنے سے تار کے دوسری جانب برقی دباؤ حاصل ہوتا ہے۔ اس نظام کو استعمال کرتے ہوئے ایک مقام سے دوسرے مقام اشارہ بھیجا جا سکتا ہے۔ موجودہ نظام ابلاغ اسی پر منحصر ہے۔ شیش ریشہ ایک ایسی تار کو کہتے ہیں جس میں روشنی کے شعاع بغیر گھٹے گزرتی ہے۔

2.22 ڈایوڈ کے ریاضی نمونے

انجینئرنگ کے شعبے میں کسی چیز کا اصل بنانے سے پہلے اس کا ریاضی نمونہ¹⁸⁷ تیار کیا جاتا ہے۔ اس ریاضی نمونے پر مختلف تجربے کئے جاتے ہیں۔ ان تجربات کے نتائج کو مد نظر رکھتے ہوئے ڈیزائن کو بہتر بنایا جاتا ہے اور صرف اُس وقت اصل تیار کیا جاتا ہے جب ڈیزائن کامیاب ثابت ہو۔ موجودہ دور میں کمپیوٹر کا استعمال اس پہلو سے نہایت اہم ہے۔ یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ انجینئرنگ مفاہمت کے بغیر، کمپیوٹر کے ریاضی نمونے استعمال کرتے کبھی بھی کوئی چیز تیار نہیں کی جا سکتی۔ کمپیوٹر صرف ایک آلہ ہے اور اس سے حاصل جوابات کی اہمیت کمپیوٹر استعمال کرنے والے کی قابلیت پر منحصر ہے۔

optical communication¹⁸⁵optical cable¹⁸⁶mathematical model¹⁸⁷



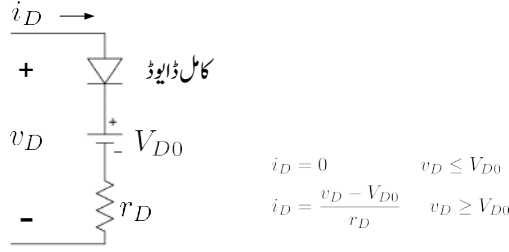
شکل 2.60: مساوات کا سیدھے خطوط سے اظہار

2.22.1 سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ

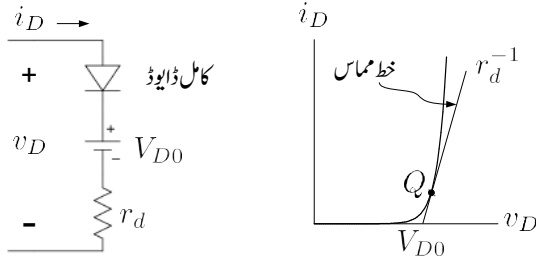
ڈایوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی دباؤ ڈایوڈ کی مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ عموماً اوقات ہمیں عمومی جوابات مطلوب ہوتے ہیں اور ہم اس مساوات کو حل کرنے کی پیچیدگیوں میں نہیں پڑنا چاہتے۔ یہ بات خاص کر اس وقت کے لئے درست ہے جب قلم و کاغذ سے جواب حاصل کرنے کی کوشش کی جا رہے ہو۔

شکل 2.60 میں ڈایوڈ کی مساوات کا گراف دکھایا گیا ہے۔ زیادہ باریکیوں کو نظر انداز کرتے ہوئے ڈایوڈ کے گراف کو دو سیدھے خط تصور کیا جاسکتا ہے جنہیں خط-الف اور خط-ب کہا گیا ہے۔ خط الف برقی دباؤ کے محور پر (0, 0) سے (V_{D0}, 0) تک ہے اور اس کی ڈھلوان صفر ہے جبکہ خط-ب (V_{D0}, 0) سے شروع ہوتا ہے اور اس کی ڈھلوان $\frac{1}{r_D}$ ہے۔ خط-ب کی ڈھلوان اور نقطہ (V_{D0}, 0) اٹل نہیں ہیں بلکہ ان کو تبدیل کرتے ہوئے مختلف خطوں میں بہتر جوابات حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ موجودہ مثال میں گراف کے اوپر والے حصے میں ڈایوڈ کی مساوات اور خط-ب سے حاصل جوابات میں فرق کم کرنے کی خاطر خط-ب کی ڈھلوان بڑھائی جاسکتی ہے۔ ان دو سیدھے خطوط کو الجبرائی طرز پر یوں بیان کیا جائے گا

$$(2.67) \quad i_D = \begin{cases} 0 & v_D < V_{D0} \\ \frac{v_D - V_{D0}}{r_D} & v_D \geq V_{D0} \end{cases}$$



شکل 2.61: وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈایوڈ ریاضی نمونہ

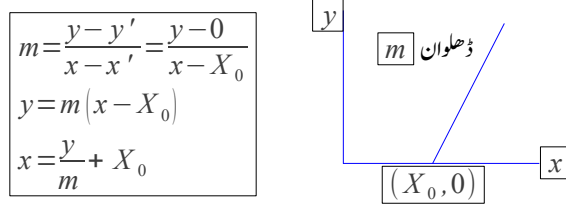


شکل 2.62: باریک اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈایوڈ ریاضی نمونہ

اور ان مساوات سے شکل 2.61 میں دکھایا وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ¹⁸⁸ حاصل ہوتا ہے۔ ڈایوڈ کے وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کے ریاضی نمونے کو استعمال کرتے ہوئے i_D اور v_D کے تقریباً درست جوابات وسیع حدود کے اندر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ بعض اوقات ہمیں کسی ایک نقطے کے قریب قریب رہتے ہوئے زیادہ درست جواب درکار ہوتا ہے۔ شکل 2.62 الف میں اس نقطہ Q پر ڈایوڈ کی مساوات کا خط مماس دکھایا گیا ہے جس کی ڈھلوان r_d^{-1} ہے۔ ڈایوڈ کے سیدھے خطوط کے ریاضی نمونے میں r_d^{-1} استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کے قریب بہترین جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ باریک اشاراتی! سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ¹⁸⁹ شکل 2.62 ب میں دکھایا گیا ہے۔

مثال 2.14: شکل 2.63 میں دئے گئے سیدھے خط کی مساوات حاصل کریں۔ شکل 2.60 کے ساتھ اس کا موازنہ

¹⁸⁸ piece wise linear model
¹⁸⁹ small signal piece wise linear model



شکل 2.63: سیدھے خط کی مساوات

کرتے ہوئے مساوات 2.67 میں نچلے جزو کی مساوات حاصل کریں۔

حل: کسی بھی سیدھے خط جس کی ڈھلوان m ہو کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے

$$m = \frac{y - y'}{x - x'}$$

جہاں (x', y') اس خط پر کوئی نقطہ ہے۔ شکل میں $(X_0, 0)$ ایسا نقطہ ہے جو خط پر پایا جاتا ہے۔ یوں اس خط کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے۔

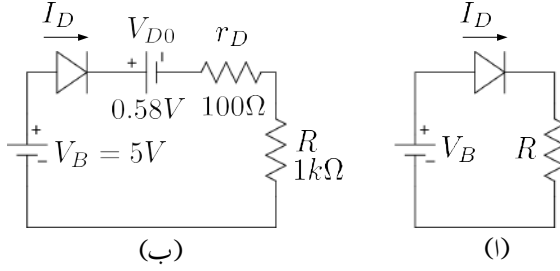
$$m = \frac{y - 0}{x - X_0}$$

اس کو مزید یوں دو طرح لکھا جاسکتا ہے۔

$$(2.68) \quad \begin{aligned} y &= m(x - X_0) \\ x &= \frac{y}{m} + X_0 \end{aligned}$$

شکل 2.60 پر غور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ وہاں x اور y کی جگہ v_D اور i_D کا استعمال ہے جبکہ ڈھلوان $\frac{1}{r_D}$ اور خط پر پائے جانے والا نقطہ $(V_{D0}, 0)$ ہے۔ یوں مساوات 2.68 کے پہلے جزو کو اس طرح لکھا جائے گا۔

$$i_D = \frac{1}{r_D}(v_D - V_{D0}) = \frac{v_D - V_{D0}}{r_D}$$



شکل 2.64: سیدھے خطوط ڈایوڈ ریاضی نمونے کی مثال

مثال 2.15: شکل 2.64 الف میں ڈایوڈ کی جگہ اس کے وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اسے حل کریں۔ اس ریاضی نمونے میں $V_{D0} = 0.58\text{ V}$ اور $r_D = 100\ \Omega$ لیں۔

حل: شکل ب میں ڈایوڈ کی جگہ اس کا ریاضی نمونہ نسب کیا گیا ہے جس سے

$$I_D = \frac{V_B - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{5 - 0.58}{1000 + 100} = 4.018\text{ mA}$$

اور ڈایوڈ پر برقی دباؤ

$$V_D = V_{D0} + I_D r_D = 0.58 + 4.018 \times 10^{-3} \times 100 = 0.9818\text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

2.22.2 کامل ڈایوڈ ریاضی نمونہ

مندرجہ بالا ریاضی نمونوں میں سیدھے ماڈل ڈایوڈ پر برقی دباؤ v_D کو مختلف طریقوں سے نپٹا گیا۔ عموماً دور میں مختلف برقی دباؤ کی قیمتیں v_D سے کئی گنا ہوتی ہیں اور اس صورت v_D کی قیمت کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ ایسی جگہوں پر $v_D = 0\text{ V}$ لیا جاسکتا ہے اور سیدھے ماڈل ڈایوڈ کو کامل ڈایوڈ¹⁹⁰ تصور کیا جاسکتا ہے۔

¹⁹⁰ideal diode

مثال 2.16: مثال 2.15 میں اگر $V_B = 200\text{ V}$ اور $R = 100\text{ k}\Omega$ ہوں تب اس میں برقی رو سیدھے خطوط کے ریاضی نمونہ کی مدد سے اور دوبارہ کامل ریاضی نمونے کی مدد سے حاصل کریں۔

حل: سیدھے خطوط ریاضی نمونے سے

$$I_D = \frac{V_B - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{200 - 0.58}{100000 + 100} = 1.9922\text{ mA}$$

کامل ڈایوڈ کے ریاضی نمونے سے

$$I_D = \frac{V_B}{R} = \frac{200}{100000} = 2\text{ mA}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں جواب تقریباً برابر ہیں۔

2.22.3 ڈایوڈ کاپسٹ تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

حصہ 2.12 میں باریک اشاراتی مزاحمت r_d پر تذکرہ کیا گیا۔ اس حصے میں اس پر مزید غور کیا جائے گا۔ شکل 2.65 الف میں V_D ڈایوڈ کا نقطہ کارکردگی تعین کرتا ہے جبکہ v_d باریک اشارہ ہے۔ یوں کسی بھی لمحہ ڈایوڈ پر کل برقی دباؤ

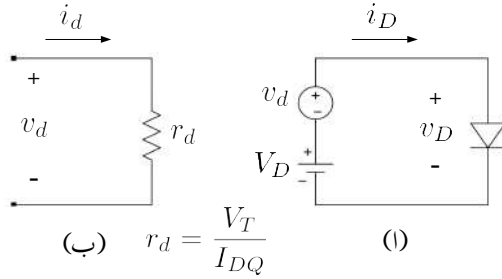
$$(2.69) \quad v_D = V_D + v_d$$

ہو گا اور اس میں برقی رو

$$(2.70) \quad i_D = I_D + i_d$$

ہو گی۔ V_D اور I_D یک سمتی مقدمات ہیں۔ دراصل یہ V_{DQ} اور I_{DQ} ہی ہیں۔ صفر اشارہ یعنی $v_d = 0\text{ V}$ کی صورت میں $v_D = V_D$ ہو گا اور ڈایوڈ کی مساوات سے

$$(2.71) \quad i_D = I_S e^{\frac{v_D}{V_T}} = I_{DQ}$$



شکل 2.65: پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارہ کی موجودگی میں ڈایوڈ کی مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.72) \quad i_D \approx I_{Se} \frac{v_D}{V_T} = I_{Se} \frac{V_D + v_d}{V_T} = I_{DQ} e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

جہاں مساوات 2.71 کا استعمال کیا گیا۔ سلسلہ مکلازن¹⁹¹ سے اسے مزید یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.73) \quad i_D = I_{DQ} \left[1 + \frac{1}{1!} \frac{v_d}{V_T} + \frac{1}{2!} \left(\frac{v_d}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

اس مساوات میں اگر v_d کی قیمت V_T کے قیمت سے بہت کم ہو (یعنی $v_d \ll V_T$) تو پہلے دو جزو کے علاوہ بقایا کو نظر انداز کرنا ممکن ہو گا اور اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.74) \quad i_D \approx I_{DQ} \left(1 + \frac{v_d}{V_T} \right)$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(2.75) \quad i_D \approx I_{DQ} + \left(\frac{I_{DQ}}{V_T} \right) v_d = I_{DQ} + \frac{v_d}{r_d}$$

جہاں مساوات 2.35 میں حاصل کیا گیا ڈایوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت $r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}}$ استعمال کیا گیا۔ چونکہ $i_D = I_{DQ} + i_d$ ہوتا ہے لہذا مساوات 2.75 کا پہلا جزو نقطہ کارکردگی پر یک سمتی برقی رو I_{DQ} ہے جبکہ

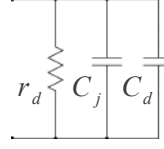
¹⁹¹ Maclaurin's series $(e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \dots)$

$$r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}}$$

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_{DQ}}{V_o}\right)^n} \quad V_{DQ} < 0$$

$$C_j \approx 2C_{j0} \quad V_{DQ} > 0$$

$$C_d = \frac{\tau I_{DQ}}{V_T}$$



شکل 2.66: بلند تعدد باریک اشاراتی ڈایوڈ ریاضی نمونہ

اس کا دوسرا جزو بدلتے اشارہ v_d پر منحصر برقی رو i_d ہے یعنی

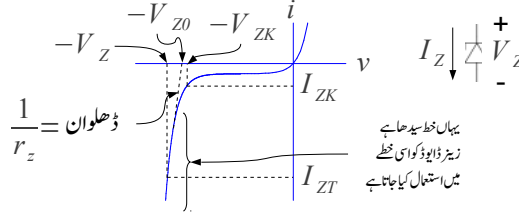
$$(2.76) \quad i_d = \frac{v_d}{r_d}$$

ڈایوڈ کا پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ شکل 2.65 ب میں دکھایا گیا ہے۔ آپ تسلی کر سکتے ہیں کہ پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ بھی برقی رو i_d پر مساوات 2.76 کی طرح برقی دباؤ v_d دیتا ہے۔ ڈایوڈ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ صرف ڈایوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت r_d پر مشتمل ہے۔

2.22.4 ڈایوڈ کا بلند تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

اب تک ہم ڈایوڈ کے وہ ریاضی نمونے دیکھتے رہے جو کم تعدد پر ڈایوڈ کے کارکردگی پر صحیح اترتے ہیں۔ اگر بلند تعدد کے اشارات پر ڈایوڈ کی کارکردگی پر غور کرنا ہو تو ڈایوڈ کا بلند تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ استعمال کرنا ہوگا جو ڈایوڈ کے اندرونی کپیسٹرز کا بھی حساب رکھتا ہو۔ ڈایوڈ کے اندرونی کپیسٹرز دو طرح کے ہوتے ہیں۔ پہلا کپیسٹر C_j ویران خطے کے دونوں جانب الٹ برقی باروں کی وجہ سے پیدا ہوتا ہے جبکہ دوسرے قسم کا کپیسٹر C_d باروں کے بہاؤ سے پیدا ہوتا ہے۔ ان کپیسٹروں کو ڈایوڈ کے پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ میں مزاحمت r_d کے متوازی نسب کر کے ڈایوڈ کا بلند تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ ¹⁹² حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.66 میں دکھایا گیا ہے۔ وسیع حیطے کے اشارات کے استعمال کے لئے اس ریاضی نمونے میں وسیع اشارہ کے کپیسٹر C_j اور C_D استعمال کئے جائیں گے۔

¹⁹² diode high frequency small signal model



شکل 2.67: زیسٹر ڈایوڈ کے خط پر اہم نقطے

2.23 زیسٹر ڈایوڈ اور اس کا ریاضی نمونہ

شکل 2.67 میں زیسٹر ڈایوڈ کے برقی دباؤ بالمتقابل برقی رو کا خط اور اس کی علامت دکھائی گئی ہے۔ اس کی علامت میں انگریزی حروف تہجی Z شامل کر کے اس کی پہچان کی جاتی ہے۔ سیدھا مائل زیسٹر ڈایوڈ بالکل ایک عام ڈایوڈ کے مانند کام کرتا ہے اور اسے آپ عام ڈایوڈ کی جگہ استعمال کر سکتے ہیں۔ بس یہ ذہن میں رکھیں کہ عام ڈایوڈ استعمال کرتے وقت ہم کبھی نہیں چاہتے کہ یہ الٹی برقی رو گزرنے دے جبکہ زیسٹر ڈایوڈ کو عموماً ان مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں اس میں الٹی برقی رو ہی گزاری جاتی ہے۔ زیسٹر ڈایوڈ کے خط پر جہاں برقی رو بڑھنے شروع ہوتی ہے اسے زیسٹر ڈایوڈ کا گھٹنا¹⁹³ کہتے ہیں۔¹⁹⁴ زیسٹر ڈایوڈ بنانے والے صنعت کار زیسٹر ڈایوڈ کے گھٹنے پر برقی دباؤ V_{ZK} اور برقی رو I_{ZK} کی قیمت فراہم کرتے ہیں۔ چونکہ زیسٹر ڈایوڈ عموماً الٹا مائل رکھا جاتا ہے لہذا، جیسا شکل 2.67 میں دکھایا گیا ہے، اس پر برقی دباؤ اور اس میں برقی رو عام ڈایوڈ کے الٹ ناپی جاتی ہے۔ اس طرح اگر خط پر منفی تیس وولٹ $-30V$ پر زیسٹر گھٹنا پایا جائے تو صنعت کار اس کی قیمت $V_{ZK} = 30V$ فراہم کرے گا۔

اسی طرح صنعت کار، زیسٹر برقی دباؤ V_Z کی عمومی قیمت کسی خاص برقی رو I_{ZT} پر ناپ کر فراہم کرتا ہے۔ زیسٹر ڈایوڈ کو عموماً اس کے زیسٹر برقی دباؤ سے بھی پکارا جاتا ہے یعنی $V_Z = 10V$ کی صورت میں اسے دس وولٹ کا زیسٹر کہا جائے گا۔

اگر زیسٹر ڈایوڈ پر برقی دباؤ V_Z اور اس میں گزرتی برقی رو I_Z ہو تو اس میں برقی طاقت کے ضیاع¹⁹⁵

¹⁹³ زیسٹر خط پر زیسٹر گھٹنا بالکل انسانی گھٹنے کی طرح معلوم ہوتا ہے۔
knee¹⁹⁴
power loss¹⁹⁵

P کا تخمینہ یوں لگایا جاتا ہے۔

$$(2.77) \quad P = V_Z \times I_Z$$

صنعت کار زینر ڈایوڈ میں برقی طاقت کے ضیاع کی مقررہ حد بھی فراہم کرتا ہے۔ زینر ڈایوڈ استعمال کرتے وقت اس حد سے کسی صورت تجاوز کرنے سے زینر ڈایوڈ تباہ ہو جاتا ہے۔

یوں اگر 5.6 V اور 0.25 W کے زینر میں 10 mA کا برقی رو گزر رہا ہو تو اس میں برقی طاقت کا ضیاع $5.6 \times 0.01 = 56 \text{ mW}$ ہو گا جو کہ اس زینر ڈایوڈ کے طاقت کے ضیاع کی حد یعنی 0.25 W سے کم ہے لہذا زینر ڈایوڈ صحیح سلامت کام کرتا رہے گا۔ اس کے برعکس اگر اسی زینر میں 100 mA برقی رو گزرے تو اس میں برقی طاقت کا ضیاع $5.6 \times 0.1 = 0.56 \text{ W}$ ہو گا جو کہ 0.25 W سے زیادہ ہے۔ اس صورت زینر ڈایوڈ گرم ہو کر تباہ ہو جائے گا۔ ڈیزائن انجینیئر¹⁹⁶ عموماً زینر ڈایوڈ میں برقی طاقت کے ضیاع کو مقررہ حد کے نصف سے نیچے ہی رکھتے ہیں۔ یوں اس زینر ڈایوڈ میں ڈیزائن انجینیئر کبھی بھی 22 mA سے زیادہ برقی رو نہیں گزرنے دے گا۔ 22 mA پر طاقت کا ضیاع $5.6 \times 0.022 = 0.123 \text{ W}$ ہو گا جو کہ تقریباً 0.25 W کا نصف ہے۔

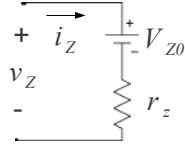
زینر ڈایوڈ میں برقی طاقت کے ضیاع سے حرارتی توانائی پیدا ہوتی ہے جس سے زینر ڈایوڈ کا درجہ حرارت بڑھتا ہے۔ اگر زینر ڈایوڈ سے حرارتی طاقت کے اخراج کی شرح اس میں برقی طاقت کے ضیاع سے پیدا حرارتی طاقت کی شرح سے کم ہو تو زینر ڈایوڈ کا درجہ حرارت بڑھتے بڑھتے ناقابل برداشت ہو جاتا ہے جس سے یہ تباہ ہو جاتا ہے۔ برقیاتی پرزہ جات عموماً اسی طریقے سے تباہ ہوتے ہیں۔ درجہ حرارت بڑھنے سے نیم موصل مادہ پگھل جاتا ہے اور یوں پرزہ تباہ ہو جاتا ہے۔

زینر ڈایوڈ کے خط کی ڈھلوان اور اس کے باریک اشاراتی زینر مزاحمت r_z کا تعلق عام ڈایوڈ کی طرح ہی ہے یعنی

$$(2.78) \quad \frac{1}{r_z} = \text{ڈھلوان}$$

بس فرق صرف اتنا ہے کہ زینر ڈایوڈ یوں بنایا جاتا ہے کہ اس کی ڈھلوان زیادہ سے زیادہ ہو۔ یوں اس کی اشاراتی زینر مزاحمت کم سے کم ہوتی ہے جس سے زینر ڈایوڈ میں برقی رو کے تبدیلی سے اس پر برقی دباؤ میں کم سے کم تبدیلی رو نما ہوتی ہے۔ چونکہ $r_z = \frac{\Delta v_Z}{\Delta i_Z}$ ہوتا ہے لہذا اس بات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(2.79) \quad \Delta v_Z = \Delta i_Z r_z$$



شکل 2.68: زیسٹر ڈایوڈ کا ریاضی نمونہ

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ r_z کی قیمت جتنی کم ہو برقی رو کے تبدیلی سے برقی دباؤ میں اتنی کم تبدیلی رونما ہوگی۔ زیسٹر ڈایوڈ کا ریاضی نمونہ حاصل کرنے کی خاطر اس کے خط کو نقطہ (V_Z, I_Z) سے ڈھلوان $\frac{1}{r_z}$ کے نقطے دار لکیر سے افقی محور تک پہنچایا جاتا ہے جہاں یہ محور کو $-V_{Z0}$ پر ٹکراتا ہے۔ اس خط کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(2.80) \quad v_Z = V_{Z0} + i_Z r_z$$

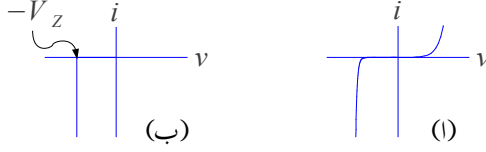
اس مساوات سے زیسٹر ڈایوڈ کا ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.68 میں دکھایا گیا ہے۔ زیسٹر گھٹنے کے قریب خط کافی زیادہ مڑتا ہے جبکہ زیادہ برقی رو (یعنی $I_Z \gg I_{ZK}$) پر یہ خط تقریباً سیدھا رہتا ہے۔ زیسٹر ڈایوڈ کا عمومی استعمال اس سیدھے خطے میں ہی کیا جاتا ہے۔

زیسٹر ڈایوڈ کو عموماً زیسٹر گھٹنے کے قریب استعمال نہیں کیا جاتا۔ زیسٹر گھٹنے کے قریب خطے کو نظر انداز کرتے ہوئے اور $r_z = 0$ لیتے ہوئے زیسٹر ڈایوڈ کے خط کو سادہ شکل دی جاسکتی ہے جسے شکل میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 2.67 میں زیسٹر ڈایوڈ کا لبریزی برفی دو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے تاکہ شکل میں اہم نکات دکھانا ممکن ہو۔ شکل 2.69 الف میں زیسٹر ڈایوڈ کے خط کو صحیح جسامت کے لحاظ سے دکھایا گیا ہے جہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ لبریزی برفی رو قابل نظر انداز ہوتی ہے۔

جیسا اوپر ذکر ہوا کہ زیسٹر ڈایوڈ کو عموماً الٹا ہی مائل کیا جاتا ہے اور ایسا کرتے وقت زیسٹر گھٹنے کے قریب خطے کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے۔ اگر زیسٹر گھٹنے کے قریب خطے کو نظر انداز کیا جائے اور $r_z = 0$ تصور کیا جائے تو زیسٹر ڈایوڈ کے خط کو شکل 2.69 - ب کے طرز پر بنایا جاسکتا ہے۔ اس سادہ خط کے مطابق زیسٹر ڈایوڈ دو ہی صورت اختیار کر سکتا ہے۔ پہلی صورت میں اس پر برقی دباؤ تبدیل ہو سکتی ہے مگر اس میں برقی رو کی قیمت صفر رہتی ہے یعنی

$$(2.81) \quad \begin{aligned} 0 &\leq |v_Z| < |V_Z| \\ |i_Z| &= 0 \end{aligned}$$



شکل 2.69: زیئر ڈیوڈ کا خط اور اس خط کی سادہ شکل

اس صورت میں اسے منقطع حالت میں تصور کیا جائے گا۔ دوسری صورت میں اس پر برقی دباؤ V_Z رہتا ہے جبکہ اس میں برقی رو قابل تبدیل ہے یعنی

$$(2.82) \quad \begin{aligned} |v_Z| &= |V_Z| \\ 0 &\leq |i_Z| \leq |I_{Zmax}| \end{aligned}$$

جہاں I_{Zmax} وہ برقی رو ہے جس پر زیئر ڈیوڈ میں برقی طاقت کا ضیاع قابل برداشت حد کے برابر ہوتا ہے۔ اس صورت میں اسے بے قابو حالت میں تصور کیا جائے گا۔

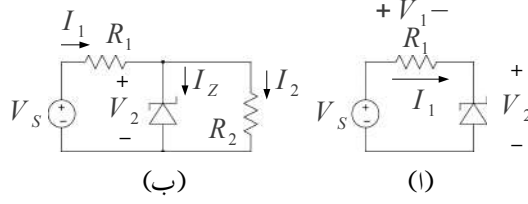
شکل 2.69 - ب زیادہ آسانی اور جلدی سے قابل قبول جوابات حاصل کرنے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔ شکل 2.70 - الف میں دئے دور میں زیئر ڈیوڈ کو بے قابو حالت میں رکھ کر اس دور کو عموماً سادہ منبع برقی دباؤ (یعنی برقی دباؤ کی منبع) کے طور استعمال کیا جاتا ہے جس کی خارجی یک سمتی برقی دباؤ کی قیمت V_Z کے برابر ہوتا ہے۔ اس پر، جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، برقی بوجھ کو مزاحمت R_2 کی جگہ نسب کیا جاتا ہے۔ اس منبع کے مختلف پہلو پر چند مثالیں دیکھتے ہیں۔

مثال 2.17: شکل 2.70 الف میں زیئر برقی دباؤ V_Z کی قیمت 5.6 V ہے جبکہ $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ہے۔ مندرجہ ذیل V_S پر کامل زیئر ڈیوڈ کے برقی دباؤ اور اس میں گزرتی برقی رو حاصل کریں۔

$$1. V_S = 3 \text{ V}$$

$$2. V_S = 8 \text{ V}$$

$$3. V_S = 20 \text{ V}$$



شکل 2.70: زیسٹر ڈایوڈ کا استعمال

حل: شکل 2.70 ب کو استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

1. لاگو برقی دباؤ $V_S = 3V$ کو شش کرے گا کہ زیسٹر ڈایوڈ میں برقی رو گزارے۔ البتہ زیسٹر ڈایوڈ کے خط کے مطابق زیسٹر ڈایوڈ میں V_Z سے کم برقی دباؤ پر منقطع رہتا ہے یعنی مساوات 2.81 کے تحت $I_Z = 0$ ہو گا۔ یوں اس دور میں مزاحمت R_1 پر اوہم کے قانون سے

$$V_1 = V_S - V_Z = I_1 \times R_1 = 0$$

$$V_2 = V_S$$

$$V_2 = 3V$$

حاصل ہوتا ہے یعنی زیسٹر ڈایوڈ پر $3V$ برقی دباؤ ہو گا جبکہ اس میں صفر برقی رو ہو گا۔

2. اس مرتبہ لاگو برقی دباؤ زیسٹر برقی دباؤ سے زیادہ ہے لہذا زیسٹر ڈایوڈ برقی رو گزارے گا۔ مساوات 2.82 کے تحت اس صورت زیسٹر ڈایوڈ پر V_Z یعنی $5.6V$ کا برقی دباؤ ہو گا جبکہ مزاحمت پر اوہم کے قانون کے تحت

$$V_1 = V_S - V_Z = I_1 \times R_1$$

$$= 8 - 5.6 = I_1 \times 1000$$

$$I_1 = 2.4 \text{ mA}$$

ہو گا۔ چونکہ یہی برقی رو زیسٹر ڈایوڈ سے بھی گزرتا ہے لہذا $I_Z = 2.4 \text{ mA}$ حاصل ہوتا ہے۔

3. یہاں بھی لاگو برقی دباؤ زیسٹر ڈایوڈ میں برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے لہذا

$$V_1 = V_S - V_Z = I_1 \times R_1$$

$$= 20 - 5.6 = I_1 \times 1000$$

$$I_1 = 14.4 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے $I_Z = 14.4 \text{ mA}$ حاصل ہوتا ہے۔

مثال 2.18: شکل 2.70 الف میں زینر ڈایوڈ کے متوازی مزاحمت $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ جوڑ کر شکل 2.70 ب حاصل ہوتا ہے۔ مثال 2.17 میں دئے معلومات استعمال کرتے ہوئے برقی دباؤ V_2 حاصل کریں۔
حل:

1. گزشتہ مثال میں $V_S = 3 \text{ V}$ پر دیکھا گیا کہ زینر ڈایوڈ منقطع رہتا ہے اور یوں $I_Z = 0$ ہو گا۔ منقطع زینر کو دور سے نکالا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے دو سلسلہ وار مزاحمت رہ جاتے ہیں جن سے

$$V_2 = \frac{V_S \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3 \times 1000}{1000 + 1000} = 1.5 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ زینر ڈایوڈ میں صفر برقی رو گزرتا ہے لہذا دونوں مزاحمت میں برابر برقی رو گزرے گا جسے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$I_1 = I_2 = \frac{V_S}{R_1 + R_2} = \frac{3}{2000} = 1.5 \text{ mA}$$

2. یہاں $V_S = 8 \text{ V}$ ہونے سے یوں معلوم ہوتا ہے کہ زینر ڈایوڈ بے قابو حال میں ہو گا مگر غور کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ ایسا نہیں ہے۔ یہ ایک دلچسپ مثال ہے جسے حل کرنے سے سوچ میں وسعت پیدا ہوتی ہے۔

شکل 2.70 ب کے تحت زینر ڈایوڈ دو ہی صورتوں میں رہ سکتا ہے یعنی منقطع یا بے قابو۔ انہیں دو صورتوں کو مساوات 2.81 اور مساوات 2.82 بیان کرتے ہیں۔

آئیں موجودہ مثال میں زینر کو منقطع تصور کریں۔ منقطع زینر ڈایوڈ کا دور پر کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہوتا اور اسے دور سے مکمل طور نکالا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے ہمارے پاس دو سلسلہ وار مزاحمت رہ جاتے ہیں جن سے

$$V_2 = \frac{V_S \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{8 \times 1000}{1000 + 1000} = 4 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $V_2 = 4V$ ہونے سے صاف ظاہر ہے کہ زیسٹر ڈایوڈ منقطع رہے گا۔ یوں زیسٹر ڈایوڈ کو منقطع تصور کرنا درست تھا۔ منقطع زیسٹر ڈایوڈ میں $I_Z = 0$ رہے گا جبکہ مزاحمت میں

$$I_1 = I_2 = \frac{V_S}{R_1 + R_2} = \frac{8}{2000} = 4 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اسی مثال کو یوں بھی حل کر سکتے ہیں کہ پہلے تصور کیا جائے کہ دور میں زیسٹر ڈایوڈ نہیں لگایا گیا۔ اس طرح $V_2 = 4V$ حاصل ہوتا ہے۔ اب اگر زیسٹر ڈایوڈ نسب کر دیا جائے تو یہ منقطع ہی رہے گا۔ آئیں اسی مثال کو تیسری مرتبہ یوں حل کریں کہ زیسٹر ڈایوڈ کو بے قابو صورت میں تصور کیا جائے۔ چونکہ بے قابو زیسٹر ڈایوڈ پر زیسٹر برقی دباؤ ہی پایا جاتا ہے لہذا یوں $V_2 = V_Z = 5.6V$ ہو گا۔ شکل 2.70 ب میں $V_2 = 5.6V$ لیتے ہوئے اُوہم کے قانون سے

$$I_1 = \frac{V_S - V_2}{R_1} = \frac{8 - 5.6}{1000} = 2.4 \text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{5.6}{1000} = 5.6 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ زیسٹر ڈایوڈ اور دونوں مزاحمت کے مشترکہ جوڑ پر کر خوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت $I_1 = I_2 + I_Z$ ہونا چاہئے جس سے

$$I_Z = I_1 - I_2 = 2.4 \text{ mA} - 5.6 \text{ mA} = -3.2 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی زیسٹر برقی رو کا مطلب ہے کہ زیسٹر ڈایوڈ میں برقی رو کی سمت شکل 2.70 ب کے الٹ ہے۔ ایسا ہونے سے صاف ظاہر ہے کہ زیسٹر ڈایوڈ ہرگز بے قابو حالت میں نہیں ہے۔ بے قابو حالت میں برقی رو شکل میں دکھائے رخ میں ہوتا۔ یوں ہم نے زیسٹر ڈایوڈ کو غلط حالت میں تصور کیا تھا اور یہ بے قابو صورت میں نہیں ہے۔ اس طرح زیسٹر ڈایوڈ منقطع ہی ہے۔ یہاں سے ہم پہلے ہی حل کر چکے ہیں۔

3. اس مثال کو بھی کئی طریقوں سے حل کیا جا سکتا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ زیسٹر ڈایوڈ بے قابو ہے۔ اس صورت $V_2 = V_Z = 5.6V$ ہو گا۔ یوں اُوہم کے قانون سے

$$I_1 = \frac{V_S - V_2}{R_1} = \frac{20 - 5.6}{1000} = 14.4 \text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{5.6}{1000} = 5.6 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ کرنوف کے قانون برائے برقی رو سے

$$I_1 = I_2 + I_Z$$

$$14.4 \text{ mA} = 5.6 \text{ mA} + I_Z$$

$$I_Z = 8.8 \text{ mA}$$

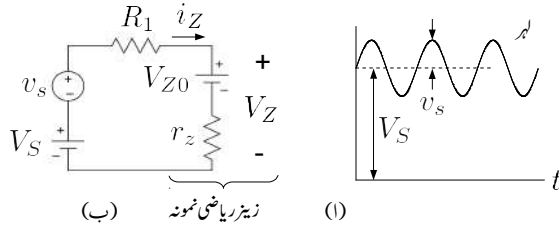
حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ زیئر ڈایوڈ میں بے قابو برقی رو کے رخ ہی برقی رو گزر رہی ہے لہذا جواب درست ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب تک I_1 کی قیمت I_2 کے قیمت سے زیادہ ہو اس صورت میں زیئر ڈایوڈ میں بے قابو برقی رو گزرے گا جس کی قیمت $I_Z = I_1 - I_2$ ہوگی۔ اس کے علاوہ یہی ممکن ہے کہ $I_1 = I_2$ اور $I_Z = 0$ ہو۔ تیسری صورت جہاں I_1 کی قیمت I_2 کے قیمت سے کم حاصل ہو درست نہیں اور اسے رد کیا جاتا ہے۔

شکل 2.70 الف کے برقی دباؤ کی منبع کو داخلی جانب برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے جس کو شکل 2.71 الف میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ داخلی برقی دباؤ مکمل طور یک سمتی نہیں ہے بلکہ اس میں ناپسندیدہ لہر v_s پایا جاتا ہے جبکہ یک سمتی برقی دباؤ V_S اس کا بیشتر حصہ ہے۔ ان دونوں حصوں کی نشاندہی شکل میں کی گئی ہے۔ زیئر ڈایوڈ سے بنائی گئی برقی دباؤ کے منبع سے توقع کی جاتی ہے کہ اس میں لہر کی مقدار کم سے کم ہوگی۔

مثال 2.19: شکل 2.70 الف میں $V_S = 15 \text{ V}$ ، $v_s = 1.2 \sin \omega t$ اور $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ جبکہ زیئر ڈایوڈ کے ریاضی نمونے کے جزو $V_{Z0} = 5.6 \text{ V}$ اور $r_z = 10 \Omega$ ہونے کی صورت میں خارجی برقی دباؤ V_2 حاصل کریں۔

حل: شکل 2.70 الف میں زیئر ڈایوڈ کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 2.71 ب حاصل ہوتا ہے۔ خارجی برقی دباؤ دراصل زیئر پر پائے جانے والا برقی دباؤ V_Z ہی ہے جسے یوں حاصل کرتے ہیں۔



شکل 2.71: زیسٹر منبج

پہلے دور میں برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$i_Z = \frac{V_S + v_s - V_{Z0}}{R_1 + r_z}$$

$$\frac{15 + 1.2 \sin \omega t - 5.6}{1000 + 10}$$

$$= (9.3 + 1.18811 \sin \omega t) \times 10^{-3} A$$

اس سے زیسٹر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

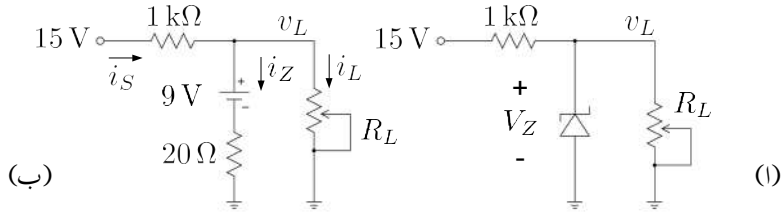
$$V_Z = V_{Z0} + i_Z r_z$$

$$= 5.6 + (9.3 + 1.18811 \sin \omega t) \times 10^{-3} \times 10$$

$$= 5.693 + 0.01188 \sin \omega t$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ داخلی برقی دباؤ میں لہر، یک سمتی حصے کا $\frac{1.2}{15} \times 100 = 8\%$ بنتا ہے جبکہ خارجی برقی دباؤ میں لہر صرف $\frac{0.01188}{5.693} \times 100 = 0.2086\%$ بنتا ہے۔ زیسٹر ڈیوڈ کے استعمال سے لہر نہایت کم ہو گئی ہے۔

مثال 2.20: شکل 2.72 الف میں زیسٹر منبج کے متوازی برقی بوجھ R_L نسب کیا گیا ہے تاکہ برقی بوجھ کو مستقل برقی دباؤ مہیا کی جائے۔ برقی بوجھ کو تقریباً نو وولٹ درکار ہیں لہذا نو وولٹ کا زیسٹر استعمال کیا جاتا ہے۔ زیسٹر



شکل 2.72: زیئر منبع بدلتی بوجھ

ڈایوڈ کا $V_{Z0} = 9V$ جبکہ اس کا $r_z = 20V$ ہے۔ برقی بوجھ کی مزاحمت $2k\Omega$ تا $9k\Omega$ تبدیل ہو سکتی ہے۔ ان حدود میں بوجھ پر برقی دباؤ v_L کا تخمینہ لگائیں۔

حل: شکل ب میں اس کا باریک مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ زیئر ڈایوڈ بے قابو صورت میں رہتا ہے۔ یوں زیئر ڈایوڈ اور برقی بوجھ پر تقریباً $9k\Omega$ رہتے ہیں اور

$$i_S = \frac{15 - 9}{1000} = 6 \text{ mA}$$

ہو گا۔ اگر $R_L = 2k\Omega$ ہو تب

$$i_L = \frac{9}{2000} = 4.5 \text{ mA}$$

اور

$$i_Z = 6 \text{ mA} - 4.5 \text{ mA} = 1.5 \text{ mA}$$

ہوں گے۔ اس طرح حقیقت میں

$$(2.83) \quad v_L \Big|_{R_L=2k\Omega} = V_{Z0} + i_Z r_z = 9 + 1.5 \times 10^{-3} \times 20 = 9.03 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔

اب چونکہ ہمیں زیئر ڈایوڈ پر پائے جانے والے برقی دباؤ کی زیادہ درست قیمت دریافت ہو گئی ہے لہذا ہم مندرجہ بالا تمام معلومات دوبارہ حاصل کر سکتے ہیں۔ اس طرح $i_S = 5.97 \text{ mA}$ ، $i_L = 4.515 \text{ mA}$ اور i_Z

1.455 mA حاصل ہوتے ہیں جن سے $v_L = 9.0291 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے جو تقریباً مساوات 2.83 میں دیا گیا جواب ہی ہے۔ آپ اس نئی قیمت کو استعمال کرتے ہوئے اور بہتر جواب حاصل کر سکتے ہیں لیکن جیسا کہ آپ نے دیکھا پہلا جواب عموماً قابل قبول ہوتا ہے۔ یوں $2 \text{ k}\Omega$ کے برقی بوجھ پر زیر منبع 9.03 V برقی دباؤ مہیا کرتی ہے۔

برقی بوجھ $6 \text{ k}\Omega$ کرنے سے i_S پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ بقایا معلومات حاصل کرتے ہیں۔ یوں

$$i_L = \frac{9}{6000} = 1.5 \text{ mA}$$

اور

$$i_Z = 6 \text{ mA} - 1.5 \text{ mA} = 4.5 \text{ mA}$$

ہوں گے۔ اس طرح حقیقت میں برقی بوجھ پر

$$(2.84) \quad v_L \Big|_{R_L=6 \text{ k}\Omega} = V_{Z0} + i_Z r_z = 9 + 4.5 \times 10^{-3} \times 20 = 9.09 \text{ V}$$

پائے جائیں گے۔

آپ نے دیکھا کہ برقی بوجھ کا $2 \text{ k}\Omega$ تا $2 \text{ k}\Omega$ تبدیل ہونے سے اس کی برقی رو 1.5 mA تا 4.5 mA تبدیل ہوتی ہے۔ زیر منبع کا برقی دباؤ صرف 9.03 V تا 9.09 V یعنی 60 mV تبدیل ہوتا ہے۔ چونکہ ہم نو وولٹ کی منبع بنانے نکلے تھے لہذا نو وولٹ کی نسبت سے دیکھتے ہوئے بوجھ کے برقی دباؤ میں صرف

$$\frac{9.09 - 9.03}{9} \times 100 = 0.66 \%$$

کی تبدیلی آتی ہے۔ زیر منبع کے برقی دباؤ میں تبدیلی کا دار و مدار زیر ڈیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی پر ہے۔ اگر کسی طرح زیر ڈیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کیا جائے تو منبع سے حاصل برقی دباؤ میں تبدیلی مزید کم ہوگی۔ حصہ 3.22 میں ایسا کرنا دکھایا جائے گا۔

2.24 یک سمتی اور بدلتے متغیرات کے حساب کی علیحدگی

شکل 2.73 الف میں ڈایوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں ڈایوڈ کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ (شکل 2.62) نسب کرنے سے شکل 2.73 ب حاصل ہوتا ہے۔ اس دور کو حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} V_{SS} + v_s &= V_{D0} + i_D(R + r_d) \\ (2.85) \quad &= V_{D0} + (I_D + i_d)(R + r_d) \\ &= V_{D0} + I_DR + I_Dr_d + i_dR + i_dr_d \end{aligned}$$

بدلتا اشارہ کے عدم موجودگی میں (یعنی جب v_d اور i_d کے قیمتیں صفر ہوں) اس مساوات کو یوں لکھا جائے گا

$$(2.86) \quad V_{SS} = V_{D0} + I_DR + I_Dr_d$$

بدلتے متغیرات کے موجودگی میں مساوات 2.85 کو یوں حل کر سکتے ہیں۔

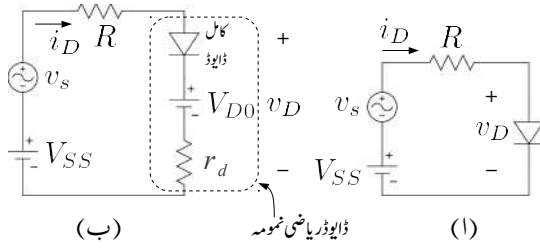
$$\begin{aligned} (2.87) \quad \widehat{V_{SS}} + v_s &= \widehat{V_{D0} + I_DR + I_Dr_d} + i_dR + i_dr_d \\ v_s &= i_dR + i_dr_d \end{aligned}$$

جہاں مساوات 2.86 کی مدد سے دائیں اور بائیں بازو کے یک سمتی مقداروں کی نشاندہی کرتے ہوئے انہیں کاٹ کر مساوات کا دوسرا جزو حاصل کیا گیا۔

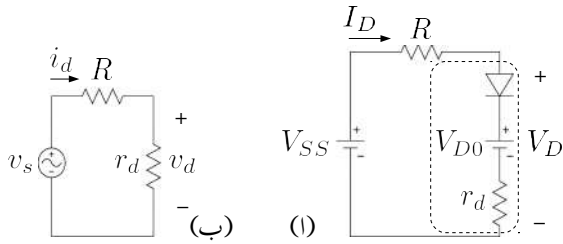
مساوات 2.86 اور مساوات 2.87 کے دوسرے جزو کے ادوار شکل 2.74 میں دکھائے گئے ہیں۔ شکل 2.74 ب اس دور کا مساوی باریک اشاراتی دور کہلاتا ہے۔ ڈایوڈ کے باریک اشارات i_d اور v_d یوں حاصل کیا جائیں گے۔

$$\begin{aligned} (2.88) \quad i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\ v_d &= i_dr_d = \frac{r_d v_s}{R + r_d} \end{aligned}$$

مندرجہ بالا طریقہ کار ایک عمومی طریقہ کار ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے ڈایوڈ کے ادوار بالعموم اور ٹرانزسٹر کے ادوار بالخصوص حل کئے جاتے ہیں۔ اس طریقے میں ادوار حل کرتے وقت پہلے بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے۔ اس نقطے پر ڈایوڈ (ٹرانزسٹر) کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے کے اجزاء حاصل کئے جاتے ہیں۔ باریک اشاراتی حساب و کتاب کی خاطر مساوی باریک اشاراتی دور بنایا جاتا ہے جس میں تمام یک سمتی منبع برقی دباؤ کو قصر دور کرتے ہوئے ڈایوڈ (ٹرانزسٹر) کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کیا جاتا



شکل 2.73: یک سمتی اوربدلے لئے متغیرات کی علیحدگی



شکل 2.74: یک سمتی اوربا یک اشاراتی مساوی اودار

ہے۔ یوں حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو عام برقی دور کے مانند حل کرتے ہوئے باریک اشاراتی برقی دباؤ اور باریک اشاراتی برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔

یک سمتی اور باریک اشاراتی حساب و کتاب کا یوں علیحدہ کرنا برقیات کے میدان میں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ اگلے بابوں میں اس طریقہ کار کو بار بار بروئے کار لایا جائے گا۔

مثال 2.21: شکل 2.73 الف میں $V_{SS} = 12\text{ V}$ ، $v_s = 0.5 \sin \omega t$ اور $R = 5\text{ k}\Omega$ لیتے ہوئے ڈیوڈ سے گزرتی بدلتی برقی رو i_d اور اس پر بدلتا برقی دباؤ v_d حاصل کریں۔

حل: اس دور کا مساوی باریک اشاراتی دور شکل 2.74 ب میں دکھایا گیا ہے جسے حل کرنے کی خاطر ڈیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت r_d کی قیمت جاننا ضروری ہے۔ ڈیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت نقطہ مائل سے مساوات 2.35 سے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل 2.73 کے یک سمتی حل سے

$$(2.89) \quad I_D = I_{DQ} = \frac{V_{SS} - 0.7}{R} = \frac{12 - 0.7}{5000} = 2.26\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(2.90) \quad r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}} = \frac{0.025}{0.00226} = 11.062\ \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل 2.74 ب کے دور سے

$$(2.91) \quad \begin{aligned} i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\ &= \frac{0.5 \sin \omega t}{5000 + 11} \\ &= 9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_d &= i_d r_d \\ &= (9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t) \times 11 \\ &= 1.0976 \times 10^{-3} \sin \omega t \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

2.25 قانون مربع حیطہ اتار کار

اس باب میں زیادہ طاقت یعنی زیادہ حیطے کے اشارے کی صورت میں حیطہ اتار کار پر غور کیا گیا جہاں حیطہ اتار کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے چوٹی کے برابر ہوتا ہے۔ اس حصے میں کم طاقت یعنی کم حیطے کے اشارے کی صورت میں حیطہ اتار کار کی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جہاں آپ دیکھیں گے کہ حیطہ اتار کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے مربع کے راست تناسب ہوتا ہے۔ اس حصے میں آپ یہ بھی دیکھیں گے کہ کم طاقت والے اشارے کی طاقت کو حیطہ اتار کار سے ناپا جا سکتا ہے۔

شکل 2.75 میں مزاحمت R_S کو ریڈیو اشارہ v_i فراہم کیا گیا ہے۔ دراصل جس بھی دور کو ریڈیو اشارہ فراہم کیا جا رہا ہو اس دور کے داخلی مزاحمت کو R_S سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ ذرائع ابلاغ¹⁹⁷ کے ادوار میں R_S کی قیمت عموماً 50Ω ہوتی ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ سائن نما برقی دباؤ $V_p \cos \omega t$ کی موثر¹⁹⁸ قیمت $V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$ کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت R_S میں برقی طاقت کے ضیاع کو

$$(2.92) \quad P = \frac{V_{rms}^2}{R_S} = \frac{V_p^2}{2R_S}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس طاقت کو ناپنے کی غرض سے R_S کے متوازی ڈیوڈ اور مزاحمت R_L نسب کئے گئے ہیں جہاں سلسلہ وار جڑے ڈیوڈ اور R_L کے کل مزاحمت کی قیمت R_S کے قیمت سے بہت زیادہ رکھی جاتی ہے تاکہ ان کی شمولیت داخلی اشارے پر بوجھ نہ ڈالے۔ اگرچہ ایسا تصور کرنا ضروری نہیں لیکن ہم اس حصے میں تصور کریں گے کہ ڈیوڈ کو معمولی یک سمتی برقی دباؤ دے کر سیدھا مائل رکھا گیا ہے۔ شکل میں اس یک سمتی برقی دباؤ کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ آپس اب تجزیہ کریں۔

کسی بھی خمدار تفاعل $f(x)$ کو سلسلہ طاقت¹⁹⁹

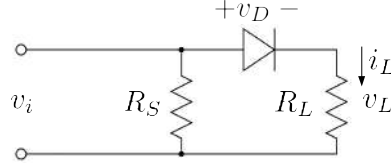
$$f(x) = c_1x + c_2x^2 + c_3x^3 + \dots$$

سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح اس شکل میں ڈیوڈ اور مزاحمت R_L کے برقی رو کو داخلی برقی دباؤ $v_i =$

communication systems¹⁹⁷

rms¹⁹⁸

power series¹⁹⁹



شکل 2.75: ڈایوڈ قانون مربع جیٹ اتار کار

کے سلسلہ طاقت سے یوں ظاہر کیا جاسکتا ہے۔

$$i_L = c_1 v_i + c_2 v_i^2 + c_3 v_i^3 + \dots$$

$$= c_1 V_p \cos \omega t + c_2 V_p^2 \cos^2 \omega t + \dots$$

اس مساوات میں $\cos^2 \omega t = \frac{1 + \cos 2\omega t}{2}$ استعمال کرتے ہوئے

$$i_L = c_1 V_p \cos \omega t + c_2 V_p^2 \left(\frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \right) + \dots$$

$$= \frac{c_2 V_p^2}{2} + c_1 V_p \cos \omega t + \frac{c_2 V_p^2}{2} \cos 2\omega t + \dots$$

حاصل ہوتا ہے جہاں ایک سمتی جزو کے پہلے رکھا گیا ہے۔ لہذا R_L پر برقی دباؤ $v_L = i_L R_L$ یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$v_L = \frac{c_2 V_p^2 R_L}{2} + c_1 V_p R_L \cos \omega t + \frac{c_2 V_p^2 R_L}{2} \cos 2\omega t + \dots$$

اس برقی دباؤ کو فلٹر کرتے ہوئے اس میں سے خالص ایک سمتی جزو کو علیحدہ کیا جاسکتا ہے۔ R_L کے متوازی ایک عدد کپیسٹرنسب کرنے سے ہی بدلتے اجزاء کو ختم کرتے ہوئے

$$(2.93) \quad v_L = \frac{c_2 V_p^2 R_L}{2}$$

حاصل کیا جاسکتا ہے۔ اس مساوات کے تحت کم طاقت کے داخلی اشارے کی صورت میں ڈایوڈ کا خارجی ایک سمتی برقی دباؤ اس کے داخلی بدلتے برقی دباؤ کے مربع کے راست تناسب ہوتا ہے۔ اس کے برعکس چوٹی حاصل کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے چوٹی کے برابر ہوتا ہے۔ مساوات 2.93 قانون مربع²⁰⁰ کی ایک شکل ہیں۔

مساوات 2.93 کو مساوات 2.92 کے ساتھ ملاتے ہوئے

$$(2.94) \quad v_L = c_2 R_L R_S P = cP$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں $c = c_2 R_L R_S$ لکھا گیا ہے۔ یہ قانون مربع کی دوسری شکل ہے جس کے تحت کم طاقت پر مزاحمت R_L کا ایک سمتی برقی دباؤ اور R_S میں طاقت کا ضیاع راست تناسب کا تعلق رکھتے ہیں۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے ذرائع ابلاغ میں ڈیوڈ کے استعمال سے اشارے کی طاقت ناپی جاتی ہے۔ ڈیوڈ کے اس دور کو ڈیوڈ قانون مربع شناسندہ²⁰¹ کہتے ہیں۔

2.26 سپاٹ ریاضی نمونہ

انجنیئرنگ کے میدان میں کمپیوٹر کا استعمال ناگزیر ہے۔ برقیاتی ادوار عموماً کمپیوٹر پروگرام استعمال کرتے ہوئے تخلیق دئے جاتے ہیں۔ کمپیوٹر پر ہی دور کی کارکردگی دیکھتے ہوئے اس میں ردوبدل پیدا کیا جاتا ہے حتیٰ کہ درکار نتائج حاصل ہوں۔ اس کے بعد اصل دور بنانے کا مرحلہ آتا ہے۔ اس قسم کا نہایت مقبول کمپیوٹر پروگرام سپاٹ²⁰² کہلاتا ہے۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ سپاٹ²⁰³ کا بھرپور استعمال کریں۔ اس حصے میں سپاٹ میں استعمال کئے جانے والے ڈیوڈ کے ریاضی نمونے پر تبصرہ کیا جائے گا۔ یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ برقیات کو سمجھے بغیر کمپیوٹر کی مدد سے کسی صورت کام کرتا ہو اور تخلیق دینا ناممکن ہے۔

شکل 2.76 میں ڈیوڈ کا سپاٹ ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جو کہ وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔ اس ریاضی نمونے میں ڈیوڈ کے مثبت اور منفی خطوں کے مزاحمت کو R_S کہا گیا ہے۔ اس کی قیمت اکائی تادہائی کے حدود میں ہوتی ہے۔ یہ مزاحمت ڈیوڈ کی ناپسندیدہ خوبیوں میں سے ایک ہے۔

ڈیوڈ کے ساکن یا ایک سمتی رو حال کو اس کے $i_D - v_D$ مساوات سے ہی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ بدلتی رو حال میں ڈیوڈ کی تغیر پذیر کمپیسٹنس C_D بھی کردار ادا کرتا ہے۔ شکل میں $i_D - v_D$ اور C_D کی مساواتیں دی گئی ہیں۔ باریک اشاراتی تجزیہ کے وقت سپاٹ پروگرام ڈیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت r_d اور اس کی باریک اشاراتی کمپیسٹنس C_d اور C_j استعمال کرتا ہے۔

²⁰¹ diode square law detector

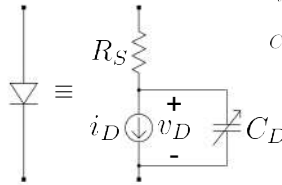
²⁰² spice

²⁰³ پہلا سپاٹ کمپیوٹر پروگرام کیلے فورنیا، برقلے کے یونیورسٹی میں تیار کیا گیا۔

جدول 2.4: سپائٹ ریاضی نمونے کے جزو

ریاضی نمونے کے جزو کا نام	علامت	سپائٹ کا جزو	قیمت
لبریزی برقی رو	I_S	IS	10^{-14} A
مزاحمت	R_S	RS	0Ω
اخراجی جزو	n	N	1
اوسط دورانہ عبور	τ_T	TT	0 s
صفر برقی دباؤ پر الٹی کمیٹنس	C_{j0}	CJ0	0 F
جزو شرہ بندی	m	M	0.5
نا قابل برداشت برقی دباؤ	V_{ZK}	BV	∞ V
نا قابل برداشت برقی رو	I_{ZK}	IBV	10^{-19} A
رکاوٹی برقی دباؤ	V_0	VJ	1 V

ڈایوڈ سپائٹ ریاضی نمونہ

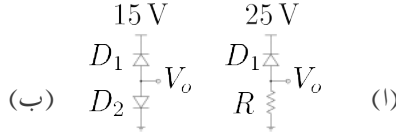


$$i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{nV_T}} - 1 \right)$$

$$C_D = \frac{\tau}{V_T} I_S e^{\frac{v_D}{nV_T}} + \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{v_D}{V_0}\right)^m}$$

شکل 2.76: ڈایوڈ کا سپائٹ ریاضی نمونہ

جدول 2.4 ڈایوڈ کے سپائٹ ریاضی نمونے کے تمام اجزاء اور ان کے عمومی قیمتیں پیش کرتا ہے۔ اگر سپائٹ پروگرام استعمال کرتے وقت ان اجزاء کی قیمتیں فراہم نہ کی جائیں تو سپائٹ پروگرام جدول 2.4 میں دئے گئے قیمتیں استعمال کرتا ہے۔



شکل 2.77: اٹلے برقی رو کی ناپ

سوالات

سوال 2.1: ایک ڈایوڈ جس کا $n = 1$ کے برابر ہے میں 1 mA برقی رو گزرتے وقت اس پر 0.61 V کا برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ اس ڈایوڈ پر جب 0.66 V برقی دباؤ پایا جائے تو اس میں برقی رو حاصل کریں۔ اس ڈایوڈ کی I_S حاصل کریں۔

$$I_S = 2.53 \times 10^{-14} \text{ A}, 7.389 \text{ mA}$$

سوال 2.2: ایک ڈایوڈ کو 0.57 mA اور 8.167 mA پر چلاتے ہوئے اس پر 0.65 V اور 0.72 V برقی دباؤ پائے جاتے ہیں۔ اس ڈایوڈ کی n اور I_S حاصل کریں۔

$$I_S = 10^{-14} \text{ A}, n = 1.05$$

سوال 2.3: اٹلے مائل ڈایوڈ سے دستا برقی رو کو ناپنے کے لئے شکل 2.77 الف میں دکھایا دور استعمال کرتے ہیں۔ اتنا حساس اشارہ ناپنے کی خاطر نہایت زیادہ داخلی مزاحمت رکھنے والا آلہ استعمال کیا جاتا ہے۔ 30°C پر شکل میں $V_o = 0.2 \text{ V}$ ناپا جاتا ہے۔ 60°C اور 0°C پر کیا ناپے جائیں گے۔ $R = 500 \text{ k}\Omega$ ہے۔

$$I_S = 1.6 \text{ V}, 0.025 \text{ V}$$

سوال 2.4: شکل 2.77 ب میں دونوں ڈایوڈ بالکل یکساں ہیں جن کا $n = 1$ اور $I_D = 10 \text{ mA}$ پر $V_D = 0.62 \text{ V}$ ہے۔ 25°C پر $V_o = 0.11 \text{ V}$ ناپا جاتا ہے۔

• الٹا دستا برقی رو حاصل کریں۔

• الثا دستا برقی دو لبریزی برقی رو I_S کے کتنے گنا ہے۔

جوابات: 13.8 pA، 81.45

سوال 2.5: ایک ڈایوڈ کی برقی رو دگنی کر دی جاتی ہے۔ $n = 1$ اور $n = 2$ کی صورت میں برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 17.328 mV، 34.657 mV

سوال 2.6: ایک ڈایوڈ کی برقی رو دس گنا کر دی جاتی ہے۔ $n = 1$ اور $n = 2$ کی صورت میں برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 57.56 mV، 115 mV

سوال 2.7: ایک ڈایوڈ میں یکدم 2 A گزارنے سے اس پر شروع میں $V_D = 0.69$ V پائے جاتے ہیں جو کچھ دیر میں گھٹتے ہوئے 0.64 V ہو کر اسی قیمت پر رہتے ہیں۔ برقی رو گزارنے سے ڈایوڈ کی اندرونی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔ گرم ہونے کے بعد ڈایوڈ میں برقی طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔ نی واٹ طاقت کے ضیاع سے درجہ حرارت میں اضافہ حاصل کریں۔ اس کو ڈایوڈ کی حواری مزاحمت²⁰⁴ کہتے ہیں۔

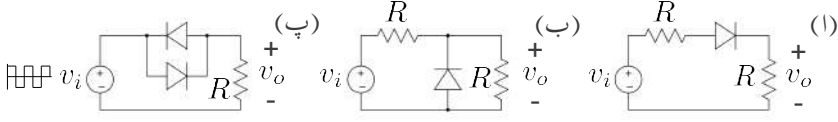
جوابات: 25 °C، 1.28 W اور 19.53 °C/W

سوال 2.8: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈایوڈ تصور کرتے ہوئے مستطیل داخلی اشارہ v_i سے خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا حیطہ ∓ 1 V لیں۔

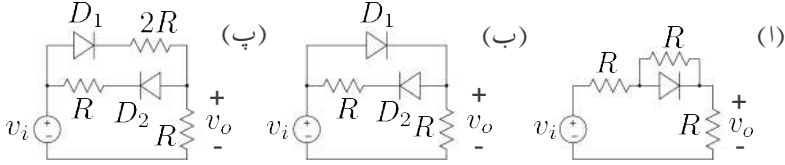
جوابات: الف) صرف مثبت 0.5 V حیطے کا مستطیل اشارہ۔ ب) صرف مثبت 0.5 V حیطے کا مستطیل اشارہ۔ پ) بالکل داخلی اشارے کی طرح ∓ 1 V کا مستطیل اشارہ۔

سوال 2.9: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں سیدھے ڈایوڈ پر 0.7 V کا گھٹا لیتے ہوئے مستطیل داخلی اشارہ v_i سے خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا حیطہ ∓ 1 V لیں۔

جوابات: الف) مستطیل اشارہ جس کا مثبت حیطہ 0.15 V جبکہ منفی حیطہ صفر وولٹ ہے۔ ب) مستطیل جس کا مثبت حیطہ 0.5 V جبکہ منفی حیطہ -0.7 V ہے۔ پ) مستطیل ∓ 0.3 V حیطے۔



شکل 2.78: ڈایوڈ کے سوالات



شکل 2.79: ڈایوڈ کے دیگر سوالات

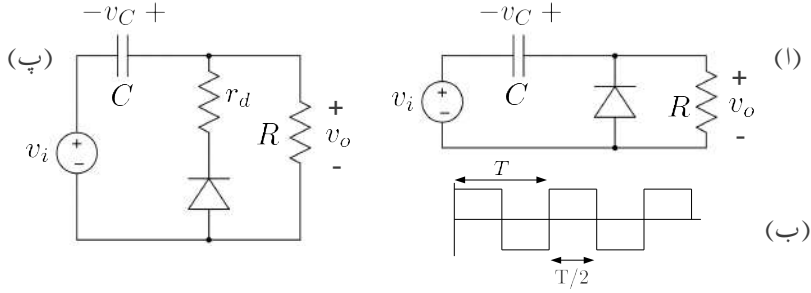
سوال 2.10: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈایوڈ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے v_i کو سائن-نما لیتے ہوئے خارجی اشارے v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا حیثہ $\mp 1V$ لیں۔

سوال 2.11: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں سیدھے مائل ڈایوڈ پر $0.7V$ برقی دباؤ کا گھٹاؤ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے v_i کو سائن-نما لیتے ہوئے خارجی اشارے v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا حیثہ $\mp 1V$ لیں۔

سوال 2.12: شکل 2.79 میں $\mp 15V$ حیثے کا مستطیل داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ کامل ڈایوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارات حاصل کریں۔

حل: (ا) مثبت داخلی اشارے کی صورت میں ڈایوڈ سیدھا مائل ہو گا۔ یوں $v_o = 7.5V$ ہو گا۔ منفی داخلی اشارے کے وقت ڈایوڈ الٹا مائل ہو گا لہذا $v_o = 5V$ ہو گا۔ (ب) مثبت v_i کے وقت D_1 سیدھا مائل اور یوں $v_o = 15V$ ہو گا۔ منفی v_i کی صورت میں D_2 سیدھا مائل ہو گا لہذا $v_o = -7.5V$ ہو گا۔ (پ) مثبت v_i پر $v_o = 5V$ جبکہ منفی v_i پر $v_o = -7.5V$ ہے۔

سوال 2.13: شکل 2.80 الف میں شکنجہ دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا گیا تار مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے جس کا حیثہ $\mp 10V$ ہے۔ $RC = \frac{T}{2}$ کی صورت میں کامل ڈایوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارے کا خط کھینچیں۔



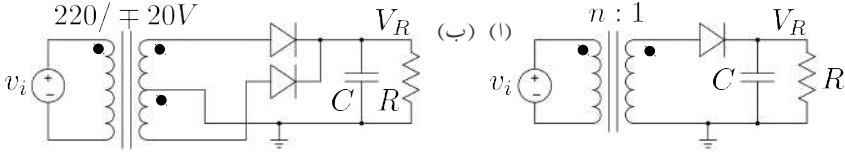
شکل 2.80: کلیجہ

جواب: داخلی اشارہ منفی ہوتے ہی خارجی اشارہ 0V ہو جاتا ہے جبکہ کپیسٹر جلدی سے $v_C = 10V$ پر پہنچتا ہے۔ داخلی اشارہ مثبت ہوتے ہی خارجی اشارہ 20V ہو جاتا ہے جو $T/2$ سیکنڈوں میں گھٹتے ہوئے 7.36V رہ جاتا ہے۔

سوال 2.14: شکل 2.80 پ میں ڈایوڈ کی مزاحمت r_d کو واضح دکھاتے ہوئے شکنچہ دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگاتار مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے جس کا حیطہ $\mp 10V$ ہے۔ $RC = \frac{T}{2}$ اور $r_d C \ll T$ کی صورت میں خارجی اشارے کا خط کھینچیں۔

جواب: پچھلے سوال کی طرح داخلی اشارہ مثبت ہونے کے لمحے پر $v_C = 10V$ اور خارجی اشارہ 20V ہوتا ہے۔ $\frac{T}{2}$ سیکنڈ بعد خارجی اشارہ 7.36V جبکہ $v_C = -2.64V$ ہوتے ہیں۔ جیسی ہی داخلی اشارہ منفی ہوتا ہے اس لمحہ $v_o = -12.64V$ ہو گا۔ $r_d C \ll T$ ہونے کے ناطے یہ صورت زیادہ دیر نہیں پائی جائے گی اور جلد ہی کپیسٹر r_d کے راستے 10V پر پہنچ جائے گا جس سے $v_o = 0V$ ہو جائے گا۔ یوں داخلی اشارہ منفی ہونے کے لمحات پر خارجی اشارے پر منفی سوئی نما برقی دباؤ پایا جائے گا۔

سوال 2.15: شکل 2.81 الف میں گھریلو واپڈا²⁰⁵ کی بجلی استعمال کرتے ہوئے بارہ وولٹ کی منبع بنائی گئی ہے۔ $R_L = 1.2k\Omega$ ہے جبکہ یک سمتی برقی دباؤ میں بل $\mp 1V$ سے کم رکھنا ہے۔ ٹرانسفارمر کی شرح $n : 1$ اور کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ واپڈا 50 Hz تعدد کی $\sqrt{2} \times 220 \cos \omega t$ ہے جس کی موثر²⁰⁶ قیمت 220V ہے۔ ڈایوڈ پر برقی دباؤ کے گھٹاؤ کو نظر انداز کریں۔



شکل 2.81: بارہ وولٹ کے برقی دباؤ کی منبع

جوابات: $n = 23.93$ ، $100 \mu\text{F}$

سوال 2.16: شکل 2.81 ب میں قدر مختلف ٹرانسفارمر استعمال کرتے ہوئے دو ڈیوڈ کی مدد سے مکمل سمت کار حاصل کیا گیا ہے۔ ٹرانسفارمر کے داخلی جانب گزشتہ سوال کی طرح واپڈا کی بجلی فراہم کی گئی ہے۔ ٹرانسفارمر کے داخلی جانب 220 V موثر قیمت کا برقی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے۔ خارجی جانب ٹرانسفارمر کے درمیانے پینا کو برقی زمین تصور کرتے ہوئے باقی دو پینوں پر آپس میں الٹ ٹیس وولٹ حاصل ہوتے ہیں۔ $R = 50 \Omega$ اور $C = 4700 \mu\text{F}$ کی صورت میں خارجی یک سمتی برقی دباؤ V_R اور اس میں بل حاصل کریں۔ کامل ڈیوڈ تصور کریں۔

جوابات: تقریباً 27.68 V ، تقریباً $\mp 0.6 \text{ V}$

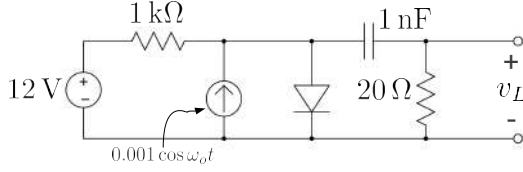
سوال 2.17: $I_S = 5 \text{ fA}$ کے ڈیوڈ کے برقی دباؤ بالمتقابل برقی رو کا خط کھینچیں۔ اس پر سے چالو کردہ برقی دباؤ کا تخمینہ لگائیں۔

سوال 2.18: ڈیوڈ پر برقی دباؤ 50 mV بڑھانے سے برقی رو i_{D1} اور i_{D2} کی شرح حاصل کریں۔ یہی شرح 100 mV ، 200 mV اور 500 mV کے لئے بھی حاصل کریں۔

سوال 2.19: برقی رو دس گنا کرنے سے ڈیوڈ کے برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔ برقی رو سو گنا کرنے سے ڈیوڈ کے برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 115 mV ، 57 mV

سوال 2.20: ڈیوڈ کے مساوات $i_D = I_0 e^{\frac{v_D}{V_T}}$ کا مکلازن سلسلہ ²⁰⁷ حاصل کریں۔ اگر $v_D \ll V_T$ ہو تب اس سلسلہ کے صرف پہلے دو جزو لیتے ہوئے ثابت کریں کہ $i_D \approx I_D + \frac{v_d}{r_d}$ لکھا جاسکتا ہے جہاں $r_d = \frac{V_T}{I_D}$ کے برابر ہے۔



شکل 2.82: دہرانے کے طریقے کی مثال

سوال 2.21: شکل 2.82 میں ڈایوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔ $I_S = 10 \text{ fA}$ اور V_T کو 25 mV لیتے ہوئے ڈایوڈ میں یک سمتی برقی رو دہرانے کے طریقے²⁰⁸ سے حاصل کریں۔

جواب: $V_D = 0.7 \text{ V}$ تصور کرتے ہوئے 11.3 mA حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے V_D کی قیمت 0.69383 V حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح متواتر حل کرتے ہوئے 11.306 mA ، 0.69384 V ، 11.306 mA حاصل ہوتے ہیں۔ یوں اس آخری جواب کو یک سمتی برقی رو لیا جاتا ہے۔

سوال 2.22: مندرجہ بالا مثال کے نتائج استعمال کرتے ہوئے $\omega_0 = 5 \times 10^6 \text{ rad/s}$ ، $\omega_0 = 5 \times 10^8 \text{ rad/s}$ اور $\omega_0 = 5 \times 10^{10} \text{ rad/s}$ پر شکل میں بدلتا برقی دباؤ v_L حاصل کریں۔

جوابات:

$$r_d = 2.2 \Omega$$

$$0.000044 \cos(5 \times 10^6 t + 1.55)$$

$$0.0018 \cos(5 \times 10^8 t + 0.42)$$

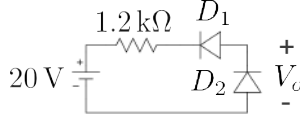
$$0.00198 \cos(5 \times 10^{10} t + 0.0045)$$

سوال 2.23: ڈایوڈ کے خط کے گول حصے کو دیکھتے ہوئے یوں معلوم ہوتا ہے جیسے یہ $y = x^2$ کا خط ہے۔ ڈایوڈ کے خط کو کبھی کبھار سادہ بنانے کے غرض سے $i_D = \alpha v_D^2$ لکھا جاتا ہے۔ شکل 2.83 میں بالکل یکساں ڈایوڈ استعمال کئے گئے ہیں جن کی مساوات بھی شکل میں دی گئی ہے۔ V_0 حاصل کریں۔

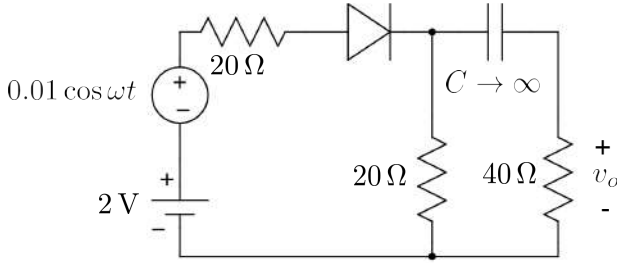
$$V_0 = 10 - 600I_0 \text{ : جواب}$$

سوال 2.24: شکل 2.84 میں $V_D = 0.68 \text{ V}$ پر ڈایوڈ میں $I_D = 30 \text{ mA}$ گزارتا ہے۔

$$i_D = \begin{cases} 2 \times 10^{-3} v_D^2, & v_D \geq 0 \\ -I_o, & v_D < 0 \end{cases}$$



شکل 2.83: ڈایوڈ کی مربع مساوات



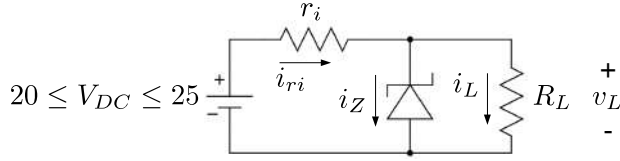
شکل 2.84: خط بوجھ کا سوال

1. ڈایوڈ کے خط پر یک سمتی خط بوجھ کھینچ کر نقطہ مائل حاصل کریں۔
2. نقطہ مائل پر ڈایوڈ کی مزاحمت r_d حاصل کریں۔
3. بدلتا برقی دباؤ v_o حاصل کریں۔
4. نقطہ مائل پر بدلتی رو، خط بوجھ کھینچیں۔

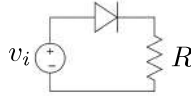
جوابات: $0.0019 \cos \omega t$ ، 36.7Ω ، $(0.68 \text{ V}, 33 \text{ mA})$

سوال 2.25: شکل 2.85 میں دکھائے زینر ڈایوڈ پر اس وقت تک 12V کا برقی دباؤ برقرار رہتا ہے جب تک اس میں 2mA تا 200mA کا برقی رو گزر رہا ہو۔ $R_L = 60 \Omega$ ہے۔

1. r_i کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر یک سمتی برقی دباؤ 20V تا 25V تبدیل کرتے ہوئے زینر ڈایوڈ پر 12V برقرار رہیں۔



شکل 2.85: زیئر ڈیوڈ کا سوال



شکل 2.86: ڈیوڈ کی برقی رو

2. زیئر ڈیوڈ میں زیادہ سے زیادہ طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔

جوابات: جب تک زیئر پر بارہ وولٹ رہیں تب تک $i_L = \frac{12}{60} = 0.2 \text{ A}$ رہے گا۔ لہذا داخلی برقی دباؤ تبدیل کرنے سے صرف زیئر ڈیوڈ میں برقی رو تبدیل ہوتا ہے۔ 20 V پر زیئر میں کم سے کم 2 mA رکھتے ہوئے $i_{ri} = 0.202 \text{ A}$ ہو گا جس سے $r_i = 39.6 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ داخلی برقی دباؤ 30 V کرنے سے $i_{ri} = \frac{25-12}{39.6} = 0.3282 \text{ A}$ ہو گا۔ یوں $i_Z = 0.3282 - 0.2 = 0.1282 \text{ A}$ اور طاقت کا ضیاع 1.5384 W ہو گا۔

سوال 2.26: شکل 2.85 میں بدلتے مزاحمت R_L اور بدلتے داخلی برقی دباؤ کی صورت میں v_L کو زیئر ڈیوڈ کے مدد سے برقرار رکھا گیا ہے۔ اس سوال میں R_L کی قیمت 150Ω تا 1200Ω جبکہ داخلی برقی دباؤ 20.2 V تا 20.2 V تبدیل ہو سکتے ہیں۔ گزشتہ سوال میں اس زیئر ڈیوڈ کے خصوصیات بیان کئے گئے ہیں۔

1. درکار r_i کی قیمت حاصل کریں۔

2. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے 150Ω بوجھ اور 20.2 V داخلی برقی دباؤ پر i_L ، i_{ri} اور i_Z حاصل کریں۔

3. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے 150Ω بوجھ اور 25 V داخلی برقی دباؤ پر i_L ، i_{ri} اور i_Z اور حاصل کریں۔

4. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے 1200Ω بوجھ اور 20.2 V داخلی برقی دباؤ پر i_{ri} ، i_L اور i_Z حاصل کریں۔

5. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے 1200Ω بوجھ اور 25 V داخلی برقی دباؤ پر i_{ri} ، i_L اور i_Z حاصل کریں۔

جوابات:

$$1. \quad r_i = 100 \Omega$$

$$2. \quad i_L = 80 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 82 \text{ mA}, \quad i_Z = 2 \text{ mA}$$

$$3. \quad i_L = 80 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 130 \text{ mA}, \quad i_Z = 50 \text{ mA}$$

$$4. \quad i_L = 10 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 82 \text{ mA}, \quad i_Z = 72 \text{ mA}$$

$$5. \quad i_L = 10 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 130 \text{ mA}, \quad i_Z = 120 \text{ mA}$$

سوال 2.27: سوال 2.26 میں $r_i = 100 \Omega$ استعمال کیا جاتا ہے۔ داخلی برقی دباؤ 20.2 V کی صورت میں $R_L = 50 \Omega$ کر دیا جاتا ہے۔ اس صورت میں i_L ، v_L اور i_Z حاصل کریں۔

جوابات: 6.7333 V ، 134.666 mA اور زینر گنٹھنے سے کم برقی دباؤ پر زینر ڈایوڈ میں برقی رو 0 A ہوتی ہے۔

سوال 2.28: شکل 2.86 میں آدھاسمت کار دکھایا گیا ہے جسے $v_i = 310 \cos \omega t$ داخلی برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے۔ استعمال شدہ ڈایوڈ زیادہ سے زیادہ 1 A کی اوسط برقی رو برداشت کر سکتا ہے۔ مزاحمت کی کم سے کم ممکنہ قیمت حاصل کریں۔

جواب: ڈایوڈ آدھے لہر کے لئے چالو رہتا ہے۔ آدھے لہر کی اوسط برقی رو $\frac{V_p}{\pi R}$ کے برابر ہے۔ یوں $R = 98.676 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

الباب 3

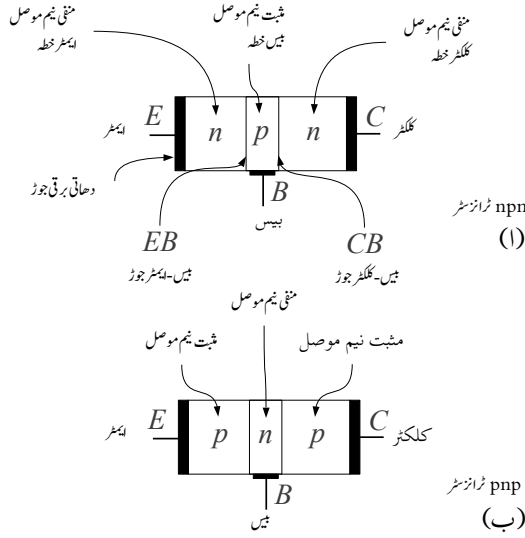
ٹرانزسٹر (دو جوڑ ٹرانزسٹر)

برقیات میں دو اقسام کے پرزہ جات پائے جاتے ہیں۔ ان میں مزاحمت، کپیسٹر، امالہ اور ڈاپوڈ کو غیر عامل¹ پرزہ جات پکارا جاتا ہے جبکہ ٹرانزسٹر² کے دیگر اقسام کو عامل³ پرزہ جات پکارا جاتا ہے۔ برقیات کی ترقی ٹرانزسٹر کی ایجاد کی وجہ سے ہے۔ اس باب میں دو جوڑ والے ٹرانزسٹر پر غور کیا جائے گا۔ دو جوڑ والے ٹرانزسٹر کو عموماً صرف ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ اگلے باب میں برقی میدان سے چلنے والے ٹرانزسٹر پر غور کیا جائے گا۔ برقی میدان سے چلنے والے ٹرانزسٹر کو اس کتاب میں میدانی ٹرانزسٹر⁴ کہا جائے گا۔

3.1 ٹرانزسٹر کی ساخت اور اس کی بنیادی کارکردگی

شکل 3.1 میں دو اقسام کے ٹرانزسٹروں کی بناوٹ دکھائی گئی ہے۔ شکل الف میں دو منفی نیم موصل خطوں کے مابین ایک مثبت نیم موصل خطہ سمیٹا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو منفی۔ جمع۔ منفی ٹرانزسٹر یا npn ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ ان تین نیم موصل خطوں کو اہمتر خطہ⁵، بیس خطہ⁶ اور کلکٹر خطہ⁷ کہتے ہیں۔ شکل میں ان کی وضاحت کی گئی

passive¹
transistor²
active³
field effect transistor⁴
emitter⁵
base⁶
collector⁷

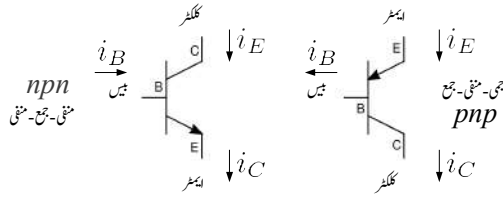


شکل 3.1: منفی-جمع، منفی ٹرانزسٹر اور جمع-منفی-جمع ٹرانزسٹر کی بناوٹ

ہے۔ اس کے برعکس شکل ب میں دو مثبت نیم موصل خطوں کے مابین ایک منفی نیم موصل خطہ سمیٹا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو جمع-منفی-جمع ٹرانزسٹر یا pnp ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کے تین برقی سرے ہیں جنہیں ایمٹر⁸، کلکٹر⁹ اور بیس¹⁰ کہتے ہیں۔ اس ٹرانزسٹر میں منفی نیم موصل n اور مثبت نیم موصل p خطوں کے درمیان دو p-n جوڑ ہیں جنہیں بیس-ایمٹر BE جوڑ اور بیس-کلکٹر BC جوڑ کہتے ہیں۔

شکل 3.2 میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے دو اقسام کے علامات دکھائے گئے ہیں۔ بیس-ایمٹر جوڑ پر تیر کا نشان ٹرانزسٹر میں اس جوڑ سے گزرتی برقی رو کی صحیح سمت دکھلاتا ہے۔ یوں npn ٹرانزسٹر میں ایمٹر سرے سے برقی رو i_E باہر کی جانب کو جبکہ باقی دو سروں پر برقی رو ٹرانزسٹر کے اندر جانب کو ہوگی۔ pnp ٹرانزسٹر میں ایمٹر سرے پر برقی رو اندر جانب کو جبکہ باقی دو سروں پر برقی رو کی سمت ٹرانزسٹر کے باہر جانب کو ہوگی۔ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ اور بیس-کلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل یا الٹا مائل کر کے ٹرانزسٹر کو تین مختلف طریقوں پر چلایا جا سکتا ہے۔ جدول 3.1

emitter⁸
collector⁹
base¹⁰



شکل 3.2: ٹرانزسٹر کے علامات

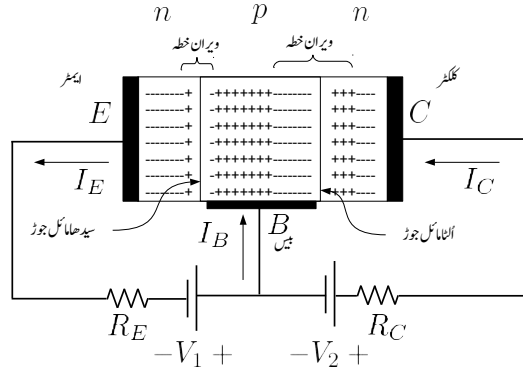
جدول 3.1: ٹرانزسٹر کے تین مختلف انداز کارکردگی

انداز کارکردگی	بیس-ایمیٹر جوڑ	بیس-کلکٹر جوڑ
افزائندہ حال	سیدھامائل	غیر چالو یا الٹامائل
غیر افزائندہ حال	سیدھامائل	چالو
منقطع حال	الٹامائل	الٹامائل

میں ٹرانزسٹر مائل کرنے کے تین ممکنہ طریقے دکھائے گئے ہیں۔ ٹرانزسٹر کو بطور ایمپلیفائر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ حال میں رکھا جاتا ہے۔ عددی ادوار¹¹ میں ٹرانزسٹر کے غیر افزائندہ حال اور منقطع حال دونوں استعمال ہوتے ہیں۔

3.2 افزائندہ حال منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل 3.3 میں منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کو اس طرح برقی دباؤ مہیا کئے گئے ہیں کہ اس کا بیس-ایمیٹر BE جوڑ سیدھامائل جبکہ اس کا بیس-کلکٹر BC جوڑ الٹامائل ہو۔ یوں بیس-ایمیٹر BE جوڑ پر پیداویران خطے کی لمبائی کم ہو جائے گی جبکہ بیس-کلکٹر BC جوڑ پر پیداویران خطے کی لمبائی بڑھ جائے گی۔ شکل میں منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کے برقی سروں پر برقی رو کی سمتیں دکھائی گئی ہیں۔ شکل میں بیس خطے کے لمبائی کو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے۔ npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی کا دارومدار دو n خطوں کا انتہائی قریب قریب ہونے پر ہے۔ یوں حقیقت میں بیس خطے کی لمبائی چند مائیکرو میٹر μm ہوتی ہے۔ شکل 3.4 میں اس ٹرانزسٹر میں باروں کے حرکت کی وضاحت کی گئی ہے۔ بیس-ایمیٹر جوڑ بالکل ڈیوڈ کی مانند عمل کرتا ہے۔ بیرونی برقی دباؤ کی وجہ سے آزاد الیکٹران ایمیٹر خطے سے



شکل 3.3: ٹرانزسٹر-ایسٹریٹس جوڑ سیدھائل جبکہ ہیں۔ کلکٹر جوڑ اٹنائل کیا گیا ہے

ہیں خپے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان الیکٹرانوں کو شکل میں مداخل الیکٹران¹² کہا گیا ہے۔ اسی طرح ہیں خپے سے آزاد خول ایسٹریٹس میں داخل ہوتے ہیں۔ ان خولوں کو شکل میں مداخل خول¹³ کہا گیا ہے۔ منفی-جمع۔ منفی ٹرانزسٹر کی کارکردگی مداخل الیکٹرانوں پر منحصر ہوتی ہے جبکہ مداخل خول اس میں کوئی کردار ادا نہیں کرتے۔ چونکہ مداخل الیکٹرانوں کی تعداد ایسٹریٹس میں ملاوٹی ایٹوں کی تعدادی کثافت¹⁴ N_D پر منحصر ہے جبکہ مداخل خولوں کی تعداد ہیں خپے میں ملاوٹی ایٹوں کی تعدادی کثافت N_A پر منحصر ہے لہذا ٹرانزسٹر کے ایسٹریٹس میں N_D کی قیمت میں خپے میں N_A کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل 3.5 میں منفی-جمع۔ منفی $n-p-n$ ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ روایتی برقی رو اور الیکٹران کے بہاؤ کی سمتیں آپس میں الٹ ہوتی ہیں لہذا اس ٹرانزسٹر کے ایسٹریٹس پر الیکٹران کا بہاؤ اندر کی جانب ہو گا۔ فرض کریں کہ ایسٹریٹس پر ہر سینٹڈ x الیکٹران ٹرانزسٹر میں داخل ہوتے ہیں۔ الیکٹران کا برقی بار¹⁵ $-q$ لکھتے ہوئے یوں ایسٹریٹس پر برقی رو I_E کی قیمت

$$(3.1) \quad I_E = xq$$

ہو گی۔ بیرونی برقی دباؤ ہیں۔ ایسٹریٹس کو سیدھا مائل کتنے ہوئے ہے۔ یوں اس جوڑ میں بالکل سیدھے مائل ڈاؤنڈ کی طرح برقی رو کا گزر ہو گا اور تمام کے تمام x الیکٹران ہیں خپے میں پہنچ جائیں گے۔¹⁶ ہیں خپے میں مداخل

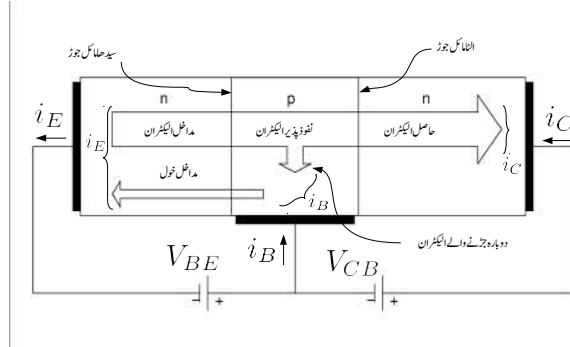
injected electrons¹²

injected holes¹³

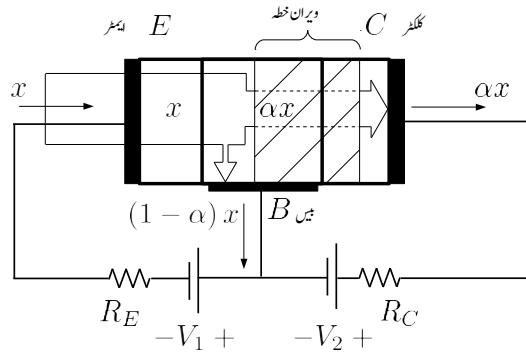
number density¹⁴

charge¹⁵

یہاں خول کے بہاؤ کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس کی بات آگے جا کر ہو گی¹⁶



شکل 3.4: npn ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت



شکل 3.5: npn ٹرانزسٹر میں الیکٹرانوں کا بہاؤ

الیکٹران ہر جانب نفوذ پذیر ہوں گے۔ جیسا پہلے ذکر ہوا میں خطے کا بیشتر حصہ ویران خطہ بن چکا ہے۔ میں خطے میں مدخل الیکٹران اس باریک لمبائی والے میں خطے سے ٹرانزسٹر کے بیرونی سرے B تک پہنچنے کی کوشش کریں گے۔ ایسے الیکٹران حرارتی توانائی کی بدولت میں خطے میں ہر جانب نفوذ پذیر ہوں گے تاہم بیرونی برقی دباؤ V_I کی وجہ سے ان کی اوسط رفتار برقی سرے B کی جانب ہوتی ہے۔ ان الیکٹرانوں میں سے متعدد الیکٹران اس سفر کے دوران نہیں۔ کلکٹر جوڑ کے ویران خطے میں داخل ہو جاتے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ اس ویران خطے سے منفی بار تیزی سے دائیں جانب یعنی کلکٹر خطے میں منتقل ہو جاتے ہیں۔ یوں x الیکٹرانوں کا بیشتر حصہ کلکٹر خطے میں پہنچ جاتا ہے اور یہاں سے ٹرانزسٹر کے بیرونی کلکٹر سرے پر پہنچ کر برقی رو I_C پیدا کرتا ہے۔ کلکٹر خطے پہنچنے والے الیکٹرانوں کی تعداد کو αx لکھا جاسکتا ہے جہاں α کی قیمت عموماً 0.9 تا 0.99 ہوتی ہے۔ یوں کلکٹر سرے پر برقی رو I_C کی قیمت

$$(3.2) \quad I_C = \alpha x q$$

ہو گی۔ بقایا الیکٹران یعنی $(1 - \alpha)x$ الیکٹران ٹرانزسٹر کے بیرونی میں سرے پہنچ کر برقی رو I_B کو جنم دیتے ہیں یعنی

$$(3.3) \quad I_B = (1 - \alpha)x q$$

ان تین مساواتوں سے حاصل ہوتا ہے

$$(3.4) \quad \begin{aligned} I_E &= x q \\ I_C &= \alpha x q = \alpha I_E \\ I_B &= (1 - \alpha)x q = (1 - \alpha)I_E \\ I_E &= I_B + I_C \end{aligned}$$

ان سے مزید حاصل ہوتا ہے

$$(3.5) \quad \begin{aligned} I_C &= \alpha I_E = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B = \beta I_B \\ I_E &= I_C + I_B = (\beta + 1)I_B \end{aligned}$$

جہاں

$$(3.6) \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

لکھا گیا ہے۔ مساوات 3.5 کو ٹکڑوں میں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$(3.7) \quad I_C = \alpha I_E$$

$$(3.8) \quad \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$(3.9) \quad I_E = (\beta + 1)I_B$$

چونکہ $\alpha \approx 1$ ہوتا ہے لہذا مساوات 3.7 سے ظاہر ہے کہ I_C کی قیمت تقریباً I_E کے برابر ہوگی۔ مساوات 3.8 سے ظاہر ہے کہ β ٹرانزسٹر کی افزائش برقی درجہ 17 ہے۔

مساوات 3.6 کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں

$$(3.10) \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

مثال 3.1: مندرجہ ذیل کے لئے β حاصل کریں۔

$$.1 \quad \alpha = 0.9$$

$$.2 \quad \alpha = 0.99$$

$$.3 \quad \alpha = 0.999$$

حل:

$$.1 \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.9}{1-0.9} = 9$$

$$.2 \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.99}{1-0.99} = 99$$

$$.3 \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.999}{1-0.999} = 999$$

current gain¹⁷

مثال 3.2: $\beta = 74$ کے لئے α حاصل کریں۔

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{74}{74 + 1} = 0.987$$

مثال 3.3: ایک ٹرانزسٹر میں ہر سیکنڈ 6×10^{15} الیکٹران ہیں۔ لیٹر جوڑ سے گزرتے ہیں۔ اگر $\alpha = 0.993$ ہو تب اس کے برقی سروں پر برقی رو حاصل کریں۔

حل: الیکٹران کا بار $-1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ لیتے ہوئے

$$I_E = -nq = 6 \times 10^{15} \times 1.6 \times 10^{-19} = 9.6 \times 10^{-4} = 0.96 \text{ mA}$$

$$(3.11) \quad I_C = \alpha I_E = 0.993 \times 0.96 \times 10^{-3} = 0.95328 \text{ mA}$$

$$I_B = I_E - I_C = 6.72 \mu\text{A}$$

ٹرانزسٹر کی اہمیت β سے منسلک ہے۔ مساوات 3.8 کہتا ہے کہ $I_C = \beta I_B$ ہے۔ یعنی کلکٹر سرے کا برقی رو بیس سرے کے برقی رو کے β گنا ہے۔ یوں اگر β کی قیمت 35 ہو تب بیس کے برقی رو کم یا زیادہ کرنے سے کلکٹر سرے پر برقی رو کی قیمت 35 گنا کم یا زیادہ ہوگی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس سرے پر تھوڑی مقدار میں برقی رو کلکٹر سرے پر زیادہ مقدار کے برقی رو کو قابو کرتی ہے۔ اس عمل کو افزائش¹⁸ کہتے ہیں۔ یوں β کو ٹرانزسٹر کی افزائش برقی دو¹⁹ کہیں گے۔ ٹرانزسٹر کے افزائش کی صلاحیت ہی کی وجہ سے برقیات کے میدان کا وجود ہے۔

¹⁸ gain
¹⁹ current gain

ٹرانزسٹر کا BE جوڑ بالکل سادہ ڈایوڈ کی طرح کردار ادا کرتا ہے۔ یوں اس جوڑ کے برقی رو کو

$$I_E = I'_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

لکھتے ہوئے

$$I_C = \alpha I'_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_B = \frac{\alpha I'_S}{\beta} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر ہم $\alpha I'_S$ کو I_S لکھیں تب ان مساوات کو

$$I_E = \frac{I_C}{\alpha} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

(3.12)

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کتاب میں مساوات 3.12 ہی استعمال کئے جائیں گے۔ آپ نے دیکھا کہ I_B کم یا زیادہ کرنے سے I_C بھی کم یا زیادہ ہوتی ہے۔ حقیقت میں V_{BE} کم یا زیادہ کرنے سے I_B کم یا زیادہ کیا جاتا ہے۔ ہمیں ایسٹر جوڑ پر برقی دباؤ V_{BE} کم یا زیادہ کرنے سے I_E مساوات 3.12 کے تحت کم یا زیادہ ہوگی اور I_B بھی کم یا زیادہ ہوگی۔ I_C اور I_B کی شرح β رہے گا۔

اب تک کی گفتگو سے ظاہر ہے کہ npn ٹرانزسٹر میں مداخلت خولوں کا I_C کے پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اسی لئے جیسا شروع میں ذکر ہوا مداخلت خولوں کی تعداد کم سے کم رکھی جاتی ہے۔

مندرجہ بالا گفتگو میں ہمیں کلکٹر جوڑ کو اُلٹ مائل رکھا گیا۔ اُلٹے مائل ڈایوڈ کی طرح اس جوڑ میں الٹی جانب برقی رو I_S گزرے گی۔ ڈایوڈ کی طرح حقیقت میں الٹی برقی رو کی اصل قیمت تجزیہ سے حاصل I_S کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے اور اس کی قیمت الٹی برقی دباؤ پر منحصر ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر میں اس برقی رو کو I_{CB0} لکھا

جاتا ہے۔ I_{CB0} سے مراد ایمر سرے کو کھلے سرے رکھتے ہوئے ہیں۔ کلکٹر جوڑ پر الٹی برقی رو ہے۔ اوپر مساوات حاصل کرتے وقت I_{CB0} کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ یوں حقیقت میں

$$(3.13) \quad I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$$

کے برابر ہے۔ I_{CB0} کی قیمت درجہ حرارت 10°C بڑھانے سے تقریباً دگنی ہوتی ہے۔ جدید ٹرانزسٹروں میں I_{CB0} قابل نظر انداز ہوتا ہے لہذا اس کتاب میں ہم I_{CB0} کو نظر انداز کریں گے۔

npn ٹرانزسٹر اسی صورت افزائندہ رہتا ہے جب اس کے ہیں۔ ایمر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ اس کے ہیں۔ کلکٹر جوڑ کو غیر چالو رکھا جائے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال رکھنے کی خاطر اس کے ہیں۔ کلکٹر جوڑ پر برقی دباؤ V_{BE} مثبت رکھی جاتی ہے جبکہ اس کے ہیں۔ کلکٹر جوڑ پر برقی دباؤ V_{BC} کو یا تو منفی رکھا جاتا ہے اور یا اسے چالو کردہ برقی دباؤ یعنی 0.5V سے کم رکھا جاتا ہے۔ سیدھے مائل ہیں۔ ایمر جوڑ پر کسی بھی سیدھے مائل جمع۔ منفی جوڑ کی طرح برقی دباؤ کو 0.7V تصور کیا جاتا ہے۔

اب تک کے بحث میں β کو مستقل تصور کیا گیا۔ درحقیقت میں β کی قیمت از خود i_C پر منحصر ہوتی ہے۔ شکل 3.6 میں کسی ایک ٹرانزسٹر کو مثال بناتے ہوئے β اور i_C کا تعلق دکھایا گیا ہے۔ کسی بھی ٹرانزسٹر کو عموماً کسی خاص برقی رو کے لگ بھگ استعمال کیا گیا جاتا ہے۔ شکل میں اس کی نشاندہی کی گئی ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس خطے میں β کی قیمت بہت زیادہ تبدیل نہیں ہوتی اور یوں β میں تبدیلی کو نظر انداز کرتے ہوئے اس خطے میں اوسط β کے قیمت کو ٹرانزسٹر کا β تصور کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں i_C کے تبدیلی سے β کے تبدیلی کو نظر انداز کیا جائے گا۔

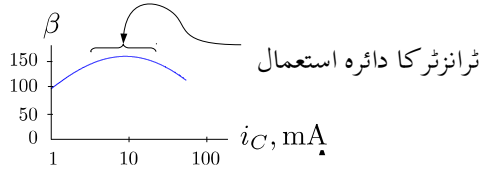
β دو یک سمتی برقی رو یعنی I_C اور I_B کی شرح ہے جسے عموماً h_{FE} بھی لکھا جاتا ہے یعنی

$$(3.14) \quad \beta = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

ٹرانزسٹر کو اشارے کی افزائش کے لئے استعمال کیا جاتا ہے جو کہ یک سمتی نہیں بلکہ بدلتا برقی دباؤ یا بدلتی برقی رو ہوتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے ہمیں اس کے $\frac{i_C}{i_B}$ یعنی $\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$ سے زیادہ دلچسپی ہے۔ اس شرح کو h_{fe} کہتے ہیں یعنی

$$(3.15) \quad h_{fe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{i_C}{i_B}$$

یوں h_{FE} کو ٹرانزسٹر کا یک سمتی افزائش برقی رو جبکہ h_{fe} کو اس کا بدلتا افزائش برقی رو کہا جاتا ہے۔ اگرچہ h_{FE} اور h_{fe} کے قیمتیں مختلف ہوتی ہیں لیکن ان میں فرق بہت زیادہ نہیں ہوتا۔ اس کتاب میں h_{FE} اور h_{fe} میں فرق کو نظر انداز کرتے ہوئے انہیں ایک ہی قیمت کا تصور کرتے ہوئے β سے ظاہر کیا جائے گا۔



شکل 3.6: افزائش بالمقابل برقی رو

3.3 غنیرافزائندہ کردہ برقی دباو

شکل 3.7 میں ٹرانزسٹر کے سیدھے ماٹل بیس-ایمیٹر جوڑ پر $V_{BE} = 0.7V$ جبکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ پر $V_{BC} = 0.5V$ دکھائے گئے ہیں۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے اس صورت میں برقی دباو V_{CE} کی قیمت $0.2V$ ہوتی ہے۔ اگر بیس-کلکٹر جوڑ پر برقی دباو کو اس حد (یعنی چالو کردہ برقی دباو) سے بڑھایا جائے تو V_{CE} کی قیمت $0.2V$ سے کم ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر غیر افزائندہ صورت اختیار کر لے گا۔ لہذا افزائندہ حال ٹرانزسٹر پر برقی دباو V_{CE} کی قیمت $0.2V$ سے زیادہ رہتی ہے۔ V_{CE} کے اس قیمت کو ٹرانزسٹر کا غیر افزائندہ برقی دباو غیرافزائندہ V_{CE} کہتے ہیں²⁰ یعنی

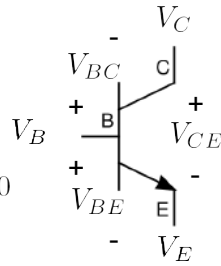
$$(3.16) \quad V_{CE, \text{غیرافزائندہ}} = 0.2V$$

3.4 افزائندہ حال جمع-منفی-جمع pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل 3.8 میں pnp ٹرانزسٹر کے بیس-ایمیٹر جوڑ کو سیدھا ماٹل جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ کو الٹا ماٹل کرتے ہوئے اسے افزائندہ محطے میں رکھا گیا ہے۔ pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی بالکل nnp ٹرانزسٹر کی طرح ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ nnp ٹرانزسٹر میں برقی رو کا وجود ٹرانزسٹر میں الیکٹرانوں کی حرکت سے ہوتا ہے جبکہ pnp ٹرانزسٹر میں برقی رو کا وجود ٹرانزسٹر میں خولوں کی حرکت سے ہوتا ہے۔

الباب 3. ٹرانزسٹر (دوجوڈ ٹرانزسٹر)

$$\begin{aligned}
 V_{BC} &= V_B - V_C \\
 V_{BE} &= V_B - V_E \\
 V_{CE} &= V_C - V_E \\
 V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} &= 0 \\
 V_{CE} &= V_{BE} - V_{BC} \\
 &= 0.7 - 0.5 \\
 &= 0.2 \text{ V}
 \end{aligned}$$



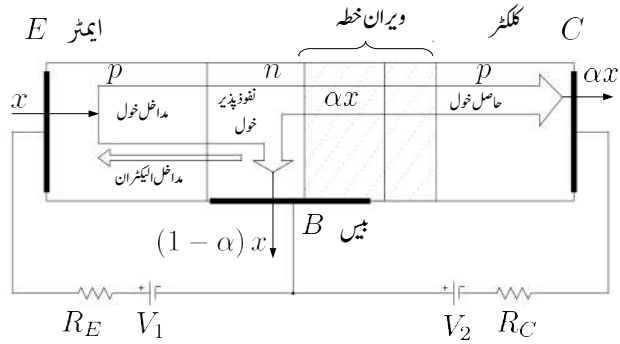
سیدھامائل جوڈ

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{BC} = 0.5 \text{ V}$$

چالو کردہ برقی دباؤ

شکل 3.7: ٹرانزسٹر کی غیر افترائندہ کردہ برقی دباؤ



شکل 3.8: pnp ٹرانزسٹر میں خول کا بہاؤ

جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، بیرونی لاگو برقی دباؤ V_1 ایسٹر-میں جوڑ کو سیدھا مائل کرتا ہے جس سے ایسٹر سے بیس خطے میں خول داخل ہوتے ہیں اور بیس خطے سے ایسٹر خطے میں الیکٹران داخل ہوتے ہیں۔ چونکہ بیس خطے میں الیکٹران کی تعدادی کثافت ایسٹر میں خول کی تعدادی کثافت سے کئی درجے کم رکھی جاتی ہے لہذا ایسٹر سے بیس خطے میں داخل ہونے والے خولوں کی تعداد بیس سے ایسٹر داخل ہونے والے الیکٹرانوں کی تعداد سے کئی درجے زیادہ ہوتی ہے۔ بیس خطے کی لمبائی نہایت کم ہوتی ہے اور یوں بیس خطے میں داخل ہونے والے خولوں کا بیشتر حصہ بیس-کلکٹر جوڑ پر پائے جانے والے ویران خطے تک پہنچتا ہے۔ ویران خطے میں خول داخل ہوتے ہی یہاں پائے جانے والے برقی میدان کی وجہ سے کلکٹر میں دھکیل دئے جاتے ہیں۔ یوں ایسٹر سے بیس میں خارج کئے جانے والے خولوں کا بیشتر حصہ کلکٹر پہنچ کر I_C پیدا کرتا ہے۔ کلکٹر کے دھاتی جوڑ پر پہنچنے والا ہر خول، ٹرانزسٹر میں باہر سے آنے والے الیکٹران کے ساتھ مل کر ختم ہوتا ہے۔ یوں بیرونی دور میں برقی رو الیکٹران کے حرکت سے جبکہ pnp کے اندر برقی رو خول کے حرکت سے پیدا ہوتا ہے۔

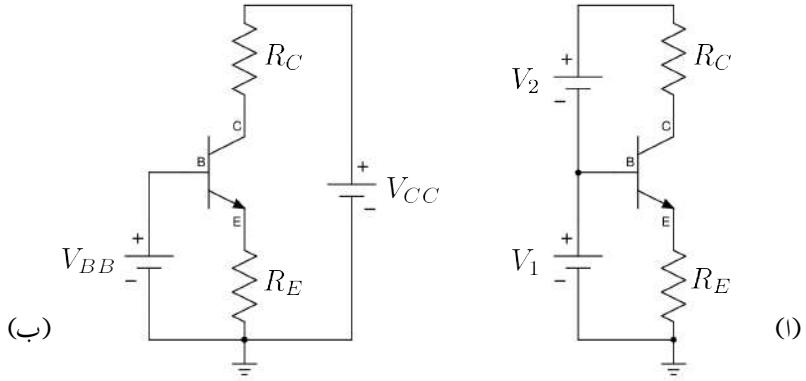
3.4.1 V_{EC} اور V_{EB} کے pnp

nnp ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایسٹر جوڑ پر $V_{BE} = 0.7V$ پایا جاتا ہے اور $V_{CE} = 0.2V$ غیر افزائندہ pnp ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو جاتا ہے۔ pnp ٹرانزسٹر میں بھی ایسا ہی ہوتا ہے پس جوڑ کے نام لٹے لکھنے پڑتے ہیں یعنی pnp کے سیدھے مائل ایسٹر-بیس جوڑ پر $V_{EB} = 0.7V$ پایا جاتا ہے اور $V_{EC} = 0.2V$ غیر افزائندہ pnp ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو جاتا ہے۔

3.5 نقطہ کارکردگی اور یک سمتی ادوار کا تحلیلی تجزیہ

ٹرانزسٹر کے ساتھ مزاحمت (مزاحمتیں) اور یک سمتی منبع برقی دباؤ (برقی رو) منسلک کر کے اسے تین مختلف طرز پر چلایا جاسکتا ہے۔ ان تین طریقوں کو جدول میں بیان کیا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی (نقطہ مائل) پر اس کے یک سمتی برقی رو کو I_E ، I_C ، I_B اور یک سمتی برقی دباؤ کو V_{BE} ، V_{CE} ، V_{BC} لکھتے ہیں۔ ڈیپوڈ کے نقطہ مائل کی طرز پر ان قیمتوں کے لکھنے کا درست انداز I_{EQ} ، I_{CQ} ، I_{BQ} ، V_{CEQ} وغیرہ ہے۔ اس کتاب میں جہاں غلطی کی گنجائش نہ ہو وہاں ان قیمتوں کو پہلی طرز پر لکھا جائے گا جیسے I_{CQ} کو I_C لکھا جائے گا۔

اس حصے میں ٹرانزسٹر کے یک سمتی ادوار حل کرنے پر غور کیا جائے گا جہاں ٹرانزسٹر کے مختلف حال یعنی افزائندہ حال، غیر افزائندہ حال اور منقطع حال باری باری دیکھے جائیں گے۔



شکل 3.9: ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال مائل کرنے کے طریقے

3.5.1 افزائندہ ٹرانزسٹر کے یک سمتی ادوار کا حل

ٹرانزسٹر کی علامت استعمال کرتے ہوئے شکل 3.5 کو شکل 3.9 الف میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.9 الف کو شکل 3.9 ب کے طرز پر بھی بنایا جاسکتا ہے جہاں V_1 کی جگہ V_{BB} لکھا گیا ہے اور $(V_1 + V_2)$ کی جگہ V_{CC} لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً شکل ب کی طرز پر بنایا جاتا ہے۔

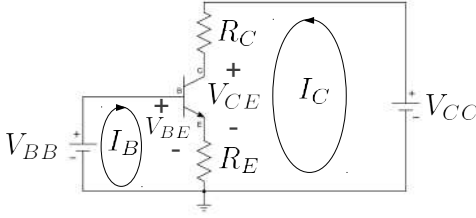
مثال 3.4: شکل 3.9 الف میں V_1 کی قیمت تین وولٹ اور V_2 کی قیمت آٹھ وولٹ ہونے کی صورت میں اس کے مساوی دور شکل 3.9 ب میں V_{BB} اور V_{CC} کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل:

$$(3.17) \quad V_{BB} = V_1 = 3 \text{ V}$$

$$(3.18) \quad V_{CC} = V_1 + V_2 = 3 + 8 = 11 \text{ V}$$

لہذا V_{BB} کی قیمت تین وولٹ جبکہ V_{CC} کی قیمت گیارہ وولٹ ہے۔



$$\begin{aligned} V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\ &= V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\ &\approx I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \end{aligned}$$

شکل 3.10: ٹرانزسٹر کا بنیادی دور

شکل 3.10 میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے۔ داخلی جانب کرنخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ہم ٹرانزسٹر میں برقی رو I_C یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\ V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\ I_C &= \alpha I_E \\ I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \end{aligned} \quad (3.19)$$

جہاں دوسرے قدم پر $I_B + I_C = I_E$ لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے عموماً I_C کو I_E کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایمٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو V_{BE} لکھا جاتا ہے جس کی عمومی قیمت کسی بھی سیدھے مائل ڈیوڈ کی طرح 0.7V تصور کی جاتی ہے۔ یعنی

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V} \quad (3.20)$$

اسی طرح خارجی جانب کرنخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ٹرانزسٹر کے کلکٹر-ایمٹر سروں کے مابین برقی دباؤ V_{CE} یوں حاصل کی جاتی ہے۔

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C)R_E \\ V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \end{aligned} \quad (3.21)$$

جہاں آخری قدم پر $I_E \approx I_C$ لیا گیا۔ حاصل کردہ برقی دباؤ V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} سے کم ہونے کی

صورت میں ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو گا اور مندرجہ بالا جوابات درست نہیں ہوں گے۔ اس صورت حال پر آگے جا کر تجزیہ کیا جائے گا۔

مثال 3.5: شکل 3.10 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

ہونے کی صورت میں برقی رو I_C اور برقی دباؤ V_{CE} حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.19 کی مدد سے

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 0.5 \text{ mA}$$

اور مساوات 3.21 کی مدد سے

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C(R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.5 \times 10^{-3}(10000 + 1000) \\ &= 6.5 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

مثال 3.6: مثال 3.5 میں ٹرانزسٹر کی افزائش برقی رو $\beta = 99$ تصور کرتے ہوئے برقی رو I_C اور برقی دباؤ V_{CE} کی اصل قیمتیں حاصل کریں۔ ان قیمتوں کا گزشتہ مثال میں حاصل کی گئی قیمتوں سے موازنہ کریں۔

حل: مساوات 3.10 سے $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{99}{99+1} = 0.99$ ہے۔

یوں $I_C = \alpha I_E = 0.99 \times 0.5 \text{ mA} = 0.495 \text{ mA}$ جبکہ مساوات 3.21 سے

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ &= 12 - (0.495 \times 10^{-3} \times 10000) - (0.5 \times 10^{-3} \times 1000) \\ &= 6.55 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت غیر افراطی V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراطی حالت ہے اور یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ α کی قیمت ایک (1) تصور کر کے یعنی اس کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے I_C کی قیمت 0.495 mA کے بجائے 0.5 mA حاصل ہوتی ہے۔ دونوں جوابات میں صرف 1.01% فرق ہے یعنی

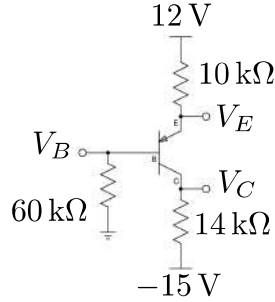
$$\left| \frac{0.495 \times 10^{-3} - 0.5 \times 10^{-3}}{0.495 \times 10^{-3}} \right| \times 100 = 1.01\%$$

اسی طرح دونوں مثالوں میں حاصل کئے گئے برقی دباؤ V_{CE} میں 0.76% فی صد کا فرق ہے یعنی

$$\left| \frac{6.55 - 6.5}{6.55} \right| \times 100 = 0.76\%$$

گزشتہ دو مثالوں سے ظاہر ہے کہ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے α کی قیمت ایک (1) تصور کی جا سکتی ہے۔ ٹرانزسٹر کے ادوار قلم و کاغذ کی مدد سے حل کرتے ہوئے عموماً ایسا ہی کیا جاتا ہے اور نتیجتاً I_E کی جگہ I_C ہی کی قیمت استعمال کی جاتی ہے۔ $I_C \approx I_E$ لینے کا مطلب I_B کو نظر انداز کرنا ہے۔

مثال 3.7: شکل 3.11 میں $V_B = 1.884 \text{ V}$ اور $V_E = 2.584 \text{ V}$ ہیں۔ ٹرانزسٹر کا β حاصل کریں۔ مزید V_C کا بھی تخمینہ لگائیں۔



شکل 3.11: ٹرانزسٹر کے β کا حصول۔

حل: شکل کو دیکھ کر

$$I_B = \frac{1.884}{60000} = 31.4 \mu\text{A}$$

$$I_E = \frac{12 - 2.584}{10000} = 0.942 \text{ mA}$$

لکھے جاسکتے ہیں جن سے

$$\beta + 1 = \frac{I_E}{I_B} = \frac{0.942 \text{ mA}}{31.4 \mu\text{A}} = 30$$

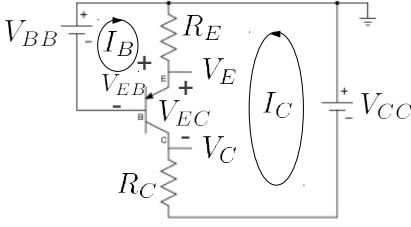
یعنی $\beta = 29$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$I_C = \beta I_B = 29 \times 31.4 \mu\text{A} = 0.91 \text{ mA}$$

اور

$$V_C = 0.91 \times 10^{-3} \times 14000 - 15 = -2.26 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔



$$V_{BB} = (I_B + I_C) R_E + V_{BE}$$

$$= I_E R_E + V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C$$

$$V_{CC} = I_E R_E + V_{CE} + I_C R_C$$

$$\approx I_C R_E + V_{CE} + I_C R_C$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_E + R_C)$$

شکل 3.12: جمع مٹنی جمع ٹرانزسٹر کا سادہ دور

مثال 3.8: شکل 3.12 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ I_C اور V_{CE} حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$V_{BB} = (I_B + I_C) R_E + V_{BE}$$

$$= I_E R_E + V_{BE}$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر $I_B + I_C$ کو I_E لکھا گیا ہے۔ یوں

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 0.5 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$V_{CC} = (I_B + I_C) R_E + V_{CE} + I_C R_C$$

$$= I_E R_E + I_C R_C + V_{CE}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ اگر $I_E \approx I_C$ لیا جائے تب

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_E + R_C)$$

$$= 12 - 0.5 \times 10^{-3} \times (1000 + 10000)$$

$$= 6.5 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مثال کا مثال 3.5 کے ساتھ موازنہ کریں۔

مثال 3.9: شکل 3.13 میں دکھائے گئے ٹرانزسٹر دور میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

$$\beta = 36$$

ہیں۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کرنخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے I_E حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E R_E$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$$

$$= \frac{1.1 - 0.7}{900}$$

$$= 0.44 \text{ mA}$$

عموماً I_C کو I_E کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے لیکن چونکہ یہاں خصوصی طور پر تمام برقی رومانگی گئی ہیں لہذا ہم

ان کی اصل قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\ &= \frac{36}{36 + 1} \\ &= 0.97297\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_C &= \alpha I_E \\ &= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\ &= 0.432 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\ &= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\ &= 12.01 \mu\text{A}\end{aligned}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ β کی قیمت کم ہونے کی صورت میں I_C اور I_E کی قیمتوں میں فرق بڑھ جاتا ہے اگرچہ انہیں پھر بھی، قلم و کاغذ کی مدد سے حل کرتے ہوئے، برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔

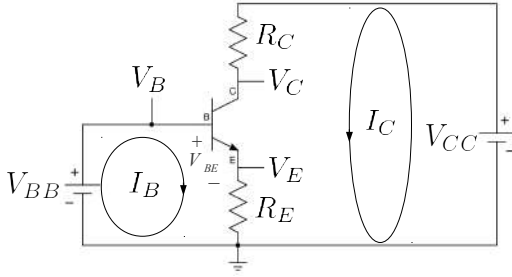
ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\ &= 15 - 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\ &= 12.581 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_E &= I_E R_E \\ &= 0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\ &\approx 0.4 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_B &= V_E + V_{BE} \\ &= 0.4 + 0.7 \\ &= 1.1 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CE} &= V_C - V_E \\ &= 12.581 - 0.4 \\ &= 12.181 \text{ V}\end{aligned}$$



$$V_{BB} = V_{BE} + (I_B + I_C) R_E$$

$$= V_{BE} + I_E R_E$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

$$V_E = I_E R_E$$

$$V_B = V_E + V_{BE}$$

$$= I_E R_E + V_{BE}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

$$= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

شکل 3.13: ٹرانزسٹر دور کی مثال

چونکہ ٹرانزسٹر کے بیس پر 1.1 V لاگو کیا گیا ہے لہذا ایسٹر پر برقی دباؤ کو یوں بھی حاصل کیا جاسکتا ہے

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1.1 - 0.7 = 0.4\text{ V}$$

مثال 3.10: شکل 3.12 میں دکھائے گئے ٹرانزسٹر دور میں

$$V_{CC} = 15\text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1\text{ V}$$

$$R_C = 5.6\text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900\ \Omega$$

$$\beta = 36$$

ہیں۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کرنخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے I_E حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} \\ &= \frac{1.1 - 0.7}{900} \\ &= 0.44 \text{ mA} \end{aligned}$$

عموماً I_C اور I_E کے ٹھیک ٹھیک قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\ &= \frac{36}{36 + 1} \\ &= 0.97297 \end{aligned}$$

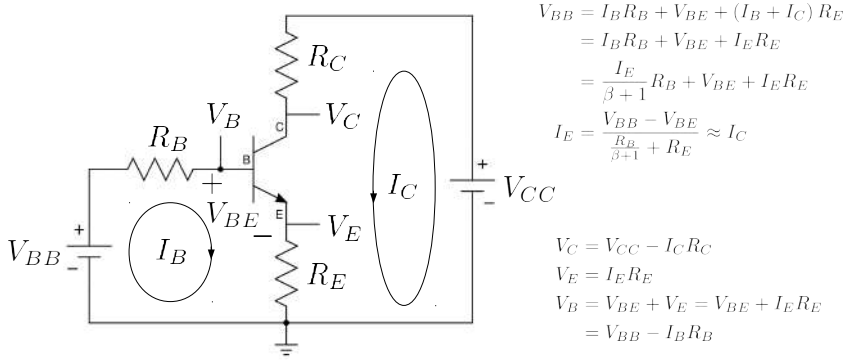
$$\begin{aligned} I_C &= \alpha I_E \\ &= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\ &= 0.432 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\ &= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\ &= 12.01 \mu\text{A} \end{aligned}$$

ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_C &= -V_{CC} + I_C R_C \\ &= -15 + 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\ &= -12.581 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_E &= -I_E R_E \\ &= -0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\ &\approx -0.4 \text{ V} \end{aligned}$$



شکل 3.14: ٹرانزسٹر دور دور جہاں تینوں سروں کے ساتھ مزاحمت منسلک ہیں

$$V_B = V_E - V_{EB}$$

$$= -0.4 - 0.7$$

$$= -1.1 \text{ V}$$

$$V_{EC} = V_E - V_C$$

$$= -0.4 + 12.581$$

$$= 12.181 \text{ V}$$

چونکہ بیس پر برقی دباؤ -1.1 V لاگو کیا گیا ہے لہذا $V_E = V_B + V_{EB}$ لکھ کر بھی حاصل کیا جاسکتا ہے
یعنی

$$V_E = V_B + V_{EB} = -1.1 + 0.7 = -0.4 \text{ V}$$

شکل 3.14 میں دکھائے دور کے داخلی جانب R_B نصب کیا گیا ہے۔ اس دور کو بھی گزشتہ دوروں کی طرح

حل کیا جاتا ہے۔ داخلی جانب کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ V_{BB} &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C \end{aligned} \quad (3.22)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح دور کے خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} (3.23) \quad V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\ (3.24) \quad V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\ (3.25) \quad V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ (3.26) \quad V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \end{aligned}$$

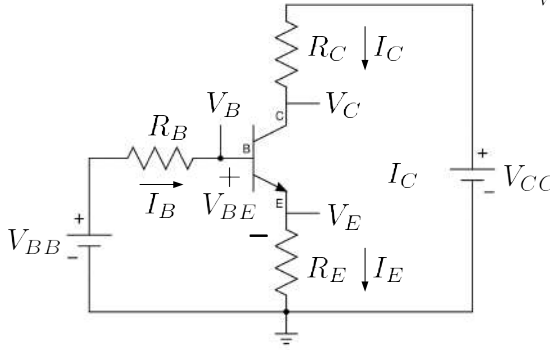
مثال 3.11: شکل 3.15 میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15 \text{ V} \\ V_{BB} &= 1.1 \text{ V} \\ R_C &= 5.6 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 900 \Omega \\ R_B &= 3.3 \text{ k}\Omega \\ \beta &= 36 \end{aligned}$$

ہونے کی صورت میں I_C اور V_{CE} حاصل کریں۔

حل: شکل میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر ٹرانزسٹر کے برقی رو لکھے گئے ہیں۔ یوں ہمیں جانب

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \left(\frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \left(\frac{R_B}{\beta + 1} \right) I_E + V_{BE} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\ V_E &= I_E R_E \\ V_B &= V_{BE} + V_E = V_{BE} + I_E R_E \\ &= V_{BB} - I_B R_B \end{aligned}$$

شکل 3.15:

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$I_E = \frac{1.1 - 0.7}{\frac{3300}{36+1} + 900} = 0.404 \text{ mA} \approx I_C$$

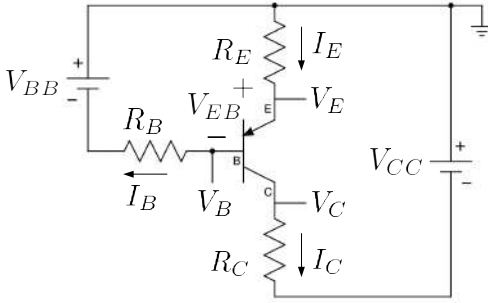
حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\ &\approx (R_C + R_E) I_C + V_{CE} \end{aligned}$$

سے

$$V_{CE} = 15 - 4.04 \times 10^{-4} \times (5600 + 900) = 12.374 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $V_{CE} < V_{CE \text{ نمبر افزائندہ}}$ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور V_{CE} کا یہی درست جواب ہے۔



$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\ &= I_E R_E + V_{EB} + \frac{I_E}{\beta + 1} R_B \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_C &= -V_{CC} + I_C R_C \\ V_E &= -I_E R_E \\ V_B &= V_E - V_{EB} = -I_E R_E - V_{EB} \\ &= -V_{BB} + I_B R_B \end{aligned}$$

شکل 3.16:

مثال 3.12: شکل 3.16 میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 12 \text{ V} \\ V_{BB} &= 1.2 \text{ V} \\ R_C &= 4.7 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 1.2 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 2.8 \text{ k}\Omega \\ \beta &= 27 \end{aligned}$$

ہونے کی صورت میں I_C اور V_{EC} حاصل کریں۔

حل: بیس جانب

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\ &= I_E R_E + V_{EB} + \left(\frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B \\ &= V_{EB} + \left(R_E + \frac{R_B}{\beta + 1} \right) I_E \end{aligned}$$

سے

$$\begin{aligned}
 I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E + \frac{R_B}{\beta+1}} \\
 &= \frac{1.2 - 0.7}{1200 + \frac{2800}{27+1}} \\
 &= 0.385 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\
 &\approx V_{EB} + I_C (R_E + R_C)
 \end{aligned}$$

جس سے

$$\begin{aligned}
 V_{EC} &= V_{CC} - I_C (R_E + R_C) \\
 &= 12 - 0.385 \times 10^{-3} \times (1200 + 4700) \\
 &= 9.73 \text{ V}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ حاصل V_{EC} کی قیمت 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔

ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال رکھنے کی خاطر اس کے بیس-ایمیٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ کو غیر چالو رکھا جاتا ہے۔ اب تک دکھائے گئے ادوار میں ایسا کرنے کی خاطر دو عدد منبع برقی دباؤ یعنی V_{CC} اور V_{BB} استعمال کئے گئے۔ ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑوں کو صرف ایک عدد منبع برقی دباؤ کی مدد سے بھی درست مائل کیا جاسکتا ہے۔ اس عمل کو دیکھتے ہیں۔

شکل 3.17 الف میں داخلی جانب R_1 اور R_2 نصب کئے گئے ہیں۔ شکل 3.17 ب میں اسی دور کو قدر مختلف طرز پر بنایا گیا ہے جہاں داخلی جانب کے حصے کو نقطے دار لکیر سے گھیرا گیا ہے۔

مسئلہ تھونن کے مطابق کسی بھی خطی دور کا مساوی تھونن دور حاصل کیا جاسکتا ہے جو ایک عدد تھونن مزاحمت R_{th} اور ایک عدد تھونن برقی دباؤ V_{th} پر مشتمل ہوتا ہے۔

جن دو برقی سروں پر تھونن مساوی دور درکار ہو ان سروں کو آزاد یعنی کھلے سرے رکھ کر یہاں کا برقی دباؤ حاصل کیا جاتا ہے۔ یہی تھونن برقی دباؤ V_{th} کہلاتا ہے۔ یہ عمل شکل 3.17 پ میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح تھونن مزاحمت R_{th} حاصل کرنے کی خاطر دور کے اندرونی منبع برقی دباؤ کو قصر دور²¹ کر کے انہیں دو سروں پر برقی مزاحمت حاصل کی جاتی ہے۔ یہی تھونن مزاحمت ہوتی ہے۔ یہ عمل شکل 3.17 ت میں دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.27) \quad \begin{aligned} V_{th} &= \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} \\ \frac{1}{R_{th}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \\ R_{th} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

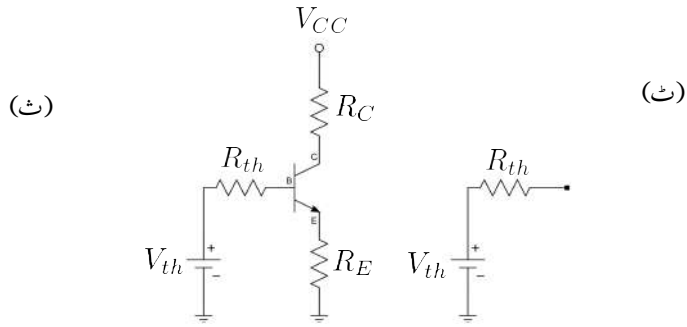
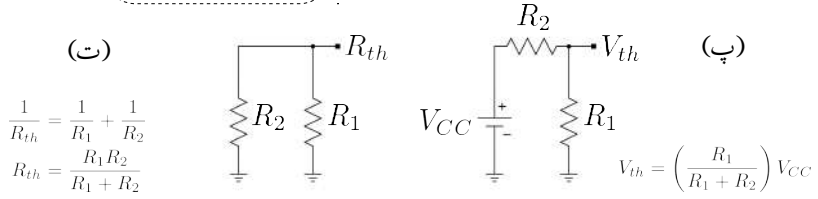
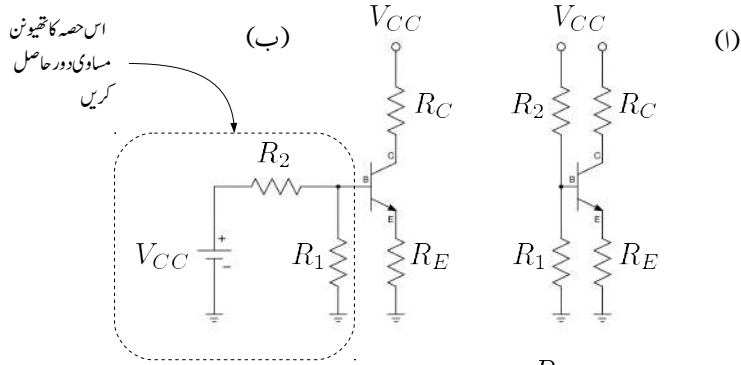
یوں نقطے دار لکیر میں گھیرے حصے کا مساوی تھونن دور شکل 3.17 ٹ میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.17 الف میں داخلی جانب اس مساوی تھونن دور کے استعمال سے شکل 3.17 ٹ حاصل ہوتا ہے جو کہ ہو بہو شکل 3.14 میں دکھایا دور ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ V_{BB} کو V_{th} اور R_B کو R_{th} لکھا گیا ہے۔

شکل ٹ میں دکھائے دور کو بالکل شکل 3.14 میں دکھائے دور کی طرح حل کیا جاتا ہے۔ انہیں اس کی ایک مثال دیکھیں۔

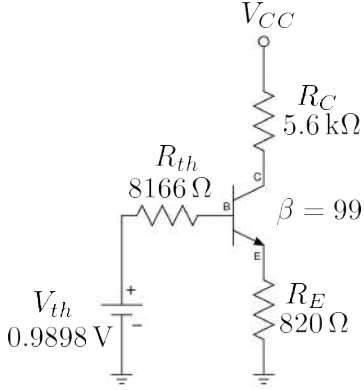
مثال 3.13: شکل 3.17 الف میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 12 \text{ V} \\ R_C &= 5.6 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 820 \Omega \\ R_1 &= 8.9 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 99 \text{ k}\Omega \\ \beta &= 100 \end{aligned}$$

²¹ اندرونی منبع برقی رو کو کھلے سرے کیا جاتا ہے



شکل 3.17: ایک عددی منبع برقی دیا کی مدد سے ٹرانزسٹر کا مکمل کرنا



$$\begin{aligned}
 V_{th} &= I_B R_{th} + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_{th} + V_{BE} + I_E R_E \\
 I_E &= \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta + 1} + R_E} \\
 &= \frac{0.9898 - 0.7}{\frac{8166}{99 + 1} + 820} = 0.3214 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\
 &\approx I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\
 V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\
 &= 12 - 0.3214 \times 10^{-3} \times (5600 + 820) \\
 &= 9.9366 \text{ V}
 \end{aligned}$$

شکل 3.18: مسئلہ تھون کی مدد سے دور حل کرنے کا عمل

ہیں۔ ٹرانزسٹر کی برقی رو I_C اور اس پر برقی دباؤ V_{CE} حاصل کریں۔

حل: اس طرح کے ادوار حل کرنے کا طریقہ شکل 3.17 میں قدم بقدم دکھایا گیا ہے۔ مساوات 3.27 کی مدد سے

$$\begin{aligned}
 V_{th} &= \frac{12 \times 8900}{8900 + 99000} = 0.9898 \text{ V} \\
 R_{th} &= \frac{8900 \times 99000}{8900 + 99000} = 8166 \Omega
 \end{aligned}$$

ان مساوی تھون مقداروں کو استعمال کرتے ہوئے شکل 3.18 میں مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے حل کر کے $I_C = 0.3214 \text{ mA}$ اور $V_{CE} = 9.9366 \text{ V}$ حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت غیر افراطیہ V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراطیہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

مثال 3.14: شکل 3.19 الف میں

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= 20 \text{ V}, & R_C &= 10 \text{ k}\Omega, & R_B &= 200 \text{ k}\Omega \\
 R_E &= 100 \Omega, & \beta &= 99
 \end{aligned}$$

ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$I_{RC} = I_B + I_C$$

لکھا جاسکتا ہے۔ چونکہ $I_B + I_C = I_E$ ہوتا ہے لہذا $I_{RC} = I_E$ ہو گا۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{CC} = I_E R_C + I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

لکھ کر $i_B = \frac{I_E}{\beta+1}$ پر کرتے حاصل ہوتا ہے

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

دئے گئے قیمتیں پر کرتے ہوئے

$$I_E = \frac{20 - 0.7}{10000 + \frac{200000}{99+1} + 100}$$

$$= 1.595 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کو خارجی جانب یوں لکھا جاسکتا ہے

$$V_{CC} = I_E R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

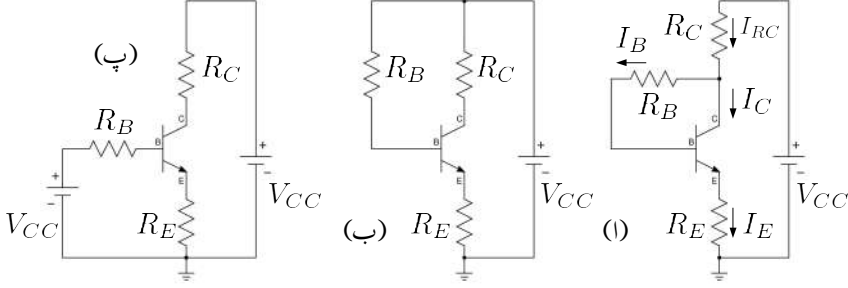
جس سے

$$V_{CE} = V_{CC} - I_E (R_C + R_E)$$

$$= 20 - 1.595 \times 10^{-3} \times (10000 + 100)$$

$$= 3.89 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.19: ایک عددی منبع برقی دباؤ کے استعمال سے نقطہ کارکردگی کے دیگر اشکال

مثال 3.15: شکل 3.19 ب میں

$$V_{CC} = 20 \text{ V}, \quad R_C = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_B = 500 \text{ k}\Omega \\ R_E = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

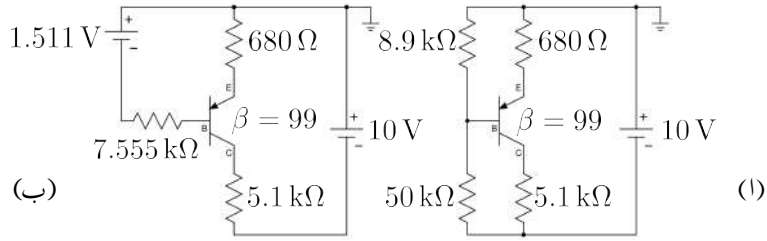
ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اسی کو دوبارہ بنایا گیا ہے جہاں داخلی اور خارجی جانب بالکل علیحدہ واضح نظر آتے ہیں۔ داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ = \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ = V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right)$$

لکھا جاسکتا ہے جس میں دی گئی قیمتیں پر کرنے سے

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \\ = \frac{20 - 0.7}{\frac{500000}{99 + 1} + 1000} \\ = 3.21 \text{ mA}$$



شکل 3.20:

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

میں $I_C \approx I_E$ لیتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ &= 20 - 3.21 \times 10^{-3} (1000 + 1000) \\ &= 13.58 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.16: شکل 3.20 میں I_C اور V_{EC} حاصل کریں۔

حل: مسئلہ تھونن کی مدد سے شکل 3.20 ب حاصل ہوتا ہے جس میں

$$\begin{aligned} V_{th} &= \frac{-10 \times 8900}{8900 + 50000} = -1.511 \text{ V} \\ R_{th} &= \frac{8900 \times 50000}{8900 + 50000} = 7.555 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

ہیں۔ یوں شکل ب سے

$$\begin{aligned} 1.511 &= 680 \times I_E + 0.7 + 7555 \times I_B \\ &= 680 \times I_E + 0.7 + 7555 \times \frac{I_E}{99 + 1} \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$I_C \approx I_E = 1.07 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح شکل ب سے ہی

$$\begin{aligned} 10 &\approx I_C (680 + 5100) + V_{EC} \\ &= 1.07 \times 10^{-3} \times (680 + 5100) + V_{EC} \end{aligned}$$

یعنی

$$V_{EC} = 3.81 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ حاصل V_{EC} کی قیمت 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔

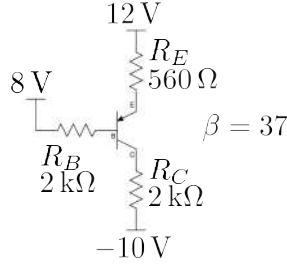
مثال 3.17: شکل 3.21 میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$12 - 8 = I_B R_B + V_{EB} + I_E R_E$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں $I_B = \frac{I_E}{\beta + 1}$ پُر کرنے ہیں۔

$$\begin{aligned} 4 &= \frac{I_E}{37 + 1} \times 2000 + 0.7 + I_E \times 560 \\ I_E &= 5.39 \text{ mA} \end{aligned}$$



شکل 3.21:

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$V_E = 12 - I_E R_E = 12 - 5.39 \times 10^{-3} \times 560 = 8.98 \text{ V}$$

$$V_B = V_E - V_{EB} = 8.98 - 0.7 = 8.28 \text{ V}$$

$$V_C = -10 + I_C R_C \approx -10 + 5.39 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.78 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 3.18: مثال 3.13 کے تمام مزاحمت میں برقی طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑ پر بھی طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔

حل: مزاحمت R_E میں 0.3214 mA برقی رو سے اس میں برقی طاقت کا ضیاع $P_{RE} = I_E^2 R_E$ یعنی $84.7 \mu\text{W}$ ہے۔ اسی طرح $I_C = I_E$ لیتے ہوئے R_C میں $578 \mu\text{W}$ حاصل ہوتا ہے۔

ٹرانزسٹر کے ایمر سرے پر برقی دباؤ V_E کی قیمت $I_E R_E = 0.26 \text{ V}$ اور یوں اس کے بیس سرے پر $0.26 + 0.7 = 0.96 \text{ V}$ ہو گا۔ یوں R_1 میں طاقت کا ضیاع $\frac{0.96 \times 0.96}{8900}$ یعنی $104 \mu\text{W}$ جبکہ R_2 میں $\frac{(12-0.96)^2}{99000}$ یعنی 1.23 mW ہو گا۔

ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر $V_C = 12 - 0.3214 \text{ mA} \times 5.6 \text{ k}\Omega = 10.2 \text{ V}$ ہے لہذا اس کا بیس۔ کلکٹر جوڑ
 $9.24 \times 0.3214 \text{ mA} = V_C - V_B = 10.2 - 0.96 = 9.24 \text{ V}$ الٹا مائل ہے۔ اس جوڑ پر طاقت کا ضیاع
 2.97 mW ہو گا۔ بیس۔ کلکٹر جوڑ سے I_C گزرتا ہے جسے I_E کے برابر ہی لیا گیا ہے۔ بیس۔ ایمر جوڑ پر برقی
 دباؤ 0.7 V لیتے ہوئے اس جوڑ پر طاقت کا ضیاع $0.7 \times 0.3214 \text{ mA} = 0.225 \text{ mW}$ ہو گا۔

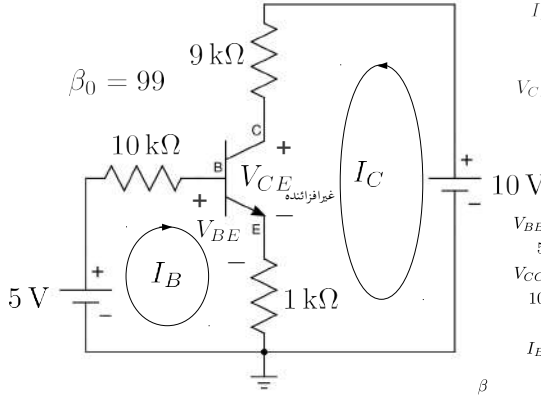
مندرجہ بالا مثال سے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ عمومی استعمال میں طاقت کے ضیاع کا بیشتر حصہ بیس۔ کلکٹر
 جوڑ پر پایا جاتا ہے۔ کم طاقت کے ٹرانزسٹر عموماً پلاسٹک ڈبیا میں بند مہیا کئے جاتے ہیں۔ پلاسٹک ڈبیا سے ٹرانزسٹر کے
 تینوں سرے باہر نکلے پائے جاتے ہیں۔ زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر کو عموماً دھاتی ڈبے میں بند مہیا کیا جاتا ہے۔ ایسے
 ٹرانزسٹر کے بیس۔ کلکٹر جوڑ کو ٹھنڈا رکھنے کی خاطر کلکٹر کو دھاتی ڈبے کے ساتھ جوڑا جاتا ہے۔ جوڑ سے دھات میں
 گرمی کے منتقلی سے جوڑ ٹھنڈا ہوتا ہے۔ ہوا لگنے سے دھاتی ڈبہ ٹھنڈا رہتا ہے۔ اگر ضرورت درپیش آئے تو دھاتی ڈبے
 کو از خود زیادہ بڑی جسمات کے سرد کار²² کے ساتھ جوڑا جاتا ہے جس سے گرمی کی منتقلی مزید بڑھ جاتی ہے۔

جب بھی کوئی دور بنایا جائے، اس میں استعمال تمام اجزاء میں طاقت کا ضیاع حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر کسی پرزے
 میں طاقت کا ضیاع اس پرزے کی برداشت حد سے تجاوز کر جائے تو ایسا پرزہ جل کر تباہ ہو جائے گا۔ ایسی صورت
 سے بچنے کی خاطر یا تو ڈیزائن کو تبدیل کیا جائے گا اور یا پھر زیادہ برداشت والا پرزہ استعمال کیا جائے گا۔

3.5.2 غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے دور کا حل

شکل 3.22 میں دکھائے دور میں اگر ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال تصور کرتے ہوئے حل کیا جائے تو V_{CE} کی قیمت
 منفی آئیتس وولٹ -29 V حاصل ہوتی ہے جو کہ غیر افزائندہ V_{CE} سے کم ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افزائندہ تصور
 کرنا درست نہیں اور اس جواب کو رد کرنا ہو گا۔ شکل میں اس جواب پر ترجمی لکیر لگا کر رد کیا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر ادوار حل کرتے ہوئے اسی طرح پہلے ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال تصور کرتے ہوئے دور کو حل کیا جاتا
 ہے۔ اگر حاصل V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} سے زیادہ یا اس کے برابر ہو تو جوابات کو درست تسلیم کر لیا جاتا
 ہے ورنہ ان جوابات کو رد کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر کو غیر افزائندہ تصور کر کے دور کو دوبارہ حل کیا جاتا ہے۔



$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{5 - 0.7}{\frac{10000}{99+1} + 1000}$$

$$= 3.9 \text{ mA}$$

$$V_{CE} \approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

$$= 10 - 3.9 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000)$$

$$= -29 \text{ V}$$

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E$$

$$5 = I_B \times 10000 + 0.7 + (I_B + I_C) \times 1000$$

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E$$

$$10 = I_C \times 9000 + 0.2 + (I_B + I_C) \times 1000$$

$$I_B = 0.304 \quad I_C = 0.956$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{0.956 \times 10^{-3}}{0.304 \times 10^{-3}} = 3.045$$

شکل 3.22: غیر افزائندہ مائل ٹرانزسٹر کا حل

غیر افزائندہ ٹرانزسٹر پر پائے جانے والے برقی دباؤ V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} یعنی 0.2 V ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ مساوات 3.7 اور مساوات 3.8 وغیرہ صرف افزائندہ حال ٹرانزسٹر کے لئے بیان کئے گئے۔ ان حقائق کو مد نظر رکھتے ہوئے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے β_0 کو زیر استعمال نہیں لایا جاتا۔ دور کو بالکل ایک سادہ برقی دور کے طرز پر حل کیا جاتا ہے جہاں $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ اور $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$ لیا جاتا ہے۔ شکل 3.22 میں دور کے حل کرنے کا درست طریقہ دکھایا گیا ہے جہاں $I_C = 0.956 \text{ mA}$ اور $I_B = 0.304 \text{ mA}$ حاصل کیا گیا ہے۔ ان قیمتوں سے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کی افزائش $\beta = 3.045$ غیر افزائندہ β_0 حاصل کی گئی ہے جو کہ اس کے دئے گئے افزائش $\beta_0 = 99$ سے نہایت کم ہے۔

اگر دور حل کرنے سے پہلے ہی غیر افزائندہ β معلوم ہو تب اسے بالکل افزائندہ حال کی طرح حل کیا جاسکتا ہے۔ قوی برقیات کے میدان میں ٹرانزسٹر بطور برقیاتی سوئچ استعمال کیا جاتا ہے جہاں اسے فی سیکنڈ کئی مرتبہ غیر افزائندہ اور منقطع کیا جاتا ہے۔ افزائندہ صورت میں یہ چالو سوئچ اور منقطع صورت میں منقطع سوئچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ تخلیق کار قبل از تخلیق فیصلہ کرتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو کس حد تک غیر افزائندہ کیا جائے گا۔

مثال 3.19: شکل 3.22 میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 10 \text{ V} \\ R_C &= 9 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 10 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 1 \text{ k}\Omega \\ \beta_0 &= 99 \end{aligned}$$

ہی رکھتے ہوئے V_{BB} کی وہ قیمت دریافت کریں جہاں ٹرانزسٹر افزائندہ حال سے نکل کر غیر افزائندہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

حل: جس لمحہ ٹرانزسٹر افزائندہ سے غیر افزائندہ صورت حال اختیار کرتا ہے اس وقت دور حل کرنے کی خاطر اس کی عمومی افزائش β_0 قابل استعمال ہوتی ہے یعنی مساوات 3.8 اور مساوات 3.9 قابل استعمال ہیں۔ مزید یہ کہ اس لمحہ پر $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$ ہی ہو گا لہذا ہم لکھ سکتے ہیں کہ

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} = \frac{99}{99 + 1} = 0.99 \\ V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E \right) \\ &= 0.7 + I_E \times 1100 \\ V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= V_{CE} + I_E (\alpha R_C + R_E) \\ &= 0.2 + I_E \times 99100 \end{aligned}$$

مخفی مساوات میں چونکہ $V_{CC} = 10 \text{ V}$ ہے لہذا اس سے $I_E = 0.9889 \text{ mA}$ حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے دوسری مساوات سے $V_{BB} = 1.78779 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.20: شکل 3.22 میں

$$V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 5 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta_0 = 90$$

رکھتے ہوئے R_B کی وہ قیمت دریافت کریں جس سے ٹرانزسٹر اس حد تک غیر افزائندہ صورت اختیار کر لے گا کہ اس کی $\beta = 30$ غیر افزائندہ ہو۔ اس کو یوں بھی بیان کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو تین گنا غیر افزائندہ کریں یعنی غیر افزائندہ β کی قیمت β_0 سے تین گنا کم ہو۔

حل: یہاں غیر افزائندہ β کی قیمت دی گئی ہے جسے استعمال کیا جاسکتا ہے۔ یوں

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{30}{30 + 1} = 0.9677$$

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$V_{CC} = \alpha I_E R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$10 = 0.2 + 9709 \times I_E$$

$$I_E = 1.009 \text{ mA}$$

اسے استعمال کرتے ہوئے

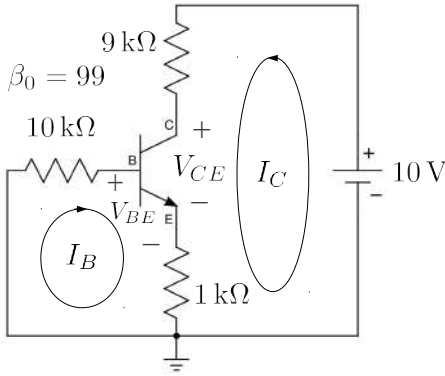
$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta_{\text{غیر افزائندہ}} + 1} + R_E \right)$$

$$5 = 0.7 + 1.009 \times 10^{-3} \times \left(\frac{R_B}{30 + 1} + 1000 \right)$$

$$R_B = 101.1 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔



$$\begin{aligned}
 V_{BE} &= 0 \\
 I_B &= 0 \\
 I_C &= 0 \\
 I_E &= 0 \\
 V_E &= I_E R_E = 0 \\
 V_C &= V_{CC} - I_C R_C = 10V \\
 V_{CE} &= V_C - V_E = 10V
 \end{aligned}$$

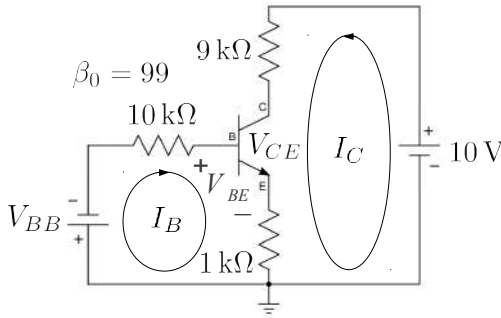
شکل 3.23: منقطع حال ٹرانزسٹر۔ بیس۔ ایمر جوڑ سیدھا مائل نہیں ہے

3.5.3 منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل

جدول کے تحت بیس۔ ایمر جوڑ کو غیر۔ چالو کرنے سے ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹر کو منقطع کرنے کی خاطر اس کے بیس۔ ایمر جوڑ کو عموماً الٹا مائل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرتے وقت اس بات کا دھیان رکھا جاتا ہے کہ الٹ برقی دباؤ اس جوڑ کے قابل برداشت الٹ برقی دباؤ کی حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ عموماً الٹ برقی دباؤ کی قیمت چند وولٹ ہی ہوتی ہے۔

منقطع ٹرانزسٹر بالکل ایک منقطع برقی سوئچ کی طرح عمل کرتا ہے یعنی اس میں سے کوئی برقی رو نہیں گزرتی۔ عموماً یہ صورت، دور کو دیکھتے ہی واضح ہو جاتی ہے جیسے شکل 3.23 میں ہے۔ اس شکل میں داخلی جانب کوئی برقی دباؤ مہیا نہیں کیا گیا۔ یوں ٹرانزسٹر کا بیس۔ ایمر جوڑ غیر چالو ہو گا۔ لہذا داخلی جانب برقی رو I_B کی قیمت صفر ہوگی۔ I_B صفر ہونے کی وجہ سے ٹرانزسٹر کے باقی دو سروں پر بھی برقی رو کی قیمت صفر ہوگی۔ جیسا شکل میں حل کر کے دکھایا گیا اس صورت میں $V_{CE} = V_{CC}$ ہو گا۔

مثال 3.21: شکل 3.24 میں داخلی جوڑ الٹا مائل ہے اور یوں ٹرانزسٹر منقطع ہو گا۔ اگرچہ اس دور کو دیکھتے ہی آپ کہہ سکتے ہیں کہ یہ منقطع ہے، ہم پھر بھی اسے حل کر کے دیکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ ٹرانزسٹر



داخلی جانب مہیا کردہ برقی دباؤ
ہیں۔ لیٹر جوڑ کو الٹا ناکل کرتا ہے۔
لہذا اس جوڑ سے برقی رو نہیں
گزرے گا۔ یوں داخلی برقی رو صفر
ہوگی جس کی وجہ سے خارجی
برقی رو بھی صفر ہوگی۔

شکل 3.24: الٹا ناکل داخلی جوڑ

افزائندہ حال ہے۔ یوں آپ $V_{BE} = 0.7\text{V}$ لیں گے۔

$$V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B + I_E R_E$$

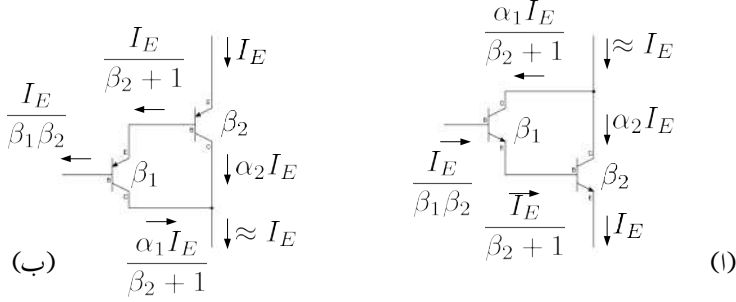
$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E}$$

$$= \frac{-3 - 0.7}{\frac{10000}{100} + 1000}$$

$$= -3.36\text{ mA}$$

اس ناممکن جواب کو رد کیا جاتا ہے

یہاں دھیان رہے کہ $V_{BB} = -3\text{V}$ ہے۔ حاصل جواب منفی ہونے کا مطلب ہے کہ برقی رو کی سمت عمومی سمت کے الٹ ہے۔ جب بھی ٹرانزسٹر میں الٹی جانب یک سمتی برقی رو پیدا کرنے کی کوشش کی جائے یہ منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے لہذا اس جواب کو رد کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کو منقطع تصور کیا جائے گا اور اس کے تمام سروں پر برقی رو کی قیمت صفر تصور کی جائے گی۔ یوں $V_{CE} = 10\text{V}$ ہو گا۔



شکل 3.25: ڈارلنگٹن جوڑیاں

3.6 ڈارلنگٹن جوڑی

شکل 3.25 الف میں دو عدد npn ٹرانزسٹر کو مخصوص طرز پر جوڑا گیا ہے جسے npn ڈارلنگٹن جوڑی²³ یا ڈارلنگٹن ٹرانزسٹر²⁴ کہتے ہیں۔ شکل ب میں pnp ڈارلنگٹن جوڑی دکھائی گئی ہے۔

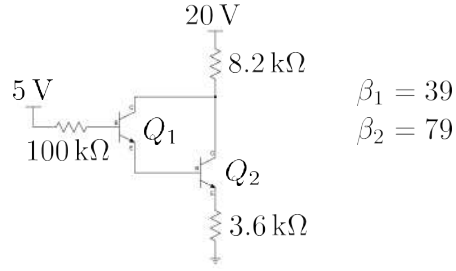
شکل الف میں اگر Q_2 کے ایسٹر پر I_E برقی رو پایا جائے تو اس کے کلکٹر پر $\alpha_2 I_E$ اور اس کے بیس پر $\frac{I_E}{\beta_2 + 1}$ برقی رو پایا جائے گا۔ Q_2 کے بیس پر برقی رو Q_1 کے ایسٹر پر برقی رو ہی ہے لہذا Q_1 کے ایسٹر پر ہی پایا جائے گا۔ یوں Q_1 کے کلکٹر پر $\alpha_1 \frac{I_E}{\beta_2 + 1}$ اور اس کے بیس پر $\frac{I_E}{(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)}$ پایا جائے گا جو تقریباً $\frac{I_E}{\beta_1 \beta_2}$ کے برابر ہے۔ یہ تمام شکل پر بھی دکھائے گئے ہیں۔ یوں اس جوڑی کو از خود ٹرانزسٹر تصور کیا جا سکتا ہے جس کی افزائش $\beta_1 \beta_2$ کے برابر ہے۔ اسی طرز پر تین ٹرانزسٹر جوڑ کر $\beta_1 \beta_2 \beta_3$ حاصل ہو گا۔ یقیناً زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر زیادہ β حاصل کرنا ممکن ہے۔

مثال 3.22: شکل 3.26 کو حل کریں۔

حل: بیس جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$5 = I_{B1} \times 100000 + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2} \times 3600$$

²³ جناب سڈنی ڈارلنگٹن نے اس شکل کو دریافت کیا۔
²⁴ npn darlington pair



شکل 3.26: ڈارلنگٹن جوڑی کا دور

لکھا جا سکتا ہے۔ اس میں $V_{BE} = 0.7\text{V}$ اور $I_{B1} = \frac{I_{E2}}{(\beta_1+1)(\beta_2+1)}$ لیتے ہوئے

$$5 = \frac{I_{E2}}{40 \times 80} \times 100000 + 0.7 + 0.7 + I_{E2} \times 3600$$

$$I_{E2} = 0.991\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$V_{E2} = I_{E2} R_{E2} = 0.991 \times 10^{-3} \times 3600 = 3.5676\text{ V}$$

$$V_{B2} = V_{E2} + V_{BE2} = 3.5676 + 0.7 = 4.2676\text{ V}$$

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE1} = V_{B2} + V_{BE1} = 4.9676\text{ V}$$

$$V_{C2} \approx 20 - 0.991 \times 10^{-3} \times 8200 = 11.87\text{ V}$$

اور

$$I_{B2} = I_{E1} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1} = \frac{0.991 \times 10^{-3}}{79 + 1} = 12.39\text{ }\mu\text{A}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1 + 1} = \frac{12.39 \times 10^{-6}}{39 + 1} = 309.7\text{ nA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

3.7 تعین نقطے سے نقطہ کارکردگی کا انحراف

3.7.1 تبدیلی β سے لاحق مسائل استوارنے کا شرط

مثال 3.1 سے ظاہر ہے کہ α کی قیمت میں ذرا سی تبدیلی سے β کی قیمت میں نمایاں تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر بنانے والوں کی کوشش ہوتی ہے کہ ان کے کسی ایک قسم کے تمام ٹرانزسٹروں کے β کی قیمت یکساں ہو۔ ان کے تمام تر کوششوں کے باوجود ایسا ممکن نہ ہو سکا ہے اور کسی بھی ایک قسم کے ٹرانزسٹروں کے عمومی β_0 کی قیمت دو حدود کے مابین رہتی ہے یعنی

$$(3.28) \quad \beta_{\text{بلدتر}} \approx 3 \times \beta_{\text{سز}}$$

مزید یہ کہ $\beta_{\text{بلدتر}}$ کی قیمت $\beta_{\text{سز}}$ کے تقریباً تین گنا ہوتی ہے یعنی

$$(3.29) \quad \beta_{\text{بلدتر}} = 3 \times \beta_{\text{سز}}$$

آئیں ایک مثال کی مدد سے دیکھیں کہ اس سے کس قسم کا مسئلہ پیدا ہو سکتا ہے۔

مثال 3.23: تصور کریں کہ شکل 3.14 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 2.7 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 100 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ مزید یہ کہ اس دور میں استعمال کئے جانے والے ٹرانزسٹر کے عمومی افزائش برقی رو β_0 کی قیمت ایک سو ہے (یعنی $\beta_0 = 100$)۔

1. اس صورت میں عمومی نقطہ کارکردگی پر برقی رو I_{CQ} اور برقی دباؤ V_{CQ} حاصل کریں۔

2. $\beta_{سبز}$ اور $\beta_{بلندتر}$ پر بھی I_C اور V_{CE} کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل:

1. مساوات 3.22 اور مساوات 3.23 کی مدد سے عمومی برقی رو اور عمومی برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{100 + 1} + 1000} \\ &= 1.004975 \text{ mA} \\ V_{CEQ} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.004975 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 1.95 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

2. آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\beta_{سبز} = 50$ اور $\beta_{بلندتر} = 150$ کے برابر ہیں چونکہ ان دو حدوں کے مابین عمومی قیمت 100 ہے یعنی

$$\beta_0 = \frac{\beta_{بلندتر} + \beta_{سبز}}{2} = \frac{150 + 50}{2} = 100$$

اور آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\beta_{سبز} \approx \beta_{بلندتر}$ بھی ہے۔

$\beta_{سبز}$ کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{سبز} + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{50 + 1} + 1000} \\ &= 0.6755 \text{ mA} \end{aligned}$$

یہ قیمت عمومی قیمت سے % 32.78 کم ہے یعنی

$$\frac{1.004975 - 0.6755}{1.004975} \times 100 = 32.78 \%$$

اور

$$\begin{aligned} V_{CEQ} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.6755 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 5.245 \text{ V} \end{aligned}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\beta_{\text{تیز}}$ استعمال کرتے ہوئے جوابات تبدیل ہو گئے ہیں۔ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر اب بھی افزائندہ حال ہو گا۔

$\beta_{\text{بلند}} = 150$ کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

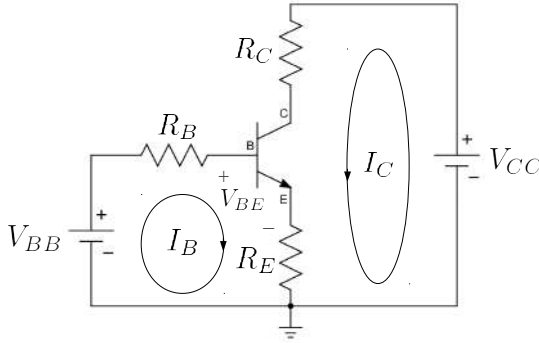
$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{بلند}} + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{150 + 1} + 1000} \\ &= 1.2032 \text{ mA} \end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.203 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= -0.03 \text{ V} \quad \text{اس ناممکن جواب کو رد کیا جاتا ہے} \\ &= 0.2 \text{ V} \quad \text{لہذا درست جواب یہ ہے} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} سے کم ہے لہذا ٹرانزسٹر غیر افزائندہ حال ہو گا اور یہ بطور ایمپلیفائر کام نہیں کرے گا۔

مثال 3.23 سے ایک اہم حقیقت سامنے آتی ہے۔ چونکہ ایک ہی قسم کے دو عدد ٹرانزسٹرز کے β کی قیمتیں اس کے عمومی قیمت β_0 سے انحراف کر سکتے ہیں لہذا دو بالکل ایک ہی طرح بنائے گئے ادوار میں ٹرانزسٹروں کے



$$V_{BB} = \frac{I_E}{\beta + 1} + V_{BE} + I_E R_E$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C$$

$$R_E = 10 \left(\frac{R_B}{\beta + 1} \right)$$

شکل 3.27: تبدیلی β سے لاحق مسئلہ استوار کرنے کا شرط

نقطہ کارکردگی اپنی متعین جگہ سے سرک سکتی ہے۔ جیسا اس مثال میں دکھایا گیا، عین ممکن ہے کہ کسی ایک دور میں ٹرانزسٹر افزائندہ حال اور دوسرے میں غیر افزائندہ حال ہو۔

آج کل لاتعداد برقیاتی آلات مثلاً موبائل فون وغیرہ بنائے جاتے ہیں اور ایسے ہر ایک عدد آلہ میں لاتعداد ٹرانزسٹر استعمال ہوتے ہیں۔ ان آلات کے درست کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ ان میں استعمال کئے گئے ٹرانزسٹر، ڈیزائن کردہ نقطہ کارکردگی پر ہی رہیں۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ ایسا کس طرح ممکن بنایا جاسکتا ہے۔

شکل 3.27 میں مزاحمتوں اور منبع برقی دباؤ کی مدد سے ٹرانزسٹر مائل کیا گیا ہے۔ یاد دہانی کی خاطر مساوات 3.22 اور مساوات 3.23 کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C$$

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \end{aligned}$$

3.30 کے مطابق اگرچہ I_C پر β کے اثر کو ختم نہیں کیا جاسکتا مگر R_E کی قیمت کو $\frac{R_B}{\beta+1}$ کے قیمت سے بڑھا کر اس اثر کو کم سے کم کرنا ممکن ہے یعنی

$$(3.32) \quad R_E \gg \frac{R_B}{\beta+1}$$

عموماً شکل 3.27 کے طرز پر بنائے گئے ادوار میں β کے اثرات کو کم کرنے کی خاطر R_E کی قیمت کو $\frac{R_B}{\beta+1}$ سے دس گنا رکھا جاتا ہے یعنی

$$(3.33) \quad R_E = \frac{10R_B}{\beta_0+1}$$

R_E کی قیمت کو $\frac{R_B}{\beta+1}$ کے دس گنا قیمت سے مزید بڑھانے سے دیگر معاملات متاثر ہوتے ہیں۔ مساوات 3.33 ٹرانزسٹر ادوار تخلیق دینے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔ مساوات 3.33 کو تبدیلی β سے لاحق مسائل استوارنے کا شرط کہتے ہیں۔ انہیں مساوات 3.33 کے تحت بنائے گئے دور کی مثال دیکھیں۔

مثال 3.24: شکل 3.27 میں

$$V_{CC} = 12V$$

$$V_{BB} = 1.8V$$

$$R_C = 9k\Omega$$

$$R_E = 1k\Omega$$

$$R_B = 10.1k\Omega$$

ہیں جبکہ β_0 کی عمومی قیمت 100 ہے۔ اس دور میں برقی رو I_C اور V_{CE} کی ممکنہ حدود حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں دئے گئے R_E اور R_B کے قیمتیں مساوات 3.33 کے عین مطابق ہیں۔ جیسا مثال 3.23 میں دیکھا گیا کہ $\beta_{تیز} = 50$ اور $\beta_{بلدتر} = 150$ ہیں۔

1. $\beta_0 = 100$ پر برقی روادور برقی دباو حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E} \\ &= \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{100 + 1} + 1000} \\ &= 1 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 2 \text{ V} \end{aligned}$$

2. کمتر افزائش $\beta_{\text{تر}} = 50$ پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{تر}} + 1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{50 + 1} + 1000} = 0.918 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.918 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 2.82 \text{ V} \end{aligned}$$

ہوں گی۔ برقی روادور اپنی عمومی قیمت سے 8.2% کم ہو گئی ہے یعنی

$$\frac{1 \times 10^{-3} - 0.918 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \times 100 = 8.2 \%$$

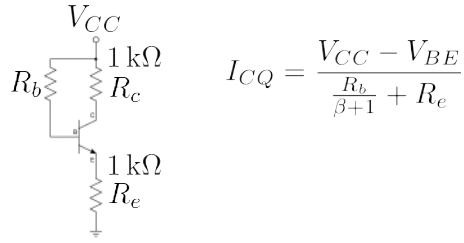
3. بلند تر افزائش $\beta_{\text{تر}} = 150$ پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{تر}} + 1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{150 + 1} + 1000} = 1.031 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.031 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 1.69 \text{ V} \end{aligned}$$

ہوں گی۔ برقی روادور اپنی عمومی قیمت سے 3.1% بڑھ گئی ہے یعنی

$$\frac{1.031 \times 10^{-3} - 1 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \times 100 = 3.1 \%$$



شکل 3.28:

مثال 3.24 میں آپ نے دیکھا کہ مساوات 3.33 پر پورے اترتے دور میں برقی رو کی قیمت اس کی عمومی قیمت سے دس فی صد سے کم انحراف کرتی ہے۔ اس مثال میں زیادہ سے زیادہ انحراف 8.2 فی صد رہا ہے۔ منبع برقی دباؤ اور مزاحمتوں کے استعمال سے ٹرانزسٹر مائل کرتے ہوئے تخلیق کار مساوات 3.33 کو بروئے کار لا کر اس بات کو یقینی بناتا ہے کہ ٹرانزسٹر تخلیق کردہ نقطہ کارکردگی سے زیادہ تجاوز نہیں کرے گا۔ بعض اوقات ٹرانزسٹر استعمال کرنے سے پہلے اس کا β ناپا جاتا ہے۔ ایسی صورت میں چونکہ β کی قیمت ٹھیک ٹھیک معلوم ہوتی ہے لہذا مساوات 3.33 کے تحت دور تخلیق دینا لازم نہیں ہوتا۔ آپس ایسی مثال دیکھیں جس میں مساوات 3.33 کو استعمال نہیں کیا گیا۔

مثال 3.25: شکل 3.28 میں $V_{CC} = 12\text{ V}$ ، جبکہ $R_b = 150\text{ k}\Omega$ کی قیمت ٹھیک 50 ہے۔ I_{CQ} اور V_{CEQ} حاصل کریں۔

حل: داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے مطابق

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_B R_b + V_{BE} + I_E R_e \\ &= V_{BE} + I_E \left(\frac{R_b}{\beta + 1} + R_e \right) \end{aligned}$$

ہے جہاں دوسرے قدم پر $I_E = (\beta + 1) I_B$ کا استعمال کیا گیا۔ یوں $I_{CQ} \approx I_{EQ}$ لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} I_E \approx I_C &= \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_e} \\ &= \frac{12 - 0.7}{\frac{150000}{49+1} + 1000} \\ &= 2.825 \text{ mA} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_{CQ}R_c + V_{CEQ} + I_{EQ}R_e \\ &\approx V_{CEQ} + I_{CQ}(R_c + R_e) \end{aligned}$$

جس سے

$$V_{CEQ} = 6.35 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

3.7.2 تبدیلی V_{BE} سے نقطہ کارکردگی کا سرک جانا

ڈایوڈ کے باب میں صفحہ 99 پر شکل 2.4 میں درجہ حرارت کے تبدیلی سے سیدھے مائل ڈایوڈ کی برقی دباؤ V_D کا تبدیل ہونا دکھایا گیا۔ اس باب کے حصہ 3.9 میں آپ دیکھیں گے کہ ٹرانزسٹر کا V_{BE} بھی بالکل اسی طرح درجہ حرارت کے ساتھ تبدیل ہوتا ہے۔ مساوات 3.30 پر دوبارہ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ V_{BE} کے تبدیل ہونے سے I_C تبدیل ہو گا اور یوں نقطہ کارکردگی اپنے متعین جگہ سے سرک جائے گا۔ ہمیں نقطہ کارکردگی کے سرک کا تخمینہ لگائیں اور اس سے نجات حاصل کرنے کے طریقے سمجھیں۔

دو مختلف درجہ حرارت T_1 اور T_2 پر V_{BE1} اور V_{BE2} لکھتے ہوئے مساوات 3.30 کے تحت دو مختلف برقی رو I_{C1} اور I_{C2} حاصل ہوں گے جہاں

$$(3.34) \quad I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$(3.35) \quad I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

برقی رو کی تبدیلی حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.36) \quad \Delta I_C = I_{C2} - I_{C1} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = - \left(\frac{\Delta V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right)$$

جہاں $(V_{BE2} - V_{BE1})$ کو ΔV_{BE} لکھا گیا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر کا یہ دور مساوات 3.33 پر پورا اترتا ہو تب مندرجہ بالا مساوات میں R_E کی قیمت $\frac{R_B}{\beta+1}$ کے قیمت سے بہت زیادہ ہوگی اور اس صورت میں اسے یوں لکھا جاسکے گا۔

$$(3.37) \quad \Delta I_C = - \left(\frac{\Delta V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right) \\ \approx - \left(\frac{\Delta V_{BE}}{R_E} \right)$$

مساوات 3.37 تبدیلی V_{BE} کی وجہ سے نقطہ کارکردگی کے سرک جانے کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_E بڑھانے سے I_C میں تبدیلی کم کی جاسکتی ہے۔

3.7.3 نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب

حصہ 3.7.1 اور حصہ 3.7.2 میں نقطہ کارکردگی سرک جانے کے وجوہات بتلائے گئے۔ اس مسئلے کو نہایت عمدگی سے یوں پیش کیا جاسکتا ہے۔ کوئی بھی تابع تفاعل مثلاً $I_C(\beta, V_{BE}, \dots)$ جو آزاد متغیرات مثلاً β ، V_{BE} وغیرہ کے تابع ہو، کی قیمت ان آزاد متغیرات پر منحصر ہوگی۔ یوں اگر ان آزاد متغیرات میں $\Delta\beta$ ، ΔV_{BE} ، ... کی باریک تبدیلی پیدا ہو تو تابع تفاعل کی قیمت میں کل باریک تبدیلی یوں حاصل کی جائے گی۔

$$(3.38) \quad \Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta} \Delta\beta + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \Delta V_{BE} + \dots$$

اس مساوات میں

$$(3.39) \quad S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$$

$$(3.40) \quad S_{V_{BE}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$$

⋮

لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.41) \quad \Delta I_C = S_\beta \Delta \beta + S_{V_{BE}} \Delta V_{BE} + \dots$$

جہاں S_β ، $S_{V_{BE}}$ وغیرہ کو نقطہ کارکردگی کے سوارنے کے اسباب²⁵ کہا جائے گا۔ آئیں ان اسباب کا تخمینہ لگائیں۔

مساوات 3.37 سے

$$(3.42) \quad S_{V_{BE}} = - \left(\frac{1}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right) \approx - \frac{1}{R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 3.39 میں نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب کو تفرق کے ذریعہ سمجھایا گیا ہے۔ جہاں متغیرات میں کم تبدیلی پائی جائے وہاں تفرق لیتے ہوئے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ ٹرانزسٹر کے β میں تبدیلی کو کم تصور نہیں کیا جا سکتا لہذا S_β حاصل کرتے وقت دو مختلف β پر I_C حاصل کرتے ہوئے برقی رو میں کل تبدیلی ΔI_C حاصل کی جاتی ہے جسے β میں کل تبدیلی $\Delta \beta$ سے تقسیم کرتے ہوئے S_β کیا جاتا ہے۔ آئیں اس عمل کو دیکھیں۔

S_β حاصل کرنے کی خاطر مساوات 3.30 کو دوبارہ دیکھتے ہیں۔ β_1 اور β_2 پر ہم برقی رویوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.43) \quad I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_1+1} + R_E} \approx \frac{\beta_1 (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_1 + 1) R_E}$$

$$(3.44) \quad I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_2+1} + R_E} \approx \frac{\beta_2 (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E}$$

مندرجہ بالا مساوات میں دوسری مساوات سے پہلی مساوات منفی کرنے سے ΔI_C حاصل ہوتا ہے۔ البتہ اس مساوات کی بہتر شکل بھی حاصل کی جا سکتی ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر دوسری مساوات کو پہلی مساوات سے تقسیم کرتے

ہوئے حاصل مساوات کے دونوں جانب سے ایک (1) منفی کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\frac{I_{C2}}{I_{C1}} &= \left(\frac{\beta_2(V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_2 + 1)R_E} \right) \times \left(\frac{R_B + (\beta_1 + 1)R_E}{\beta_1(V_{BB} - V_{BE})} \right) \\ &= \frac{\beta_2[R_B + (\beta_1 + 1)R_E]}{\beta_1[R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \\ \frac{I_{C2}}{I_{C1}} - 1 &= \frac{\beta_2[R_B + (\beta_1 + 1)R_E] - \beta_1[R_B + (\beta_2 + 1)R_E]}{\beta_1[R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \\ \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} = \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} &= \frac{\beta_2 R_B + \beta_2 \beta_1 R_E + \beta_2 R_E - \beta_1 R_B - \beta_1 \beta_2 R_E - \beta_1 R_E}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} &= \frac{(\beta_2 - \beta_1) (R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ &= \frac{(R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \Delta \beta\end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر $(\beta_2 - \beta_1)$ کو $\Delta \beta$ لکھا گیا ہے۔ اس سے S_β حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.45) \quad S_\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[\frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right]$$

اسی طرز پر آپ V_{BB} میں تبدیلی سے پیدا $S_{V_{BB}}$ حاصل کر سکتے ہیں وغیرہ وغیرہ۔

مساوات 3.41 میں مساوات 3.42 اور مساوات 3.45 استعمال کرتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.46) \quad \Delta I_C = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[\frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right] \Delta \beta - \frac{1}{R_E} \Delta V_{BE} + \dots$$

تمام نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب کی مدد سے برقی رو I_C کے کل تبدیلی کو مندرجہ بالا مساوات کے طرز پر لکھا جا سکتا ہے۔ نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب کی قیمتیں قابو کرتے ہوئے اس تبدیلی کو قابل قبول حد کے اندر رکھا جاتا ہے۔

3.8 مزاحمت کا عکس

شکل 3.29 الف میں برقی رو کو I_{Ca} لکھتے ہوئے اس کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.47) \quad I_{Ca} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

اسی طرح شکل ب میں برقی رو کو I_{Cb} لکھتے ہوئے اس کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ ہم دیکھتے ہیں کہ R'_B اور R_E سلسلہ وار جڑے ہیں اور ان کا کردار بالکل ایسا ہی ہے جیسے یہاں ایک ہی مزاحمت R''_E نسب ہو جس کی قیمت $(R'_B + R_E)$ ہو۔ شکل 3.30 الف میں یہ تصور دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.48) \quad I_{Cb} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R''_E} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R'_B + R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر اس مساوات میں R'_B کی قیمت مساوات 3.47 کے $\frac{R_B}{\beta+1}$ کے برابر ہو تب I_{Ca} اور I_{Cb} برابر ہوں گے یعنی اگر

$$(3.49) \quad R'_B = \frac{R_B}{\beta+1}$$

ہو تب

$$(3.50) \quad I_{Ca} = I_{Cb}$$

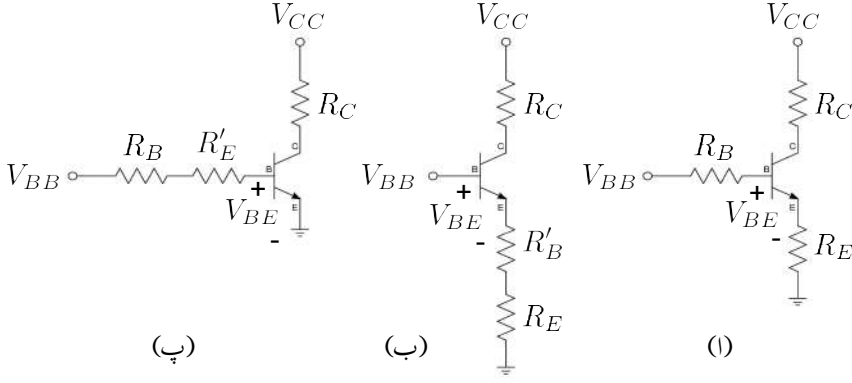
ہو گا، اگرچہ ان دو اشکال کے V_{CE} مختلف ہوں گے چونکہ

$$V_{CEa} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

$$V_{CEb} = V_{CC} - I_C R_C$$

ہوں گے اور یوں $V_{CEa} \neq V_{CEb}$ ہوں گے۔ اسی طرح شکل پ میں برقی رو کو I_{Cc} لکھتے ہوئے اسے حاصل کرتے ہیں۔ یہاں R_B اور R'_E سلسلہ وار جڑے ہیں اور ان کا کردار بالکل ایک ایسے مزاحمت R''_B کی طرح ہے جس کی قیمت $(R_B + R'_E)$ کے برابر ہو۔ شکل 3.30 ب میں یہ تصور دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.51) \quad I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R_B}{\beta+1}\right)} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R_B}{\beta+1} + \frac{R'_E}{\beta+1}\right)}$$



شکل 3.29: مزاحمت کے عکس

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں اگر $\frac{R'_E}{\beta+1}$ کی قیمت مساوات 3.47 کے R_E کے برابر ہو یعنی اگر

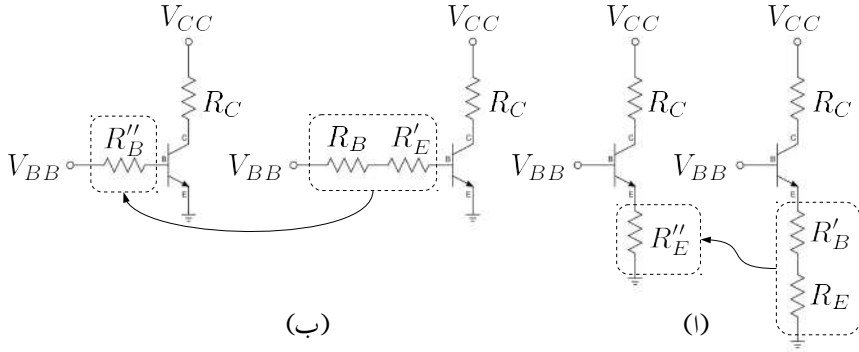
$$(3.52) \quad \frac{R'_E}{\beta+1} = R_E$$

ہو تب

$$(3.53) \quad I_{Cc} = I_{Ca}$$

ہوں گے، اگرچہ $V_{CEb} \neq V_{CEc}$ ہوں گے۔ مساوات 3.52 کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.54) \quad R'_E = (\beta+1) R_E$$



شکل 3.30: مزاحمت کے عکس

مثال 3.26: شکل 3.29 الف میں

$$\begin{aligned}\beta &= 99 \\ V_{CC} &= 15 \text{ V} \\ V_{BB} &= 6.2 \text{ V} \\ R_C &= 5 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 5 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 50 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

ہیں۔

1. شکل 3.29 الف کا برقی رو I_C حاصل کریں۔
2. شکل ب میں R'_B کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے شکل ب کی برقی رو شکل الف کی برقی رو کے برابر ہوگی۔
3. شکل پ میں R'_E کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے اس شکل پ کی برقی رو شکل الف کے برقی رو کے برابر ہوگی۔

حل:

.1

$$I_{Ca} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{6.2 - 0.7}{\frac{50000}{99+1} + 5000} = 1 \text{ mA}$$

.2

$$R'_B = \frac{R_B}{\beta + 1} = \frac{50000}{99 + 1} = 500 \Omega$$

اس قیمت کی مزاحمت کے استعمال سے شکل 3.30 الف میں R''_E کی قیمت

$$R'_B + R_E = 500 + 5000 = 5500 \Omega$$

ہوگی اور اس میں برقی رو کی قیمت

$$I_{Cb} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R'_B + R_E} = \frac{6.2 - 0.7}{500 + 5000} = 1 \text{ mA}$$

ہی حاصل ہوگی۔

.3

$$R'_E = (\beta + 1)R_E = (99 + 1) \times 5000 = 500 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے شکل 3.30 ب میں

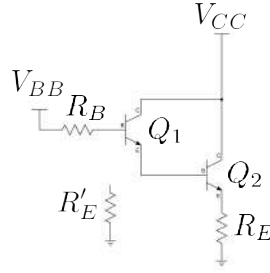
$$R''_B = R_B + R'_E = 50 \text{ k}\Omega + 500 \text{ k}\Omega = 550 \text{ k}\Omega$$

ہو گا اور یوں

$$I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R''_B}{\beta+1}\right)} = \frac{6.2 - 0.7}{\left(\frac{550000}{99+1}\right)} = 1 \text{ mA}$$

ہی حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 3.49 اور مساوات 3.54 اہم نتائج ہیں۔ ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر دیکھتے ہوئے R_E کا کردار بالکل ایسا ہوتا ہے جیسے بیس سرے کے ساتھ مزاحمت R'_E جڑا ہو۔ اس تمام کو یوں بھی کہا جاسکتا ہے کہ ایسٹر پر جڑے



شکل 3.31: ڈارنگٹن میں مزاحمت کا عکس

مزاحمت R_E ، ٹرانزسٹر کے بیس سرے سے بالکل R'_E معلوم ہوتا ہے۔ اسی لئے R'_E کو R_E کا عکس کہا جاتا ہے۔

اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس سرے کے ساتھ جڑے مزاحمت R_B کو اگر ٹرانزسٹر کے ایبیسٹر سرے سے دیکھا جائے تو یہ بالکل ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ایبیسٹر سرے کے ساتھ مزاحمت R'_B جڑا ہے۔ اسی لئے R'_B کو R_B کا عکس کہا جاتا ہے۔

مندرجہ بالا کا نچوڑ یہ ہے کہ ٹرانزسٹر ادوار میں برقی رو I_C حاصل کرتے وقت، ایبیسٹر پر موجود مزاحمت کا عکس لیتے ہوئے اسے بیس جانب منتقل کیا جاسکتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس جانب مزاحمت کا عکس لیتے ہوئے ایبیسٹر جانب منتقل کیا جاسکتا ہے۔ یاد رہے کہ یہ صرف اور صرف حساب کتاب آسان بنانے کا ایک گدہ ہے۔ اصل ٹرانزسٹر دور کی جگہ کبھی بھی عکس استعمال کرتے حاصل دور کام نہیں کرے گا۔

مثال 3.27: شکل 3.31 میں بیس جانب R_E کا عکس حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$V_{BB} = I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2}R_E$$

لکھا جاسکتا ہے جس میں $I_{E2} = \frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}$ لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}R_E \\ &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{R_E}{\beta_1\beta_2}I_{B1} \\ &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{B1}R'_E \end{aligned}$$

ماتا ہے جہاں $R'_E \approx \frac{R_E}{\beta_1\beta_2}$ لکھا گیا ہے۔ اس مساوات کے تحت بیس جانب برقی رو I_{B1} دو مزاحمت سے گزرتی ہے۔ پہلا مزاحمت R_B اور دوسرا R'_E ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے بیس جانب مزاحمت R'_E نظر آتا ہے اور یہی R_E کا بیس جانب عکس ہے۔

3.9 ٹرانزسٹر کے خط

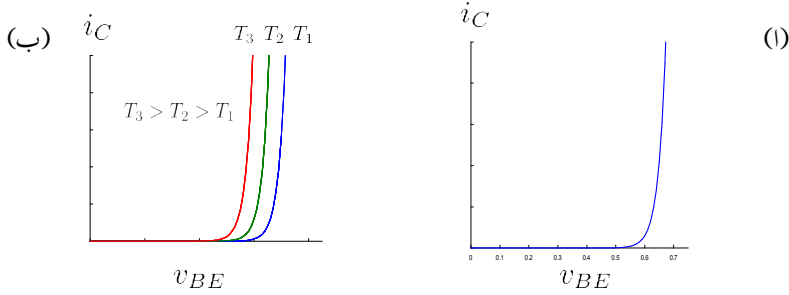
ٹرانزسٹر کے تین سرے ہونے کی بدولت اس کے تین برقی رو اور تین برقی دباؤ ممکن ہیں۔ ان میں کسی دو کو آپس میں گراف کیا جاسکتا ہے۔

$$3.9.1 \quad i_C - v_{BE} \text{ خط}$$

شکل 3.32 الف میں npn ٹرانزسٹر کا i_C بالمقابل v_{BE} خط دکھایا گیا ہے جو بالکل ڈیوڈ کے خط کی طرح کا ہے۔ npn کے $i_C - v_{BE}$ اور pnp کے $i_C - v_{EB}$ خط کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

$$(3.55) \quad i_C = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \quad \text{nnp}$$

$$(3.56) \quad i_C = I_S \left(e^{\frac{v_{EB}}{V_T}} - 1 \right) \quad \text{pnp}$$



شکل 3.32: ٹرانزسٹر کے خط اور اس پر درجہ حرارت کے اثرات

جنہیں $e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \gg 1$ کی صورت میں عموماً

$$(3.57) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

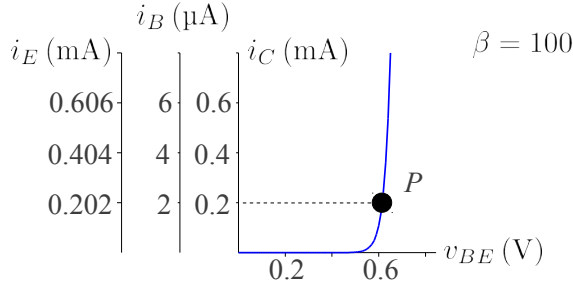
$$(3.58) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{EB}}{V_T}}$$

لکھا جاتا ہے۔ چونکہ $i_C = \alpha i_E$ اور $i_C = \beta i_B$ ہوتے ہیں لہذا $i_E - v_{BE}$ اور $i_B - v_{BE}$ خطوں کی شکلیں ایک جیسے ہوں گی۔ ان کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

$$(3.59) \quad i_E = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.60) \quad i_B = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

شکل 3.33 میں ایک ہی گراف پر تینوں خطوں کے گراف کی مثال دی گئی ہے جہاں حزب معمول ایک ہی افقی محدود ہے جو v_{BE} کو ظاہر کرتا ہے جبکہ عمودی محدودوں کی تعداد تین ہے جو i_C ، i_B اور i_E کو ظاہر کرتے ہیں۔ v_{BE} کی پیمائش دولٹ V میں دی گئی ہے جبکہ i_C اور i_E کی mA میں اور i_B کی μA میں دی گئی ہے۔ $\beta = 100$ تصور کرتے ہوئے نقطہ P پر $v_{BE} = 0.61 V$ جبکہ $i_C = 0.2 mA$ ، $i_B = 2 \mu A$ اور $i_E = 0.202 mA$ ہیں۔ بالکل ڈایوڈ کی طرح، جہاں اشد درستی درکار نہ ہو وہاں، ٹرانزسٹر کے ادوار کے یک سمتی حل حاصل کرتے وقت سیدھے مائل بیس۔ ایسٹر جوڑ پر برقی دباؤ v_{BE} کو 0.7 V ہی لیا جاتا ہے۔ اسی طرح یہاں بھی $v_{BE} = 0.5 V$ سے کم برقی دباؤ پر برقی رو i_C کی قیمت قابل نظر انداز ہوتی ہے اور اس صورت میں ٹرانزسٹر کے اس جوڑ کو غیر۔ چالو تصور کیا جاتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے لئے بھی چالو کردہ برقی دباؤ کی قیمت 0.5 V ہے۔



شکل 3.33: برقی رو بالمتقابل برقی دباؤ

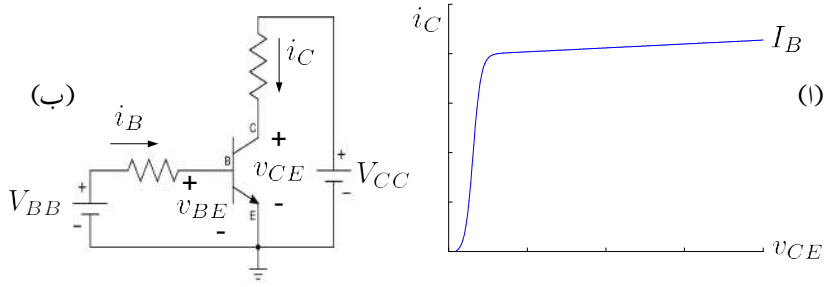
بالکل ڈاؤبوڈ کی طرح i_C برقرار رکھتے ہوئے، ایک ڈگری سنٹی گریڈ درجہ حرارت بڑھانے سے v_{BE} کی قیمت 2 mV گھٹتی ہے یعنی

$$(3.61) \quad \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

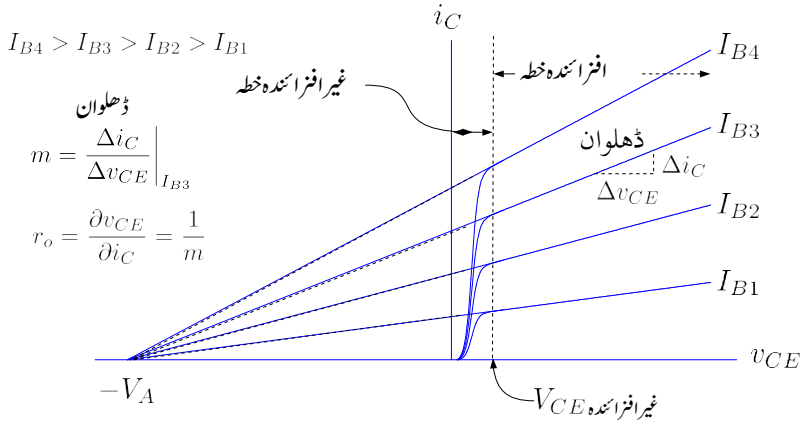
pnp ٹرانزسٹر کا v_{EB} بھی اسی شرح سے حرارت کے ساتھ گھٹتا ہے۔

3.9.2 $i_C - v_{CE}$ خط

شکل 3.34 الف میں pnp ٹرانزسٹر کے i_C بالمتقابل v_{CE} کا گراف دکھایا گیا ہے جسے حاصل کرتے وقت i_B کو کسی ایک مقررہ قیمت I_B پر رکھا گیا۔ شکل 3.34 ب میں ٹرانزسٹر کا وہ دور بھی دکھایا گیا ہے جسے گراف حاصل کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا۔ گراف حاصل کرنے سے قبل V_{BB} کو تبدیل کرتے ہوئے مقررہ I_B پیدا کیا جاتا ہے۔ i_B کو برقرار I_B پر رکھنے کی خاطر V_{BB} کو اس کے بعد تبدیل نہیں کیا جاتا۔ اس کے بعد گراف حاصل کرنے کی خاطر V_{CC} کو قدم با قدم صفر وولٹ 0V سے بڑھایا جاتا ہے اور ہر قدم پر ٹرانزسٹر کی برقی رو i_C اور برقی دباؤ v_{CE} ناپے جاتے ہیں۔ یوں ناپ شدہ i_C اور v_{CE} کا گراف شکل الف میں دکھایا گیا ہے جہاں گراف کے اوپر I_B لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ یہ گراف مقررہ I_B پر حاصل کی گئی ہے۔ اسی طرح پر i_B کو مختلف قیمتوں پر رکھ کر مختلف $i_C - v_{CE}$ کے خط حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ اس طرح کے خطوط شکل 3.35 میں دکھائے گئے ہیں۔ ان گراف کو دیکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ v_{CE} کی قیمت



شکل 3.34: npn کا $i_C - v_{CE}$ خط



شکل 3.35: npn کے خطوط اور اربلی برقی دباؤ

بتدریج کم کرتے ہوئے ایک مقام آتا ہے جہاں i_C کی قیمت نہایت تیزی سے گٹھنے شروع ہوتی ہے۔ اس مقام سے کم v_{CE} کے خطے کو غیر افزائندہ خطہ²⁶ جبکہ اس سے زیادہ v_{CE} کے خطے کو افزائندہ خطہ²⁷ کہتے ہیں۔ اس حصہ میں ہم افزائندہ خطے پر غور کریں گے۔

افزائندہ خطے میں $i_C - v_{CE}$ کے خط سیدھی شکل اختیار کر لیتے ہیں۔ ہر خط ایک خاص ڈھلوان رکھتا ہے۔ اگر ان تمام خطوط کو منفی v_{CE} کے جانب فرضی طور نقش کیا جائے تو یہ ایک ہی نقطہ پر جاملتے ہیں جہاں $v_{CE} = -V_A$ ہوتا ہے۔ اس فرضی نقش کو نقطہ دار لکیروں سے دکھایا گیا ہے۔ کسی بھی ٹرانزسٹر کے V_A کی قیمت کو بطور مثبت عدد کے بیان کیا جاتا ہے جسے اری برقی دباؤ²⁸ کہتے ہیں۔²⁹ دو جوڑ والے ٹرانزسٹروں کا اری برقی دباؤ پچاس ولٹ تا سو ولٹ ہوتا ہے۔ یہ معلومات ٹرانزسٹر بنانے والے صنعت کار مہیا کرتے ہیں۔

شکل 3.35 میں کسی ایک نقطہ پر خط کی ڈھلوان m دکھائی ہے یعنی

$$m = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{I_{B3}}$$

ٹرانزسٹر کے خارجی جانب خارجی مزاحمت r_o کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$\begin{aligned} r_o &= \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_{I_B} \\ &= \frac{1}{m} \\ &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B}^{-1} \end{aligned}$$

چونکہ $i_C - v_{CE}$ کے خط اور فرضی نقش کئے گئے نقطہ دار لکیروں کی ڈھلوان برابر ہیں لہذا ہم خارجی مزاحمت کو یوں بھی حاصل کر سکتے ہیں

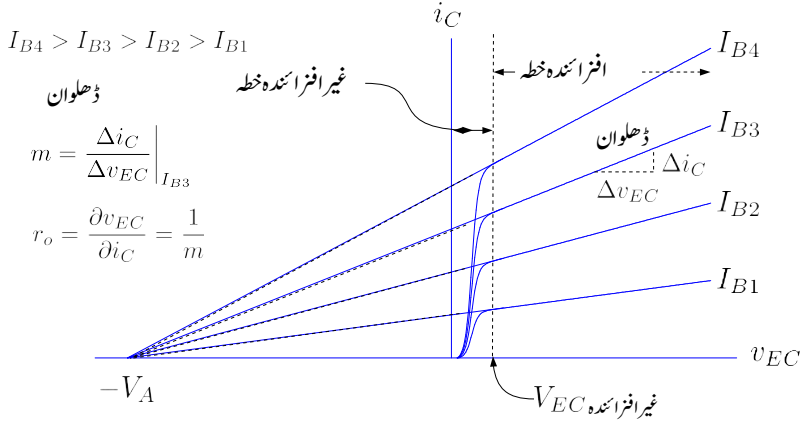
$$(3.62) \quad r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$$

saturation region²⁶

active region²⁷

Early voltage²⁸

²⁹

شکل 3.36: pnp کے $i_C - v_{EC}$ خطوط

حقیقت میں افزائنده خطے کے نچلے حد پر (یعنی غیر افزائنده خطے کے بالکل قریب) کی قیمت استعمال کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.63) \quad r_o \approx \frac{V_A}{I_C}$$

اگرچہ افزائنده خطے میں v_{CE} کے تبدیلی سے I_C کی قیمت تبدیل ہوتی ہے مگر اس تبدیلی کو یک سمتی مطالعہ کے دوران نظر انداز کیا جاتا ہے۔ البتہ بدلتے رو مطالعہ میں r_o اہمیت رکھتا ہے۔

شکل 3.36 میں pnp ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{EC}$ خطوط دکھائے گئے ہیں۔ $V_{EC, \text{غير افزائنده}} = 0.2 \text{ V}$ ہی ہے۔ اس سے کم v_{EC} پر ٹرانزسٹر غیر افزائنده جبکہ اس سے زیادہ پر افزائنده ہوتا ہے۔

مثال 3.28: ایک ایسے npn ٹرانزسٹر جس کی ارلی برقی دباؤ کی قیمت پچاس وولٹ $V_A = 50 \text{ V}$ ہے کی خارجی مزاحمت $100 \mu\text{A}$ ، 1 mA اور 10 mA کی برقی رو پر حاصل کریں۔

حل:

.1

$$r_o \approx \frac{V_A}{I_C} = \frac{50}{100 \times 10^{-6}} = 500 \text{ k}\Omega$$

.2

$$r_o = \frac{50}{10^{-3}} = 50 \text{ k}\Omega$$

.3

$$r_o = \frac{50}{10 \times 10^{-3}} = 5 \text{ k}\Omega$$

3.10 یک سمتی ادوار کاتر سیمی تجزیہ

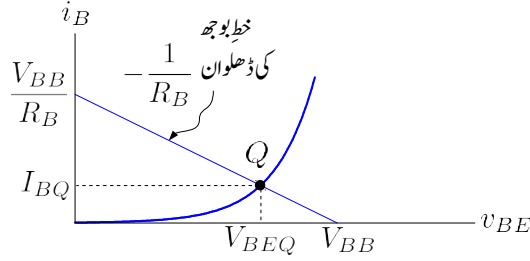
اگرچہ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً الجبرائی طریقہ سے حل کیا جاتا ہے مگر گراف کے استعمال سے بہت گہری سمجھ پیدا ہوتی ہے۔ اس طریقہ کو سمجھنے کے بعد ٹرانزسٹر ادوار تخلیق دینے میں آسانی پیدا ہوتی ہے۔ آپس شکل 3.38 میں دئے دور کو گراف کی مدد سے حل کرتے ہیں۔

3.10.1 یک سمتی روخط بوجھ

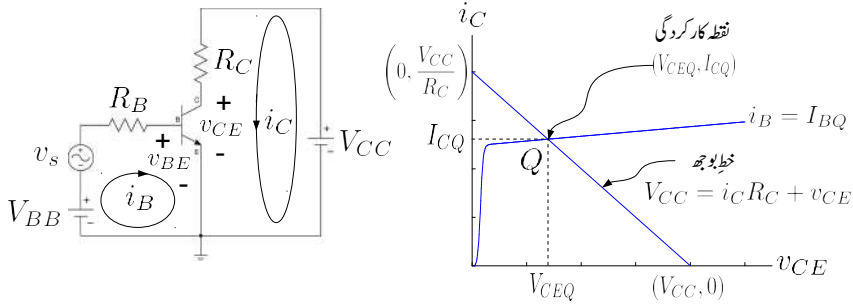
شکل 3.38 میں، بدلتے اشارہ v_s کو نظر انداز کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر دور کے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.64) \quad V_{BB} = i_B R_B + v_{BE}$$

چونکہ ٹرانزسٹر کا بیس-ایمیٹر جوڑ بالکل ایک ڈیوڈ کی مانند ہوتا ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو داخلی جانب کا ایک سمتی بوجھ کا خط کہا جاسکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے $v_{BE} - i_B$ خط پر اس کو مساوات کو کھینچنے سے نقطہ مائل حاصل ہوتا ہے جس سے V_{BEQ} اور I_{BQ} حاصل ہوتے ہیں۔ یہ عمل شکل 3.37 میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح، بدلتے اشارات



شکل 3.37: داخلی جانب کے نقطہ مائل کا حصول



شکل 3.38: ایک سمتی خط بوجھ۔

کو نظر انداز کرتے ہوئے، شکل 3.38 میں ٹرانزسٹر دور کے خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.65) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE}$$

اس مساوات کو ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{CE}$ خط پر گراف کیا گیا ہے۔ بوجھ کا خط برقی دباؤ کے محور کو $(V_{CC}, 0)$ پر اور برقی رو کے محور کو $(0, \frac{V_{CC}}{R_C})$ پر ٹکراتا ہے اور اس کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_C}$ ہے۔ یہاں اس بات کو مد نظر رکھنا ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{CE}$ خطوں میں سے صرف اس خط کو گراف کیا گیا ہے جس پر $i_B = I_{BQ}$ کے لئے ہے جہاں I_{BQ} شکل 3.38 میں حاصل کی گئی۔ خط بوجھ کی مساوات میں i_C اور v_{CE} دو آزاد متغیرات ہیں۔ دو آزاد متغیرات کو حاصل کرنے کی خاطر دو مساوات درکار ہوتے ہیں۔ خط بوجھ کی مساوات پہلی مساوات ہے جبکہ ٹرانزسٹر کا $i_C - v_{CE}$ خط دوسرے مساوات کا گراف ہے۔ جہاں دو مساوات کے گراف ملتے ہیں ان کا حل ہوتا ہے۔ شکل میں اسے نقطہ کارکردگی Q کہا گیا ہے اور اس نقطے پر متغیرات کی قیمت

یوں اس دور میں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب برقی رو کی قیمت جبکہ اس کے بیس-کلکٹر سروں کے مابین برقی دباؤ کی قیمت V_{CEQ} ہو گی۔

3.10.2 باریک اشارات

آئیں اب شکل 3.38 میں باریک اشارات پر غور کریں۔ باریک اشارہ v_s کے موجودگی میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کل برقی دباؤ $(V_{BB} + v_s)$ ہو گا اور ہم اس جانب خطِ بوجھ کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.66) \quad V_{BB} + v_s = i_B R_B + v_{BE}$$

خطِ بوجھ کی یہ مساوات $i_B - v_{BE}$ کے گراف پر کھینچی گئی شکل 3.39 میں دکھائی گئی ہے جہاں

$$(3.67) \quad v_s = V_p \sin \omega t$$

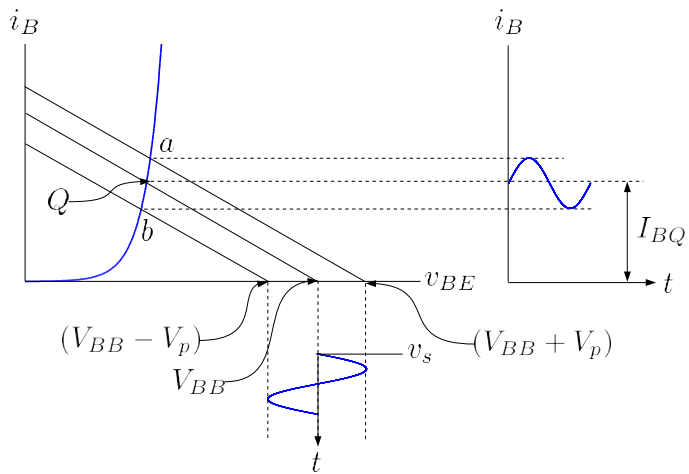
تصور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خطِ بوجھ اپنی جگہ سے ہلتا ہے جس کی وجہ سے نقطہ کارکردگی $i_B - v_{BE}$ خط پر Q کے قریب قریب رہتے ہوئے a اور b کے درمیان چال قدمی کرتا ہے جس سے i_B کی قیمت بھی I_{BQ} سے انحراف کرتی ہے۔ i_B کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.68) \quad i_B = I_{BQ} + I_p \sin \omega t$$

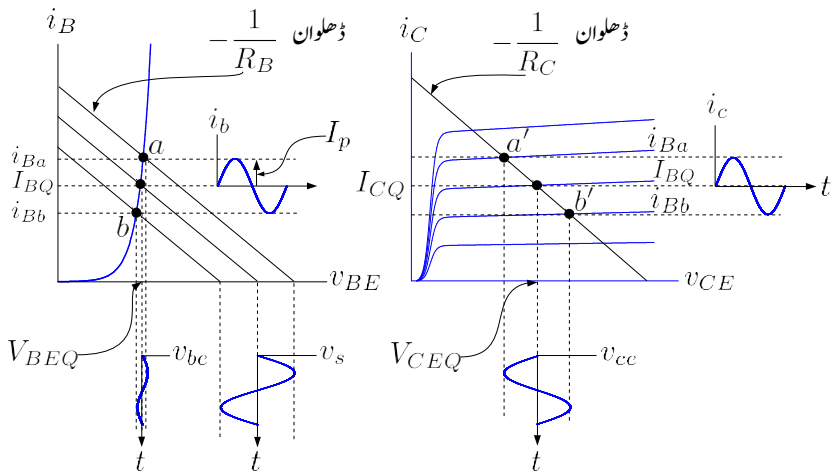
جہاں نقطہ کارکردگی کے قریب $i_B - v_{BE}$ خط کو سیدھا تصور کیا گیا ہے۔ شکل 3.40 میں باریک اشارہ v_s اور اس کے پیدا کردہ i_b ، v_{be} ، i_c اور v_{ce} اشارات دکھائے گئے ہیں۔ v_s ، i_b ، v_{be} اور i_c ہم زاویہ ہیں جبکہ v_{ce} ان سب سے 180 کے زاویہ پر ہے۔ یاد رہے کہ تمام اشارات کا دوری عرصہ یکساں ہے چونکہ ایمپلیفائر اشارے کے تعدد کو تبدیل نہیں کرتا۔

3.10.3 برقی دباؤ V_{CC} اور مزاحمت R_C کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

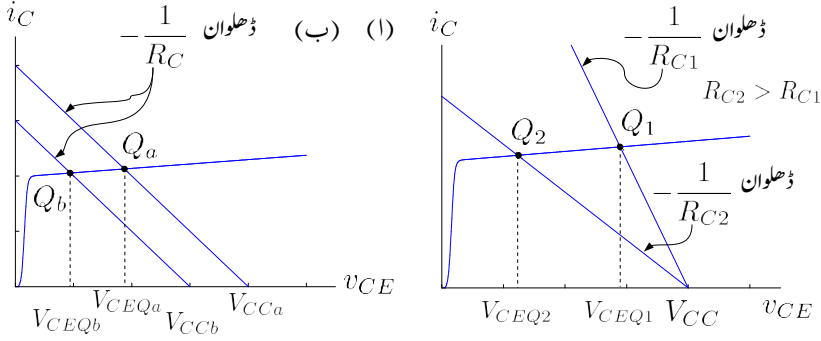
شکل 3.38 میں ایک مرتبہ R_C کی قیمت R_{C1} رکھی گئی اور دوسری مرتبہ اسے R_{C2} رکھا گیا جبکہ بقایا دور میں کوئی تبدیلی نہیں کی گئی۔ R_{C2} کی قیمت R_{C1} سے زیادہ ہے۔ ان دونوں صورتوں کو شکل 3.41 الف میں دکھایا گیا ہے۔ R_{C1} کی صورت میں خطِ بوجھ ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{CE}$ خط کو Q_1 پر ٹکراتا ہے اور یوں



شکل 3.39: ہارک اشارات بذریعہ گراف



شکل 3.40: ہارک اشارات



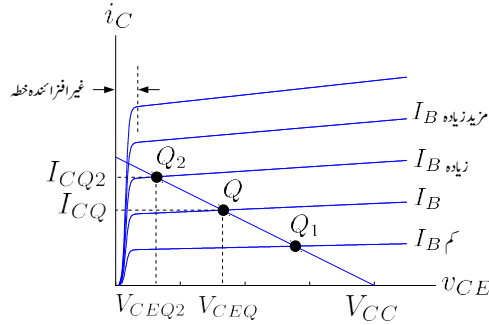
شکل 3.41: نقطہ کارکردگی پر منبع برقی دباؤ اور مزاحمت کے اثرات

ٹرانزسٹر کے اس نقطہ کارکردگی پر برقی دباؤ v_{CE} کی قیمت V_{CEQ1} ہوگی۔ R_{C2} کی صورت میں خطِ بوجھ کی ڈھلوان کم ہوگئی ہے اور یہ $i_C - v_{CE}$ خط کو Q_2 پر نکلواتا ہے جہاں v_{CE} کی قیمت V_{CEQ2} ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خطِ بوجھ کے مساوات (یعنی مساوات 3.65) میں صرف مزاحمت تبدیل کرنے سے خطِ بوجھ کی ڈھلوان تبدیل ہوتی ہے جس سے ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تبدیل ہوتا ہے۔ ان دونوں صورتوں میں خطِ بوجھ برقی دباؤ کے محور کو V_{CC} پر ہی نکراتے ہیں۔

شکل 3.41 ب میں صرف برقی دباؤ V_{CC} کے تبدیل ہونے کے اثرات کو دکھایا گیا ہے جہاں V_{CCa} کی قیمت V_{CCb} سے زیادہ رکھی گئی ہے۔ V_{CC} کو V_{CCb} سے بڑھا کر V_{CCa} کرنے سے نقطہ کارکردگی Q_b سے Q_a منتقل ہو جاتا ہے جبکہ خطِ بوجھ کی ڈھلوان تبدیل نہیں ہوتی۔

3.10.4 داخلی برقی رو کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

شکل 3.42 میں خطِ بوجھ مختلف داخلی برقی رو I_B پر $i_C - v_{CE}$ خطوط پر نقش کیا گیا ہے۔ اگر داخلی برقی رو کو I_B سے بڑھا کر I_{B2} کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی Q سے Q_2 منتقل ہو جائے گا۔ یوں برقی رو I_{CQ} سے بڑھ کر I_{CQ2} ہو جائے گی جبکہ برقی دباؤ V_{CEQ} سے کم ہو کر V_{CEQ2} ہو جائے گا۔ اگر I_B کو مزید بڑھا کر I_{B2} کیا جائے تو نقطہ کارکردگی غیر افزائندہ خطے میں داخل ہو جاتا ہے جہاں v_{CE} کی قیمت



شکل 3.42: نقطہ کارکردگی بالقابل داخلی برقی رو

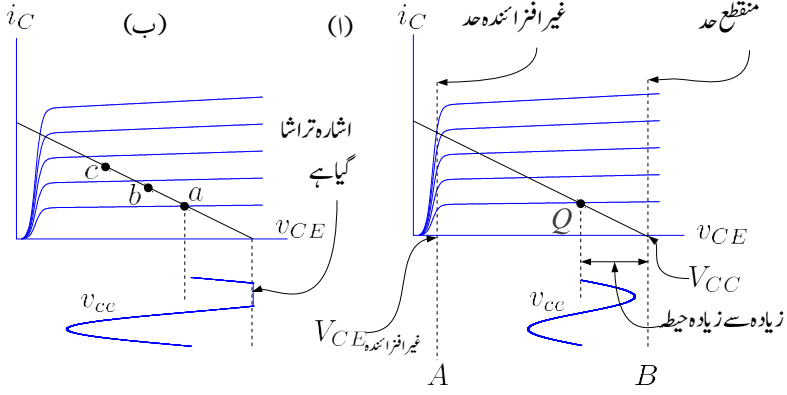
غیر افزائندہ V_{CE} یعنی $0.2V$ سے بھی کم ہو جاتی ہے۔ I_B کو مزید بڑھانے سے نہ تو i_C اور نہ ہی v_{CE} کی قیمت میں خاطر خواہ تبدیلی رونما ہوتی ہے۔ یہی وجہ ہے کہ اس خطے کو غیر افزائندہ خطہ کہتے ہیں۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ I_B کی قیمت بڑھاتے ہوئے ٹرانزسٹر آخر کار غیر افزائندہ خطے میں داخل ہو جاتا ہے جہاں اس میں برقی رو I_{CQ} کی قیمت تقریباً $\frac{V_{CC}}{R_C}$ ہی رہتی ہے۔ غیر افزائندہ خطے میں داخل ہونے کے بعد I_B بڑھانے سے ٹرانزسٹر غیر افزائندہ خطے کے مزید گہرائی میں چلا جاتا ہے۔ اس خطے میں ٹرانزسٹر مکمل طور چالو ہوتا ہے اور یہ چالو برقی سوئچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ یہ صورت حال شکل 3.42 میں دکھایا گیا ہے۔

اس کے برعکس اگر I_B کی قیمت بتدریج کم کی جائے تو نقطہ کارکردگی اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب I_{CQ} کی قیمت کم ہوتی ہے۔ اگر I_B کو نہایت کم یا اسے بالکل روک کر صفر کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی افقی محور سے ٹکرا جائے گا جہاں $I_{CQ} = 0A$ اور $V_{CEQ} = V_{CC}$ ہو گا۔ اس نقطے پر ٹرانزسٹر مکمل منقطع صورت اختیار کئے ہوتا ہے اور یہ ایک منقطع برقی سوئچ کا کردار ادا کرتا ہے۔

3.10.5 خارجی اشارہ کے حدود

مندرجہ بالا حصے میں ہم نے دیکھا کہ I_B کو بڑھا کر ٹرانزسٹر کو غیر افزائندہ کیا جا سکتا ہے جبکہ اسے گھٹا کر ٹرانزسٹر کو منقطع کیا جا سکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کو بطور ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے اس بات کو یقینی رکھنا ضروری ہے کہ



شکل 3.43: خارجی اشارہ کے حدود

ٹرانزسٹر افزائندہ خطے میں ہی رہے۔ نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے پیچھے کئی وجوہات ہو سکتے ہیں۔ شکل 3.43 میں نقطہ کارکردگی کو یوں رکھا گیا ہے کہ اشارہ کے عدم موجودگی میں I_{BQ} کم سے کم ہو۔ موبائل فون میں ایسا ہی کیا جاتا ہے تاکہ اس کی بیٹری زیادہ وقت بغیر بھرے کے کام کر سکے۔ شکل الف میں اس ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_{ce} دکھایا گیا ہے۔ اگر ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ v_s مزید بڑھ جائے تو ظاہر ہے کہ v_{ce} بھی بڑھنے کی کوشش کرے گا لیکن جیسے شکل ب سے واضح ہے کہ ایسا نہیں ہو گا۔ اگرچہ v_{ce} کا آدھا لہر صحیح بڑھ گیا ہے لیکن اس کا دوسرا حصہ تراشا گیا ہے۔ اگر نقطہ کارکردگی کو a سے قدر بائیں نقطہ b پر منتقل کر دیا جائے تو موجودہ v_{ce} بغیر تراشے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ آپ یہ بھی دیکھ سکتے ہیں کہ اگر نقطہ کارکردگی کو مزید بائیں، نقطہ c پر منتقل کر دیا جائے تو v_{ce} لہر کا دوسرا جانب تراشا شروع ہو جائے گا۔ جیسے شکل 3.43 الف میں دکھایا گیا ہے کہ افزائندہ ٹرانزسٹر کے v_{CE} کی کم سے کم ممکنہ قیمت غیر افزائندہ V_{CE} ہے جبکہ اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت V_{CC} ہے۔ ان حدود کو A اور B نقطے دار لکیروں سے دکھایا گیا ہے۔ v_{CE} ان حدود سے تجاوز نہیں کر سکتا لہذا نقطہ کارکردگی Q کے ایک جانب خارجی اشارے کی چوٹی A تک اور دوسری جانب B تک بغیر تراشے بڑھائی جاسکتی ہے۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے یوں ہم سائن-نما خارجی اشارہ v_{ce} کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کی حد کا تعین اس شکل سے کر سکتے ہیں۔

3.10.6 بدلتی رو، خط بوجھ

ٹرانزسٹر ادوار میں β اور V_{BE} کے تبدیلی سے نقطہ کارکردگی کے تبدیلی کو روکنے کی خاطر R_E استعمال کیا جاتا ہے۔ البتہ جیسے آپ صفحہ 354 پر مساوات 3.217 میں دیکھیں گے، R_E کے استعمال سے ٹرانزسٹر ایپلیفائر کی افزائش کم ہو جاتی ہے۔ نقطہ کارکردگی یک سمتی رو سے تعین کیا جاتا ہے جبکہ افزائش کا تعلق بدلتے اشارات کے ساتھ ہے۔ یوں اگر کسی طرح یک سمتی رو کے نقطہ نظر سے R_E دور میں پایا جائے جبکہ بدلتے اشارے کے نقطہ نظر سے R_E کی قیمت صفر کر دی جائے تو دونوں واجبات پورے ہوں گے۔ شکل 3.44 الف میں R_E کے متوازی لامحدود قیمت کا کپیسٹر نسب کیا گیا ہے۔ یک سمتی رو کپیسٹر سے نہیں گزرتی، لہذا نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت کپیسٹر کو نظر انداز کیا جائے گا۔ لامحدود کپیسٹر کی برقی رکاوٹ صفر اُوہم ہے جو R_E کے متوازی جڑا ہے۔ یوں بدلتا اشارہ R_E سے ہر گز نہیں گزرے گا بلکہ یہ کپیسٹر کے راستے گزرے گا۔ بدلتی رو کو مزاحمت کے متبادل راستہ فراہم کرنے والا کپیسٹر قصوری کپیسٹر³⁰ پکارا جاتا ہے۔ محدود کپیسٹر کے کارکردگی پر باب 6 میں غور کیا جائے گا۔ اس حصے میں لامحدود کپیسٹر نسب کرنے کے اثرات پر غور کیا جائے گا۔ اس کتاب کے حصہ 2.12.1 میں ڈیوڈ ادوار کے بدلتی رو، خط بوجھ پر غور کیا گیا۔ آئیں ٹرانزسٹر کے بدلتی رو، خط بوجھ پر غور کریں۔

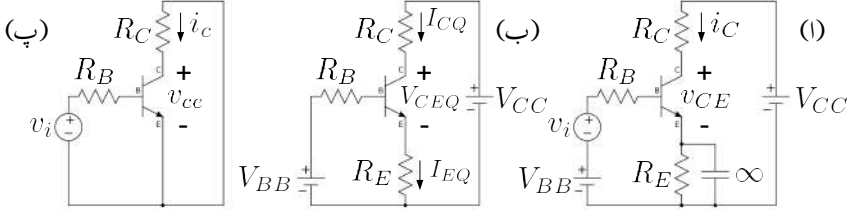
شکل 3.44 الف کے خارجی جانب

$$(3.69) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E \\ \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{یک سمتی رو، خط بوجھ}$$

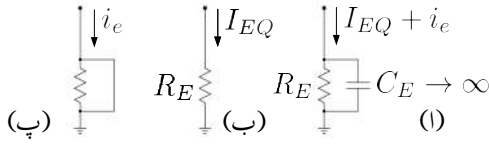
ہے جہاں $i_C \approx i_E$ لیا گیا ہے۔ ڈیوڈ کی طرح یہاں مندرجہ بالا مساوات کو یک سمتی رو، خط بوجھ پکارا جاتا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف یک سمتی خط بوجھ³¹ کہتے ہیں۔ شکل 3.45 الف میں i_E کو یک سمتی I_{EQ} اور بدلتے i_e حصوں میں لکھا گیا ہے۔ یک سمتی اشارے کے لئے کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا، جیسے شکل 3.45 ب میں دکھایا گیا ہے، I_{EQ} صرف مزاحمت R_E سے گزرے گا۔ یوں ٹرانزسٹر کے ایسٹر پر $V_{EQ} = I_{EQ} R_E$ ہو گا۔ کپیسٹر پر بھی یہی یک سمتی برقی دباؤ پایا جائے گا۔

جیسے شکل 3.45 پ میں دکھایا گیا ہے، بدلتے اشارے کے لئے لامحدود کپیسٹر کی برقی رکاوٹ $\frac{1}{j\omega C_E} = 0$ ہوگی اور یوں i_e کپیسٹر کے راستے گزرے گا۔ اس طرح ٹرانزسٹر کے ایسٹر پر برقی دباؤ پیدا کرنے میں i_e کوئی کردار ادا نہیں کرے گا۔ صرف I_E کے بدولت ایسٹر پر برقی دباؤ $V_{EQ} = I_{EQ} R_E$ پیدا ہو گا۔ ان حقائق کو استعمال کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات میں متغیرات کو یک سمتی اور بدلتے حصوں میں لکھتے ہیں

bypass capacitor³⁰
DC load line³¹



شکل 3.44: کپیسٹر اور بدلتی رو، خط بوجھ۔



شکل 3.45: یک سمتی اور بدلتی رو کی علیحدگی

$$(3.70) \quad V_{CC} = (I_{CQ} + i_c) R_C + (V_{CEQ} + v_{ce}) + I_{EQ} R_E$$

بدلتے اشارات کے عدم موجودگی میں مساوات 3.70 کو یوں لکھا جاسکتا ہے

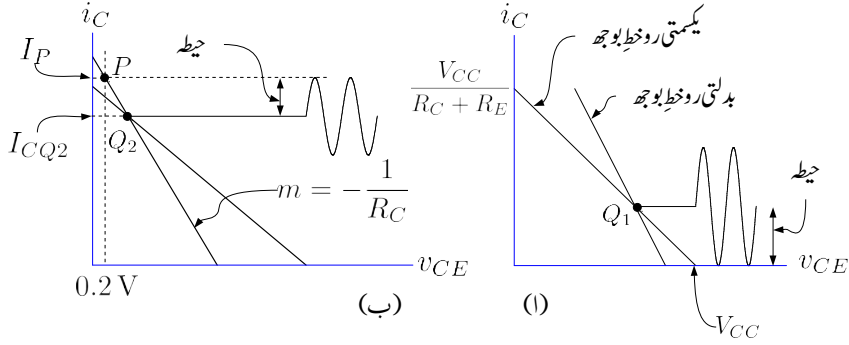
$$(3.71) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E) \quad \text{یک سمتی رو، خط بوجھ}$$

جہاں $I_{EQ} \approx I_{CQ}$ لیا گیا ہے۔ آپ تسلی کر لیں کہ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں مندرجہ بالا مساوات اور مساوات 3.69 ایک ہی خط کو ظاہر کرتے ہیں لہذا مساوات 3.71 بھی یک سمتی رو، خط بوجھ کی مساوات ہے۔

شکل 3.44 ب سے بھی مساوات 3.71 حاصل ہوتا ہے لہذا شکل 3.44 ب درحقیقت شکل 3.44 الف کا مساوی شکل 3.69 ایک ہی خط کو ظاہر کرتے ہیں لہذا مساوات 3.71 بھی لکھا جاسکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یک سمتی دور حاصل کرنے کی خاطر کپیسٹر کو کھلے سرے اور بدلتے اشارہ v_i کو صفر کرتے ہوئے بقایا دور لیا جاتا ہے۔

بدلتے اشارے کے موجودگی میں مساوات 3.70 کے یک سمتی اجزاء کو مساوات کے ایک جانب جبکہ بدلتے اجزاء کو دوسرے جانب لکھتے ہیں۔

$$(3.72) \quad i_c R_C + v_{ce} = \underbrace{V_{CC} - I_{CQ} R_C - V_{CEQ} - I_{EQ} R_E}_0$$



شکل 3.46: بدلتی رو، خط بوجھ پر چہل قدمی

مساوات 3.71 کو $V_{CC} - I_{CQ}R_C - V_{CEQ} - I_{CQ}R_E = 0$ لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مندرجہ بالا مساوات میں مساوی نشان کے دائیں جانب صفر لکھا جاسکتا ہے لہذا اس سے

$$(3.73) \quad i_C R_C + v_{ce} = 0 \quad \text{بدلتی رو، خط بوجھ}$$

حاصل ہوتا ہے جو بدلتی رو، خط بوجھ ہے جسے عموماً بدلتی رو خط بوجھ³² پکارا جاتا ہے۔ شکل 3.44 پ سے بھی یہی مساوات حاصل ہوتا ہے۔ بدلتی رو، مساوی شکل حاصل کرتے وقت تمام یک سمتی برقی دباؤ کی منبع اور تمام کپیسٹروں کو قصر دور کرتے ہوئے دور کا بقایا حصہ لیا جاتا ہے۔

مساوات 3.71 سے یک سمتی خط بوجھ کی مزاحمت $R_{یہتی} = R_C + R_E$ جبکہ مساوات 3.73 سے بدلتی رو خط بوجھ کی مزاحمت $R_{یہتی} = R_E$ حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ایک دلچسپ صورت ہے۔ بدلتی اشارے کے عدم موجودگی میں دور کا نقطہ کارکردگی یک سمتی رو خط بوجھ پر پایا جائے گا جبکہ بدلتی اشارے کے موجودگی میں دور بدلتی رو خط بوجھ پر چہل قدمی کرے گا۔

شکل 3.46 الف میں یک سمتی رو خط بوجھ پر Q_1 نقطہ کارکردگی ہے۔ بدلتی اشارے کے عدم موجودگی میں ٹرانزسٹر اسی نقطے پر رہے گا۔ بدلتی رو، خط بوجھ اسی نقطے پر کھینچا جاتا ہے۔ یک سمتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_{یہتی}}$ ہے۔ اسی طرح بدلتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان $m = -\frac{1}{R_C}$ ہے۔

بدلتے اشارے کے موجودگی میں ٹرانزسٹر بدلتی رو، خطِ بوجھ پر چہل قدمی کرے گا۔ سائن نمائندے اشارے کے موجودگی میں i_C دکھایا گیا ہے۔ شکل میں زیادہ سے زیادہ ممکنہ منفی حیظے کا i_C دکھایا گیا ہے۔ اگر داخلی اشارے کو مزید بڑھایا جائے تو i_C کا نچلا یعنی منفی حصہ تراشا جائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی کو (V_{CEQ}, I_{CQ}) پر رکھتے ہوئے زیادہ سے زیادہ ممکنہ منفی حیظے I_{CQ} حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.46 ب میں یک سمتی دو خطِ بوجھ پر Q_2 نقطہ کارکردگی ہے۔ سائن نمائندے اشارے کے موجودگی میں i_C دکھایا گیا ہے۔ غیر افزائندہ V_{CE} یعنی $0.2V$ پر نقطے دار عمودی لکیر لگائی گئی ہے جسے بدلتی رو، خطِ بوجھ P پر ٹکراتا ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر غیر افزائندہ V_{CE} سے کم برقی دباؤ پر قوت افزائش کھودیتا ہے لہذا i_C کی مثبت چھوٹی شکل میں دکھائے I_P پر تراشی جائے گی۔ اس طرح i_C کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیظے $I_P - I_{CQ}$ کے برابر ہو گا۔

آئیں بدلتی رو خطِ بوجھ کے خط کی مساوات حاصل کریں۔ $x - y$ محدود پر m ڈھلوان اور نقطے $(x' - y')$ سے گزرتے خط کی مساوات $y - y' = m(x - x')$ ہوتی ہے۔ موجودہ مسئلہ میں $i_C - v_{CE}$ محدود پر نقطے (V_{CEQ}, I_{CQ}) پر بدلتی رو خطِ بوجھ کی مساوات درکار ہے۔ بدلتی رو خطِ بوجھ کے خط کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_C}$ ہے لہذا اس کی مساوات

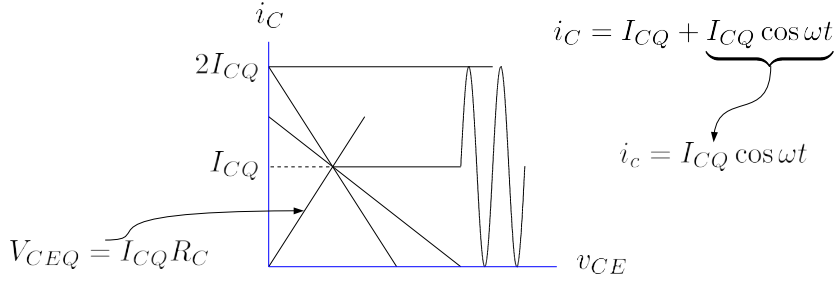
$$(3.74) \quad i_C - I_{CQ} = -\frac{1}{R_C} (v_{CE} - V_{CEQ})$$

شکل 3.46 میں نقطہ کارکردگی کو Q_1 اور Q_2 کے درمیان یوں رکھا جاسکتا ہے کہ i_C کا حیظے دونوں جانب برابر تراشا جائے۔ اس طرح زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیظے کا i_C حاصل کیا جاسکتا ہے۔ مساوات 3.74 کو استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کو حاصل کرتے ہیں۔ شکل 3.47 میں یک سمتی رو، خطِ بوجھ اور بدلتی رو، خطِ بوجھ دکھائے گئے ہیں۔ غیر افزائندہ V_{CE} کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اگر بدلتی رو، خطِ بوجھ عمودی محدود کو $2I_{CQ}$ پر چھوئے تب i_C کے دونوں جانب نا تراشا حیظے I_{CQ} ہو گا۔ مساوات 3.74 میں یوں $v_{CE} = 0$ پر رکھتے ہوئے $i_C = 2I_{CQ}$

$$2I_{CQ} - I_{CQ} = -\frac{1}{R_C} (0 - V_{CEQ})$$

یعنی

$$(3.75) \quad V_{CEQ} = I_{CQ}R_C$$



شکل 3.47: زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کو بھی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ جہاں یہ مساوات اور یک سمتی رو خطِ بوجھ آپس میں ملتے ہیں وہ درکار نقطہ کارکردگی ہے۔ مساوات 3.71 میں $I_{CQ} \approx I_{EQ}$ لکھتے ہوئے اس میں مساوات 3.75 پر کرتے ہوئے دونوں جانب زیادہ سے زیادہ جیٹھ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی پر برقی رو

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_C + R_E}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات میں $R_{یہکتی} = R_C + R_E$ اور $R_{یہکتی} = R_C$ لکھتے ہوئے ایسا مساوات حاصل ہوتا ہے جو یاد رکھنے کے لئے زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے یعنی

$$(3.76) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{یہکتی} + R_{یہکتی}}$$

اس مساوات کو مساوات 3.75 کے ساتھ ملاتے ہوئے

$$(3.77) \quad V_{CEQ} = \frac{R_{یہکتی} V_{CC}}{R_{یہکتی} + R_{یہکتی}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 3.76 اور مساوات 3.77 زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھ کا خارجی بدلتا اشارہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی دیتے ہیں۔

مثال 3.29: شکل 3.44 الف میں $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ ، $R_E = 200 \Omega$ اور $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ہیں۔ کیسٹ

کی قیمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے بدلتے اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.76 اور مساوات 3.77 میں $R_{یکتی} = 1000 + 200 = 1200$ اور $R_{یکتی} = 1000$ استعمال کرتے ہوئے

$$I_{CQ} = \frac{12}{1200 + 1000} = 5.45 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = \frac{12 \times 1000}{1200 + 1000} = 5.45 \text{ V}$$

نقطہ کارکردگی حاصل ہوتا ہے۔ یوں خارجی برقی رو کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھ 5.45 mA ہے۔

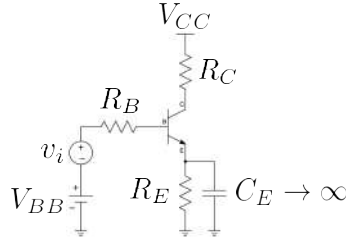
مثال 3.30: مندرجہ بالا مثال میں $\beta = 37$ لیتے ہوئے R_B اور V_{BB} حاصل کریں۔

حل: $R_E = \frac{10R_B}{\beta + 1}$ کے استعمال سے $R_B = 760 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right)$$

$$= 0.7 + 5.45 \times 10^{-3} \left(\frac{760}{37 + 1} + 200 \right) = 1.899 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.48: بدلتی رو، خطِ بوجھ کی مثال

مثال 3.31: شکل 3.48 میں $V_{CC} = 17V$ ، $R_C = 1.2k\Omega$ جبکہ کپیسٹر کی قیمت لامحدود ہے۔ ٹرانزسٹر کے β کی قیمت 50 تا 150 جبکہ V_{BE} کی قیمت 0.6 تا 0.8 ممکن ہے۔ غیر افراغندہ V_{CE} کو $0.2V$ لیتے ہوئے V_{BB} ، R_B اور R_E کے ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ i_C کم از کم $\mp 4mA$ تک ممکن ہو۔

حل: شکل 3.49 میں صورت حال دکھائی گئی ہے۔ یک سمتی رو، خطِ بوجھ افقی محور کو V_{CC} پر جبکہ عمودی محور کو $\frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$ پر چھوتا ہے۔ بدلتی رو، خطِ بوجھ کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_C}$ ہے۔ جب تک بدلتی رو خطِ بوجھ Q_1 اور Q_2 کے درمیان یک سمتی رو خطِ بوجھ کو ٹکرائے اس وقت تک i_C کا حیث $\mp 4mA$ ممکن ہے۔ Q_1 اور Q_2 کے درمیان کسی اور مقام پر بدلتی رو خطِ بوجھ پائے جانے کی صورت میں i_C کا حیث $\mp 4mA$ یا اس سے زیادہ ممکن ہو گا۔

Q_1 پر پائے جانے والا بدلتی رو، خطِ بوجھ کی صورت میں i_C کا حیث I_{CQ1} کے برابر ہو گا۔ اگر I_{CQ1} کی قیمت $4mA$ ہو تب i_C کا حیث $\mp 4mA$ ممکن ہو گا۔ یوں

$$(3.78) \quad I_{CQ1} = 4mA$$

Q_2 پر پائے جانے والا بدلتی رو خطِ بوجھ، غیر افراغندہ V_{CE} پر عمودی کھینچنے خط کو نقطے P پر ٹکراتا ہے۔ چونکہ غیر افراغندہ V_{CE} سے کم برقی دباؤ پر ٹرانزسٹر قوت افزائش کھودیتا ہے لہذا i_C کا حیث $I_P - I_{CQ2}$ کے برابر ہو گا۔ اس طرح اگر Q_2 پر برقی رو I_{CQ2} اور نقطے P پر $I_{CQ2} + 4mA$ ہو تب i_C کا حیث $\mp 4mA$ ممکن ہو گا۔

کسی بھی سیدھے خط کی مساوات $y - y' = m(x - x')$ سے $m = \frac{\Delta y}{\Delta x}$ حاصل ہوتا ہے جہاں Δy اور Δx اس خط پر کسی دو نقطوں سے حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ بدلتی رو، خطِ بوجھ پر Q_2 اور P دو نقطیں ہیں جن سے

$$-\frac{1}{1200} = \frac{I_{CQ2} + 4 \text{ mA} - I_{CQ2}}{V_{CE\text{نقطہ}} - V_{CEQ2}}$$

یعنی

$$V_{CEQ2} - 0.2 = 4 \times 10^{-3} \times 1200$$

یعنی

$$(3.79) \quad V_{CEQ2} = 5 \text{ V}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یک سمتی رو، خطِ بوجھ کی مساوات شکل 3.48 کے خارجی جانب کرخوف کے قانون سے یوں لکھی جا سکتی ہے

$$(3.80) \quad V_{CC} = V_{CEQ2} + I_{CQ2} (R_C + R_E)$$

مساوات 3.79 کو مندرجہ بالا مساوات میں استعمال کرتے ہیں

$$V_{CC} = 5 + I_{CQ2} (R_C + R_E)$$

جس سے I_{CQ2} کی قیمت

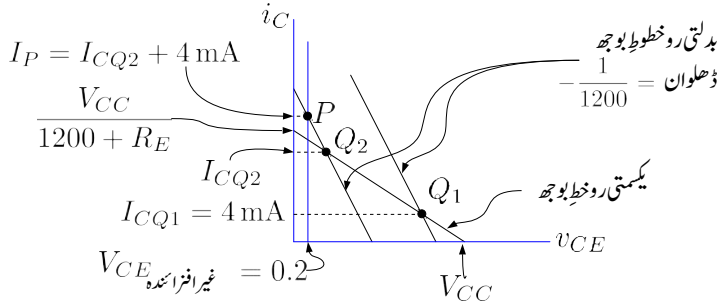
$$(3.81) \quad I_{CQ2} = \frac{V_{CC} - 5}{R_C + R_E} = \frac{12}{1200 + R_E}$$

حاصل ہوتی ہے۔ نقطہ کارکردگی کو Q_1 اور Q_2 کے درمیان رکھنے کی خاطر I_{CQ} کا مندرجہ ذیل مساوات پر پورا اترنا لازم ہے۔

$$(3.82) \quad \begin{aligned} I_{CQ1} &< I_{CQ} < I_{CQ2} \\ 4 \text{ mA} &< I_{CQ} < \frac{12}{1200 + R_E} \end{aligned}$$

جس سے $R_E < 1.8 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب β اور V_{BE} میں تبدیلی کے اثرات کو دیکھیں۔ شکل 3.48 کے داخلی جانب



شکل 3.49:

$$(3.83) \quad V_{BB} = V_{BE} + I_{CQ} \left(\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right)$$

یعنی

$$(3.84) \quad I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات 3.83 کا کوئی واحد حل نہیں پایا جاتا ہے بلکہ مختلف R_E لیتے ہوئے اسے حل کیا جاسکتا ہے۔ مثلاً اگر $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ لیا جائے تب $\beta = 50$ پر $R_B = 5.1 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ $I_{CQ1} = 4 \text{ mA}$ یعنی کمتر برقی رواں وقت پائی جائے گی جب $V_{BE} = 0.8 \text{ V}$ اور $\beta = 50$ ہو۔ ان قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے

$$V_{BB} = 0.8 + 4 \times 10^{-3} \left(\frac{5100}{50 + 1} + 1000 \right) = 5.2 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $V_{BE} = 0.6 \text{ V}$ اور $\beta = 150$ کی صورت میں مساوات 3.84 سے

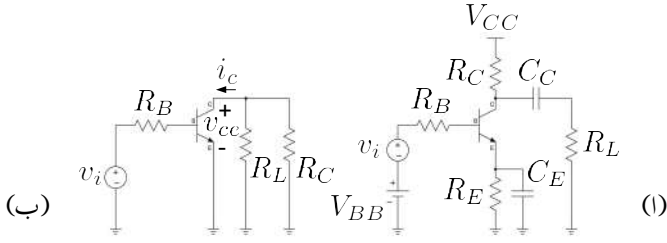
$$I_{CQ} = \frac{5.2 - 0.6}{\frac{5100}{150 + 1} + 1000} = 4.45 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ پر مساوات 3.82 سے $I_{CQ2} = 5.45 \text{ mA}$ حاصل ہوتا ہے جو کہ 4.45 mA سے زیادہ ہے۔ یوں

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 5.1 \text{ k}\Omega$$

$$V_{BB} = 5.2 \text{ V}$$



شکل 3.50:

مطلوبہ جوابات ہیں۔

مثال 3.32: شکل 3.50 الف میں C_C کے ذریعہ ایمپلیفائر کو برقی بوجھ R_L کے ساتھ وابستہ کیا گیا ہے۔ ایسا کپیسٹر جو دو حصوں کی وابستگی پیدا کرتے ہوئے ایک حصے سے دوسرے حصے میں اشارے کی منتقلی کرے جفتی کپیسٹر³³ پکارا جاتا ہے۔ شکل میں i_C کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیظہ اور اس کے لئے درکار نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔ کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: یک سمتی رو کے لئے کپیسٹروں کو کھلے سرے کرتے ہوئے یک سمتی رو، خط بوجھ کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.85) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E$$

$$(3.86) \quad \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{یک سمتی رو، خط بوجھ}$$

بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.87) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E) \quad \text{یک سمتی رو، خط بوجھ}$$

³³coupling capacitor

شکل ب میں بدلتی رو، خطِ بوجھ حاصل کرنے کی خاطر V_{CC} ، V_{BB} اور کپیسٹروں کو قصر دور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بدلتے اشارے کے نقطہ نظر سے R_C اور R_L متوازی جڑے ہیں۔ اس دور سے بدلتی رو، خطِ بوجھ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.88) \quad v_{ce} + i_c \left(\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \right)$$

چونکہ $i_C = I_{CQ} + i_c$ اور $v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce}$ ہوتے ہیں لہذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(3.89) \quad i_C - I_{CQ} = - \left(\frac{R_C + R_L}{R_C R_L} \right) (v_{CE} - V_{CEQ}) \quad \text{بدلتی رو، خطِ بوجھ}$$

جو کہ درکار بدلتی رو، خطِ بوجھ ہے۔ یہ مساوات 3.74 کے طرز کی مساوات ہے لہذا مساوات 3.75 کی طرز پر یہاں بھی مساوات 3.87 اور

$$(3.90) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{بدلتی}} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

کو آپس میں حل کرتے ہوئے نقطہ کارکردگی حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{CC} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

جس سے

$$(3.91) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{بدلتی}} + R_{\text{یکسو}}}$$

$$(3.92) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{بدلتی}} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{\text{یکسو}}}{R_{\text{بدلتی}}}}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیثہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی ہے۔ جیسے شکل 3.47 میں دکھایا گیا ہے یوں i_C کا زیادہ سے زیادہ نا تراشا حیثہ مندرجہ بالا مساوات میں دئے I_{CQ} کے برابر ہو گا۔ چونکہ i_C متوازی جڑے R_C اور R_L سے گزرتا ہے لہذا تقسیم برقی رو سے R_L میں برقی رو i_{RL} کی قیمت ہو گی۔ سائن نما اشارے کی صورت میں یوں $\frac{R_C I_{CQ}}{R_L + R_C}$

$$(3.93) \quad i_{RL} = \frac{R_C}{R_L + R_C} I_{CQ} = \frac{R_C}{R_L + R_C} \left(\frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} \right)$$

ہوگی۔

مثال 3.33: شکل 3.50 میں $V_{CC} = 12\text{ V}$ ، $R_C = R_L = 2\text{ k}\Omega$ اور $R_E = 400\ \Omega$ ہیں۔ زیادہ سے زیادہ حیطے کا i_C حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: چونکہ $R_{یکتی} = 2.4\text{ k}\Omega$ جبکہ $R_{برقی} = 1\text{ k}\Omega$ ہے لہذا مساوات 3.91 کے تحت نقطہ کارکردگی

$$I_{CQ} = \frac{12}{2400 + 1000} = 3.529\text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = 3.529 \times 10^{-3} \times 1000 = 3.529\text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں i_C کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ 3.529 mA اور R_L سے گزرتے برقی رو i_{RL} کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ 1.765 mA ہوگا۔

3.11 ٹرانزسٹریاضی نمونہ برائے وسیع اشارات

قلم و کاغذ استعمال کرتے ہوئے ٹرانزسٹر ادوار کے قابل قبول حل حاصل کرنے کے طریقوں پر گزشتہ حصوں میں تبصرے ہوئے۔ ان طریقوں سے حاصل جوابات سے بہتر نتائج حاصل کرنے کی خاطر نسبتاً بہتر ریاضی نمونہ استعمال کئے جاتے ہیں۔ آئیں ایسے چند ریاضی نمونوں پر غور کرتے ہیں۔

3.11.1 ایبز-مال ریاضی نمونہ

ایبز-مال ریاضی نمونہ ٹرانزسٹر کو افزائندہ، غیر افزائندہ اور منقطع تینوں خطوں میں نہایت عمدگی سے بیان کرتا ہے اور اسے استعمال کرتے ہوئے حقیقت کے بہت قریب نتائج حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ریاضی نمونہ کم تعدد کے اشارات کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ کمپیوٹر کا پروگرام سپائٹ³⁴ اسی ریاضی نمونہ سے اخذ کردہ مال-برداری ریاضی نمونہ استعمال کرتا ہے جس پر اگلے حصے میں گفتگو ہوگی۔

عمومی طرز پر مائل کردہ npn ٹرانزسٹر کے مختلف مساوات لکھتے وقت مساوات میں (F) بطور زیر نوشتہ استعمال کیا جائے گا جو عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کو ظاہر کرے گا۔

عمومی طرز پر مائل کردہ npn ٹرانزسٹر کے کلکٹر سرے پر برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.94) \quad i_{CF} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس مساوات کی مدد سے ایمرٹر برقی رو i_{EF} اور بیس برقی رو i_{BF} حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.95) \quad i_{EF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.96) \quad i_{BF} = i_{EF} - i_{CF} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس آخری مساوات کو حاصل کرتے وقت مساوات 3.94 اور مساوات 3.95 استعمال کئے گئے۔ اس آخری مساوات کو مزید حل کر کے یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

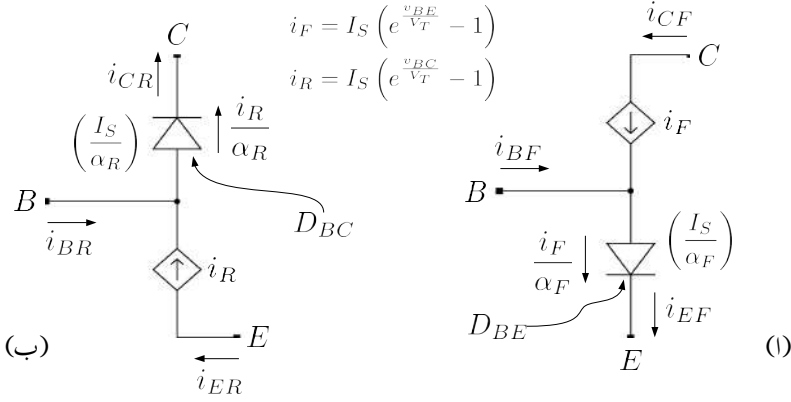
$$(3.97) \quad i_{BF} = I_S \left(\frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

جہاں

$$(3.98) \quad \left(\frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) = \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} = \frac{1}{\beta_F}$$

کا استعمال کیا گیا۔

ان مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $i_{CF} = \alpha_F i_{EF}$ اور $i_{CF} = \beta_F i_{BF}$ ہیں جو کہ ٹرانزسٹر کے جانے پہچانے مساوات ہیں۔ یوں شکل 3.51 الف عمومی طرز پر مائل npn ٹرانزسٹر کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔ مساوات 3.94، مساوات 3.95 اور مساوات 3.96 (یا اس کا مساوی مساوات 3.97) ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی رو



شکل 3.51: npn ٹرانزسٹر کے ایئر-مال ریاضی نمونہ کا حصول

کے مساوات ہیں۔ ایک ایسا دور جس کے تین سرے ہوں اور جسے حل کر کے اس کے سروں پر یہی تین مساوات حاصل ہوں کو ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جاتا ہے۔

شکل 3.51 الف میں تابع منبع رو³⁵ کا استعمال کیا گیا ہے جس کی قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.99) \quad i_F = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس کے علاوہ اس شکل میں ایک عدد ڈیویڈ استعمال کیا گیا ہے۔ جیسا کہ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمیٹر جوڑ کا ڈیویڈ D_{BE} ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈیویڈ کے لبریزی برقی رو کو یہاں I_{SBE} لکھتے ہوئے اس ڈیویڈ میں برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.100) \quad i_D = I_{SBE} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

جہاں I_{SBE} بیس-ایمیٹر جوڑ کے ڈیویڈ کا لبریزی برقی رو ہے جس کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.101) \quad I_{SBE} = \frac{I_S}{\alpha_F}$$

dependent current source³⁵

شکل میں I_{SBE} کی اس قیمت کو یاد دہانی کی خاطر ڈایوڈ کے قریب قوسین میں بند لکھا گیا ہے۔

آئیں شکل 3.51 الف کے تین سروں پر برقی رو حاصل کریں۔ ہم دیکھتے ہیں کہ i_{CF} اور i_F برابر ہیں یعنی

$$(3.102) \quad i_{CF} = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ایسٹر سرے کی برقی رو i_{EF} اور ڈایوڈ D_{BE} میں گزرتی برقی رو $I_{D_{BE}}$ بھی آپس میں برابر ہیں یعنی

$$(3.103) \quad i_{EF} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ہیں سرے پر کخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت $(i_{BF} = i_{EF} - i_{CF})$ ہو گا یعنی

$$(3.104) \quad i_{BF} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ہم دیکھتے ہیں کہ مساوات 3.102، مساوات 3.103 اور مساوات 3.104 ہو بہو ٹرانزسٹر کے مساوات 3.94، مساوات 3.95 اور مساوات 3.96 ہی ہیں۔ یوں شکل 3.51 الف میں دکھائے دور کو عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

اب تصور کریں کہ ٹرانزسٹر کے ایسٹر اور کلکٹر سروں کو استعمال کے نقطہ سے آپس میں بدل دیا جائے یعنی ہیں۔ ایسٹر جوڑ کو غیر چالو جبکہ ہیں۔ کلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل کر دیا جائے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جو غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ ہے۔ شکل ب میں i_{ER} ، i_{CR} ، i_{BR} اور α_R لکھتے وقت (R) کو بطور زیر نوشت استعمال کیا گیا ہے جو غیر عمومی طرز پر مائل کردہ صورت کو ظاہر کرتا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کے سروں کے نام تبدیل نہیں کئے گئے ہیں یعنی جس سرے کو شکل الف میں E کہا گیا، اسی سرے کو شکل ب میں بھی E کہا گیا ہے۔ یوں شکل ب میں ایسٹر اور کلکٹر سروں پر برقی رو کی سمتیں الٹی ہوں گی۔

شکل ب میں ہیں۔ کلکٹر جوڑ کے ڈایوڈ کے لبریزی برقی رو I_{SBC} کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.105) \quad I_{SBC} = \frac{I_S}{\alpha_R}$$

یوں اس ڈایوڈ کے برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$(3.106) \quad i_{DBC} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل میں تابع منبع رو i_R کا بھی استعمال کیا گیا ہے جس کی قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.107) \quad i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس شکل کے تین سروں پر برقی رو حاصل کرتے ہیں۔

ہم دیکھتے ہیں کہ ڈایوڈ کا برقی رو ہی i_{CR} ہے لہذا

$$(3.108) \quad i_{CR} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اسی طرح i_{ER} دراصل i_R ہی ہے لہذا

$$(3.109) \quad i_{ER} = I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

بیس سرے پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے i_{BR} یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.110) \quad i_{BR} = i_{CR} - i_{ER} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس آخری مساوات کو حاصل کرتے وقت مساوات 3.108 اور مساوات 3.109 استعمال کئے گئے۔ اس آخری مساوات کو مزید حل کر کے یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

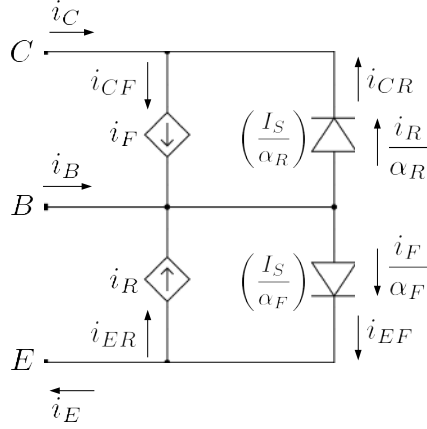
$$(3.111) \quad i_{BR} = I_S \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

جہاں

$$(3.112) \quad \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) = \left(\frac{1 - \alpha_R}{\alpha_R} \right) = \frac{1}{\beta_R}$$

کا استعمال کیا گیا۔

npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی کو افزائندہ، غیر افزائندہ اور منقطع تینوں خطوں میں بیان کرنے کی خاطر شکل 3.51 الف اور شکل ب کے ادوار آپس میں متوازی جوڑ کر شکل 3.52 حاصل کیا جاتا ہے جو npn ٹرانزسٹر کا ایبر-مال ریاضی نمونہ ہے۔ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کا بیس-ایمیٹر جوڑ سیدھا مائل (یعنی $v_{BE} \geq 0V$) ہوتا ہے جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ غیر چالو (یعنی $v_{BC} \leq 0.5V$) ہوتا ہے۔ یوں مثلاً اگر $v_{BE} = 0.65V$ اور



$$i_F = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل 3.52: npn ٹرانزسٹر کا ایمر-مال ماڈل

لیتے ہوئے $I_S = 10^{-14} \text{ A}$ اور $i_F = 1.957 \text{ mA}$ حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح i_R اور اس پر منحصر جزو نظر انداز کئے جاسکتے ہیں۔ شکل 3.53 الف میں ایسا ہی کرتے ہوئے ریاضی نمونہ کے وہ حصے دکھائے گئے ہیں جو عمومی طرز پر مائل npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی دیتے ہیں۔ ریاضی نمونہ کے بقایا حصوں پر کاٹنا لگایا گیا ہے۔ نظر انداز کیا گیا ہے۔ اسی طرح شکل ب میں غیر عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کی کارکردگی دینے والے حصے دکھائے گئے ہیں جبکہ بقایا حصوں پر کاٹنا لگایا گیا ہے۔

i_F اور i_R کے مساوات ایک جیسے اشکال رکھتے ہیں اور یوں معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے دونوں جانب کی کارکردگی یکساں ہوگی۔ حقیقت میں ایسا نہیں۔ فرض کریں کہ $\alpha_F = 0.99$ اور $\alpha_R = 0.01$ اور $I_S = 10^{-14} \text{ A}$ ہیں۔ اس ٹرانزسٹر کو عمومی طرز پر

$$V_{BE} = 0.65 \text{ V}$$

پر مائل کیا جاتا ہے۔ یوں

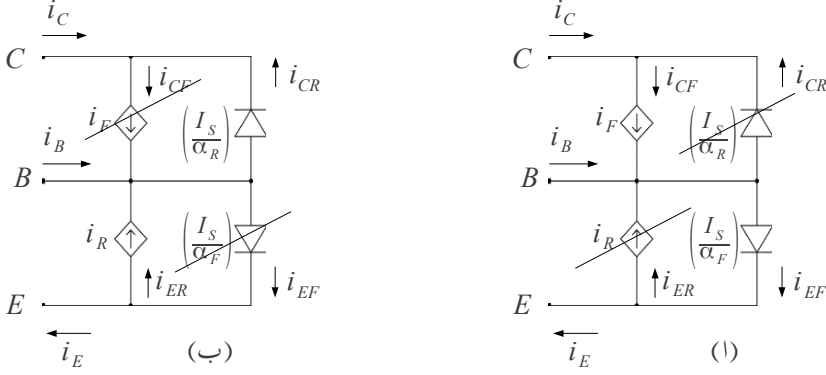
$$I_F = 1.9573 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$I_C = 1.9573 \text{ mA}$$

$$I_E = 1.9771 \text{ mA}$$

$$I_B = 19.573 \mu\text{A}$$



شکل 3.53: npn ایمر زمال ریاضی نمونہ کی کارکردگی

حاصل ہوتے ہیں۔ اس کے برعکس اگر اسی ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر

$$V_{BC} = 0.65 \text{ V}$$

پر مائل کیا جائے تب

$$I_R = 1.9573 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ (ٹرانزسٹر کے سروں کے نام تبدیل کئے بغیر) اس سے

$$I_E = -1.9573 \text{ mA}$$

$$I_C = -195.73 \text{ mA}$$

$$I_B = 197.76 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ فرق صاف ظاہر ہے۔

غیر افزائندہ خطے میں بیس۔ ایمر جوڑ اور بیس۔ کلکٹر جوڑ دونوں سیدھے مائل ہو سکتے ہیں۔ ایسی صورت میں i_F اور i_R دونوں کی قیمتیں ناقابل نظر انداز ہوں گی اور پورا ریاضی نمونہ استعمال ہو گا۔ شکل 3.52 کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.113) \quad i_E = i_{EF} - i_{ER} = i_{EF} - \alpha_R i_{CR}$$

$$(3.114) \quad i_C = i_{CF} - i_{CR} = \alpha_F i_{EF} - i_{CR}$$

$$(3.115) \quad i_B = i_E - i_C$$

مساوات 3.102 اور مساوات 3.108 کے استعمال سے مساوات 3.114 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.116) \quad i_C = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.117) \quad \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$$

اسی طرح مساوات 3.113 کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(3.118) \quad i_E \approx \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$$

اس طرح مساوات 3.115 سے حاصل ہوتا ہے

$$(3.119) \quad \begin{aligned} i_B &\approx \left(\frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \left(I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) \\ &= \left(\frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \\ &= \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \frac{I_S}{\beta_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \end{aligned}$$

مساوات 3.116 میں $e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$ کو قوسین کے باہر نکالنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(3.120) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(e^{\frac{v_{BE} - v_{BC}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)$$

شکل 3.54 میں ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ کے مابین تعلق بیان کیا گیا ہے یعنی

$$(3.121) \quad v_{CE} = v_{BE} - v_{BC}$$

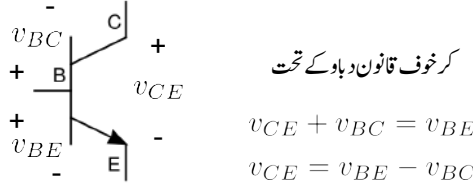
جسے استعمال کرتے ہم اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$(3.122) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)$$

یہی طریقہ مساوات 3.119 پر استعمال کرتے ہیں یعنی

$$(3.123) \quad i_B = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(\frac{e^{\frac{v_{BE} - v_{BC}}{V_T}}}{\beta_R} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$

$$(3.124) \quad = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(\frac{e^{\frac{v_{CE}}{V_T}}}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$



شکل 3.54: ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ کا آپس میں تعلق

مساوات 3.122 کو مساوات 3.123 پر تقسیم کرنے سے حاصل ہوتا ہے

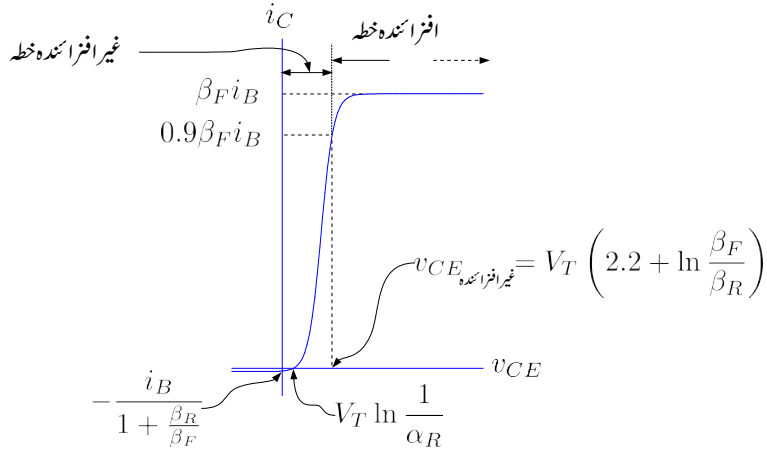
$$(3.125) \quad \frac{i_C}{i_B} = \frac{I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(\frac{e^{\frac{v_{CE}}{V_T}}}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right)} = \beta_F \frac{\left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{\left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} + \frac{\beta_F}{\beta_R} \right)}$$

اس مساوات سے v_{CE} کی مساوات حاصل کی جاسکتی ہے یعنی

$$(3.126) \quad v_{CE} = V_T \ln \left(\frac{\frac{1}{\alpha_R} + \frac{(i_C/i_B)}{\beta_R}}{1 - \frac{(i_C/i_B)}{\beta_F}} \right)$$

مندرجہ بالا الجبرا سے ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے ایمر اور کلکٹر سروں کو آپس میں بدلا جاسکتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹریوں بنائے جاتے ہیں کہ عموماً $\alpha_F \approx 1$ اور $\alpha_R \approx 0.01$ کے برابر ہوتے ہیں۔ یوں β_F کی قیمت β_R کی قیمت سے کئی گنا زیادہ ہوتی ہے اور ٹرانزسٹر صرف عمومی طرز پر سیدھا مائل کرنے سے ہی اس کی صحیح کارکردگی حاصل کی جاسکتی ہے۔ مساوات 3.125 کو شکل 3.55 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل سے واضح ہے کہ v_{CE} کو زیادہ بڑھانے سے برقی رو i_C بڑھتے بڑھتے برقرار قیمت $(\beta_F i_B)$ حاصل کر لیتی ہے۔ شکل میں افزائندہ اور غیر افزائندہ خطوں کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ شکل میں ان دو خطوں کے سرحد کو طے کرنا دکھایا گیا ہے۔ جہاں i_C کی قیمت اس کے بلند تر قیمت کے نوے فی صد ہو (یعنی جہاں $i_C = 0.9\beta_F i_B$ ہو) یہی ان دو خطوں کے مابین حد ہے۔ مساوات 3.126 سے اس حد پر برقی دباؤ v_{CE} یوں حاصل کیا جاسکتا ہے

$$(3.127) \quad V_{CE} = V_{CE, \text{غیر افزائندہ}} = V_T \ln \left(\frac{\frac{1+\beta_R}{\beta_R} + \frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right)$$



شکل 3.55: ایئر-مال ریاضی نمونہ سے حاصل کردہ ٹرانزیسٹر کا خط

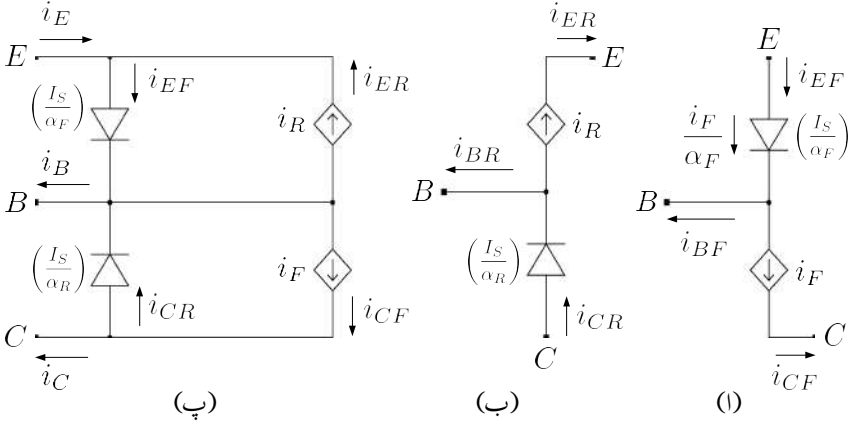
جسے غیر افراغندہ V_{CE} لکھتے ہیں۔ عموماً β_F کی قیمت β_R سے کئی گنا زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو اس طرح بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.128) \quad V_{CE \text{ غیر افراغندہ}} \approx V_T \ln \left(\frac{0.9 \beta_F}{\beta_R - 0.9} \right) = V_T \ln \frac{9 \beta_F}{\beta_R} = V_T \left[2.2 + \ln \left(\frac{\beta_F}{\beta_R} \right) \right]$$

اگر $\beta_F = 180$ اور $\beta_R = 0.01$ ہوں تب $V_{CE \text{ غیر افراغندہ}} = 0.2995 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح اگر $\beta_F = 100$ اور $\beta_R = 0.15$ ہوں تب $V_{CE \text{ غیر افراغندہ}} = 0.21756 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس کتاب میں جہاں خاص طور بتلایا نہ جائے وہاں $V_{CE \text{ غیر افراغندہ}} = 0.2 \text{ V}$ لیا جائے گا۔

صفحہ 276 پر شکل 3.35 میں دئے خطوط سے یہ غلط تاثر ملتا ہے کہ $i_C = 0 \text{ A}$ پر $v_{CE} = 0 \text{ V}$ ہوتا ہے۔ شکل 3.55 سے صاف ظاہر ہے کہ ایسا ہرگز نہیں۔ $i_C = 0 \text{ A}$ پر $v_{CE} = V_T \ln \frac{1}{\alpha_R}$ کے برابر ہوتا ہے۔ اسی طرح $v_{CE} = 0 \text{ V}$ پر i_C کی قیمت بھی یہاں شکل پر دکھائی گئی ہے۔

کچھ ادوار مثلاً ٹرانزیسٹر-ٹرانزیسٹر منطق³⁶ میں v_{CE} کی قیمت صفر یا منفی ہو سکتی ہے۔ ایسی صورت میں i_C کی قیمت بھی صفر یا منفی ہو سکتی ہے۔



شکل 3.56: pnp ٹرانزسٹر کا ایبرز-مال ماڈل

3.11.2 pnp ٹرانزسٹر کا ایبرز-مال ماڈل

شکل 3.56 میں ایبرز-مال ریاضی نمونہ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل الف میں عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ان دونوں کو متوازی جوڑ کر شکل پ میں pnp ٹرانزسٹر کا مکمل ایبرز-مال ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ چونکہ عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر میں ایبرز-مال (E - B) جوڑ سیدھا مائل کیا جاتا ہے لہذا pnp ٹرانزسٹر کے مساوات لکھتے وقت v_{EB} کا استعمال کیا جاتا ہے لہذا

$$i_F = I_S \left(e^{\frac{v_{EB}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1 \right)$$

لکھے جائیں گے۔ امید کی جاتی ہے کہ آپ اس ریاضی نمونہ کو خود سمجھ سکیں گے۔

3.11.3 مال برداری ریاضی نمونہ

شکل 3.58 الف میں عمومی طرز پر مائل (یعنی سیدھا مائل) npn ٹرانزسٹر کا ایک اور ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جہاں i_{CF} ، i_{EF} وغیرہ لکھتے ہوئے (F) کو بطور زیر نوشت استعمال کیا گیا ہے جو کہ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کو ظاہر کرتا ہے۔ عمومی طرز پر مائل کردہ (یعنی سیدھا مائل کردہ) ٹرانزسٹر کا بیس-ایسٹر جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا بیس-کلکٹر جوڑ غیر چالو رکھا جاتا ہے۔ اس شکل میں تابع منبع رو i_F استعمال کیا گیا ہے۔ وہ برقی رو ہے جو ایسٹر خطے اور کلکٹر خطے کے مابین بیس خطے کے ذریعہ باروں کی مال برداری سے پیدا ہوتا ہے۔ اسے سیدھے رخ مال برداری سے پیدا برقی رو کہہ سکتے ہیں۔

اس ریاضی نمونہ میں ایک عدد ڈایوڈ استعمال کیا گیا ہے جو دراصل ٹرانزسٹر کے بیس-ایسٹر جوڑ کے ڈایوڈ D_{BE} کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈایوڈ کے لبریزی برقی رو کو I_{SBE} لکھتے ہیں۔ موجودہ استعمال میں I_{SBE} کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.129) \quad I_{SBE} = \frac{I_S}{\beta_F}$$

شکل الف میں ڈایوڈ D_{BE} کے قریب توسین میں بند I_{SBE} کی قیمت $\frac{I_S}{\beta_F}$ کو یاد دہانی کے خاطر لکھا گیا ہے۔ اس طرح ڈایوڈ D_{BE} کے مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.130) \quad i_{DF} = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل الف کو دیکھتے ہم لکھ سکتے ہیں

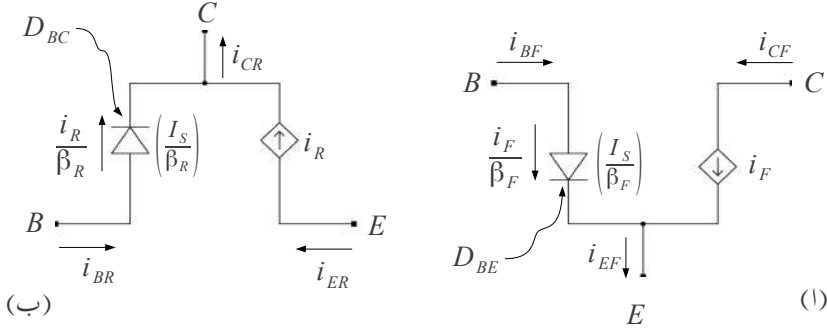
$$(3.131) \quad i_{CF} = i_F = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.132) \quad i_{BF} = i_{DF} = \frac{i_F}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.133) \quad i_{EF} = i_{BF} + i_{CF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل 3.58 ب میں ٹرانزسٹر کے بیس-کلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ بیس-ایسٹر جوڑ کو غیر چالو رکھ کر ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر (یعنی الٹا) مائل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ڈایوڈ D_{BC} استعمال کیا گیا ہے جو ٹرانزسٹر کے بیس-کلکٹر جوڑ کے ڈایوڈ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس ڈایوڈ کے لبریزی برقی رو I_{SBC} کی قیمت مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.134) \quad I_{SBC} = \frac{I_S}{\beta_R}$$



شکل 3.57: npn ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

شکل (ب) میں یاد دہانی کی خاطر ڈیوڈ کے قریب اس قیمت کو توسیع میں بند لکھا گیا ہے۔ ڈیوڈ کے علاوہ ایک عدد قابو منبع برقی رو i_R استعمال کیا گیا ہے جو ایمر اور کلکٹر خطوں کے مابین، بیس خطے کے ذریعہ، باروں کے مال برداری سے پیدا برقی رو کو ظاہر کرتا ہے۔ استعمال ہونے والے i_R کا قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.135) \quad i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل ب کو دیکھتے ہوئے برقی رو کے مساوات لکھتے ہیں۔

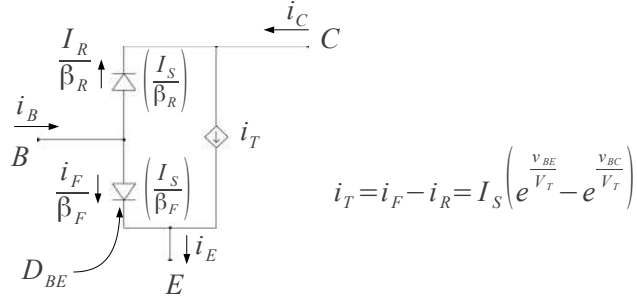
$$(3.136) \quad i_{ER} = i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.137) \quad i_{BR} = \frac{i_R}{\beta_R} = \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.138) \quad i_{CR} = i_{BR} + i_{ER} = \frac{i_R}{\alpha_R} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

ان مساوات میں (R) کو بطور زیر نوشت استعمال کیا گیا ہے جو غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کو ظاہر کرتا ہے۔ یہاں بیس خطے میں غیر عمومی (یعنی الٹی) رخ باروں کے مال برداری سے حاصل برقی رو کو i_R کہا گیا ہے۔ یوں i_R کو الٹی رخ مال برداری سے پیدا برقی رو کہہ سکتے ہیں۔

npn ٹرانزسٹر کو افزائندہ، غیر افزائندہ اور منقطع تینوں خطوں میں ظاہر کرنے کی خاطر شکل 3.57 الف اور شکل ب کو متوازی جوڑ کر شکل 3.58 حاصل کیا گیا ہے جو npn ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ ہے۔ دونوں



شکل 3.58: npn ٹرانزسٹر کا مال برداری ماڈل

اشکال کو متوازی جوڑتے وقت i_F اور i_R کے مجموعہ کو i_T کہا گیا ہے یعنی

$$\begin{aligned}
 (3.139) \quad i_T &= i_F - i_R \\
 &= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right)
 \end{aligned}$$

یوں i_T کو کسی بھی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر میں باروں کے مال برداری سے حاصل برقی رو تصور کیا جاسکتا ہے۔ شکل 3.58 میں دکھائے مال برداری ریاضی نمونہ کو دیکھتے ہوئے، مساوات 3.131 اور مساوات 3.136 کے استعمال سے کسی بھی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کے مساوات حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ آئیں ان مساوات کو حاصل کریں۔ ایسا کرتے وقت دھیان رہے کہ i_{EF} کا رخ ٹرانزسٹر کے سرے پر باہر جانب کو ہے، i_{ER} کا رخ اندر کی جانب کو ہے، i_{CF} کا رخ اندر جانب کو جبکہ i_{CR} کا رخ باہر جانب کو ہے۔ یوں

$$(3.140) \quad i_C = i_{CF} - i_{CR}$$

$$(3.141) \quad i_E = i_{EF} - i_{ER}$$

$$(3.142) \quad i_B = i_{BF} - i_{BR}$$

$$\begin{aligned}
(3.143) \quad i_C &= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
&= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(1 + \frac{1}{\beta_R} \right) \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
&= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
&\approx I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)
\end{aligned}$$

اس مساوات کے حصول میں دوسری قدم پر $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$ کا استعمال کیا گیا جس سے $\frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta}$ حاصل کر کے استعمال کیا گیا۔ مساوات کے حصول کے آخری قدم پر I_S کو نظر انداز کیا گیا۔

$$\begin{aligned}
(3.144) \quad i_E &= \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
&= I_S \left(1 + \frac{1}{\beta_F} \right) \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
&\approx I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) + \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)
\end{aligned}$$

مساوات 3.144 کے حصول میں دوسری قدم پر $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$ کا استعمال کیا گیا جس سے $\frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta}$ حاصل کر کے استعمال کیا گیا۔ مساوات کے حصول کے آخری قدم پر I_S کو نظر انداز کیا گیا ہے۔

$$(3.145) \quad i_B = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 میں پہلی توسیع میں خطے میں کل باروں کی مال برداری سے پیدا برقی رو i_T کو ظاہر کرتا ہے جس کی قیمت شکل 3.57 الف اور شکل ب سے یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(3.146) \quad i_T = i_F - i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right)$$

یوں مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 کو اس طرح لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.147) \quad i_C = i_T - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.148) \quad i_E = i_T + \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

مثال 3.34: مال برداری ریاضی نمونہ سے npn ٹرانزسٹر کے i_B ، i_C اور i_E برقی رو حاصل کریں۔

حل: شکل 3.58 کو دیکھتے ہوئے دو ڈیوڈ کے برقی رویوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$i_{D_{BE}} = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$i_{D_{BC}} = \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اور یوں کرنوف کے قانون برائے برقی رو سے i_B حاصل کیا جاسکتا ہے یعنی

$$(3.149) \quad i_B = i_{D_{BE}} + i_{D_{BC}}$$

$$(3.150) \quad = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

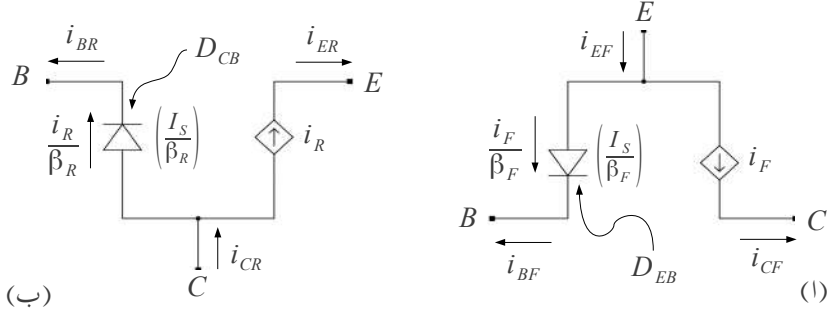
یہ بالکل مساوات 3.145 ہی حاصل ہوا ہے۔ اسی طرح کلکٹر اور ایمر سرور پر کرنوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.151) \quad i_C = i_T - i_{D_{BC}} = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.152) \quad i_E = i_T + i_{D_{BE}} = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

یہ بالکل مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 کے جواب ہی ہیں۔

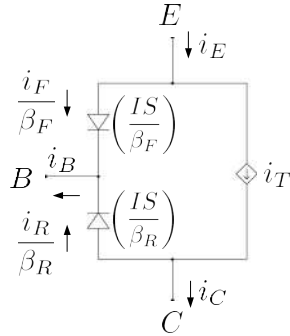
مشق 3.1: مشق: شکل 3.59 کی مدد سے npn ٹرانزسٹر کے مساوات لکھیں اور ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ حاصل کریں جسے شکل 3.60 میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 3.59: pnp ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

ڈیوڈ کے لمبیری برقی رو
مندرجہ ذیل ہیں

$$I_{SD_{EB}} = \frac{I_S}{\beta_F}$$

$$I_{SD_{CB}} = \frac{I_S}{\beta_R}$$

شکل 3.60: pnp ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ

عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر میں ایمرٹر-بیس جوڑ کو سیدھا مائل $v_{EB} \geq 0V$ جبکہ کلکٹر-بیس جوڑ کو غیر چالو رکھا جاتا ہے جبکہ غیر عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر میں v_{EB} کو غیر چالو رکھا جاتا ہے جبکہ v_{CB} کو سیدھا مائل رکھا جاتا ہے۔ یوں سیدھے رُخ اور الٹے رُخ باروں کے مال برداری سے پیدا برقی رو کے مساوات مندرجہ ذیل ہوں گے۔

$$(3.153) \quad i_F = I_S \left(e^{\frac{v_{EB}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.154) \quad i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1 \right)$$

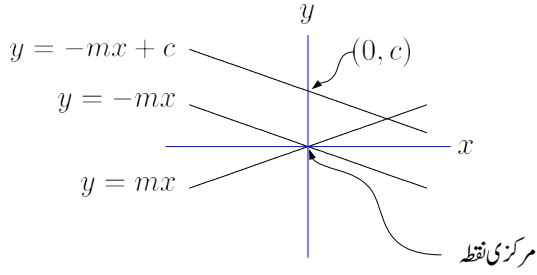
3.12 نفی کار

شکل 3.61 میں چند خطوط دکھائے گئے ہیں۔ آپ $y = mx$ کے خط سے بخوبی واقف ہیں۔ یہ خط کار تیبسی محدود کے مرکزی نقطہ $(0, 0)$ سے گزرتا ہے۔ اسی شکل میں $y = -mx$ کو بھی دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ x محور میں $y = mx$ کا عکس لینے سے $y = -mx$ حاصل ہوتا ہے۔ اگر $y = mx$ کو $(0, 0)$ سے $(0, c)$ منتقل کیا جائے تو $y = mx + c$ حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح $y = -mx$ کو $(0, 0)$ سے $(0, c)$ منتقل کرنے سے $y = -mx + c$ حاصل ہوتا ہے۔

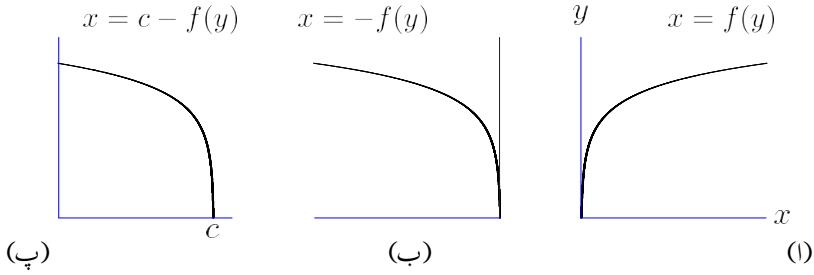
اسی طرح $x = f(y)$ کا y محور میں عکس $x = -f(y)$ ہو گا اور خط کو مثبت x جانب c اکائی منتقل کرنے سے $x = f(y) + c$ حاصل ہوتا ہے۔ ان حقائق کو یوں بیان کیا جا سکتا ہے۔

• y محور میں $x = f(y)$ کا عکس لینے سے $x = -f(y)$ حاصل ہوتا ہے۔

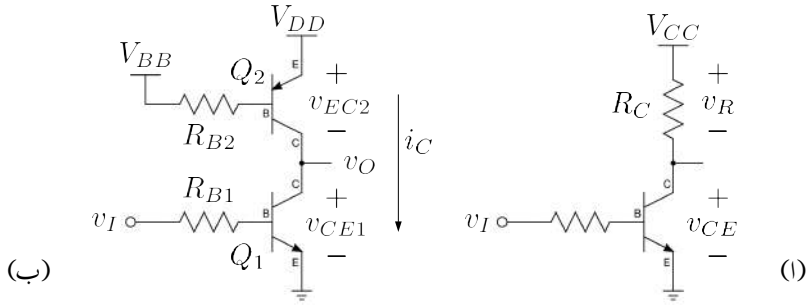
• $x = f(y)$ کو x محور پر مثبت جانب c اکائی منتقل کرنے سے $x = f(y) + c$ حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.61: افقی محور میں عکس اور عمودی سمت میں منتقلی



شکل 3.62: عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی



شکل 3.63: نئی کار

شکل 3.62 الف میں $x = f(y)$ جبکہ شکل ب میں اسی کا عمودی محور میں عکس $x = -f(y)$ دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں عکس کو دائیں جانب c اکائی منتقل کرتے ہوئے $x = c - f(y)$ حاصل کیا گیا ہے۔

ان معلومات کو مد نظر رکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ شکل 3.63 الف میں ٹرانزسٹر کا سادہ دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور پر ہم تفصیلاً بحث کر چکے ہیں۔ آئیں اس کے خطِ بوجھ کھینچیں۔ اس دور کے لئے لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_{CE} = V_{CC} - v_R$$

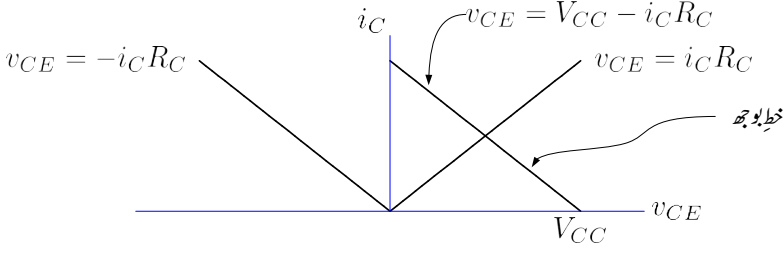
یہاں $v_R = i_C R_C$ کے برابر ہے لہذا اسی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$$

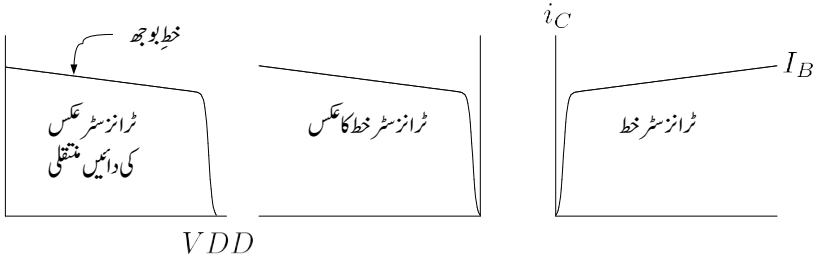
v_{CE} کو افقی محور اور i_C کو عمودی محور پر رکھتے ہوئے $v_{CE} = i_C R_C$ کو $v_{CE} = f(i_C)$ لکھ کر شکل 3.61 کے طرز پر کھینچا جا سکتا ہے۔ عمودی محور میں اس خط کا عکس لینے سے $v_{CE} = -i_C R_C$ حاصل ہوتا ہے جسے V_{CC} اکایاں افقی محور پر دائیں منتقل کرتے ہوئے خطِ بوجھ $v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$ حاصل ہوتا۔ شکل 3.64 میں قدم با قدم ایسا کرنا دکھایا گیا ہے۔

آئیں اب اصل موضوع پر غور کریں۔ شکل 3.63 ب میں نفی کار³⁷ دکھایا گیا ہے جو عددی ادوار³⁸ کا اہم ترین دور ہے۔ عددی ادوار میں مثبت منبع کو عموماً V_{DD} لکھا جاتا ہے۔ اسی لئے شکل میں V_{CC} یا V_{EE} کی جگہ V_{DD} لکھا گیا ہے۔ یہاں Q_2 بطور برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_{CE1} = V_{DD} - v_{EC2}$$



شکل 3.64: خط بوجھ کا حصول۔



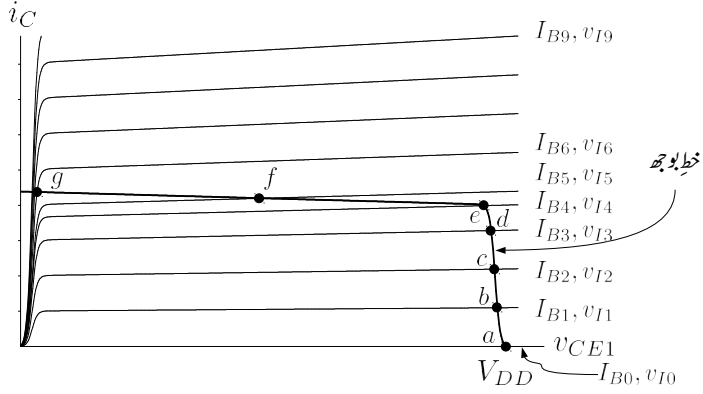
شکل 3.65: ٹرانزسٹر کے خط کی عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی۔

لکھا جا سکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی خط بوجھ کی مساوات ہے۔ عمودی محور میں $v_{EC2} = f(i_C)$ کے خط کے عکس کو افقی محور پر دائیں جانب V_{DD} منتقل کرنے سے مندرجہ بالا مساوات کھینچا جا سکتا ہے۔ اس عمل کو شکل 3.65 میں قدم با قدم دکھایا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر Q_2 کے ایسٹر اور بیس پر ایک سمٹی برقی دباؤ مہیا کئے گئے ہیں لہذا اس کے بیس پر برقی I_B ایک سمٹی ہوگی جسے شکل سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$I_B = \frac{V_{DD} - V_{EB} - V_{BB}}{R_{B2}}$$

ٹرانزسٹر کے $v_{EC2} = f(i_C)$ خطوط سے مراد pnp ٹرانزسٹر کے i_C بالمتقابل v_{EC} خطوط ہیں جنہیں صفحہ 278 پر شکل 3.36 میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ موجودہ صورت میں Q_2 کے بیس پر برقی رو تبدیل نہیں ہو رہی لہذا ان خطوط میں سے صرف اس خط کو چنا جائے گا جو حاصل کردہ I_B پر پایا جائے۔



شکل 3.66: ٹرانزسٹر خطوط پر خط بوجھ کھینچا گیا ہے۔

شکل 3.66 میں Q_1 کے خطوط پر خط بوجھ کو کھینچا گیا ہے۔ اگر اس دور کو بطور ایمپلیفائر استعمال کرنا مقصد ہو تب نقطہ کارکردگی کو f کے قریب رکھ کر زیادہ سے زیادہ حیطے کا خارجی اشارہ حاصل کرنا ممکن بنایا جاسکتا ہے۔ نقطہ کارکردگی کو f پر رکھنے کی خاطر Q_1 کے بیس پر I_{B5} برقی رو درکار ہوگی۔ شکل 3.63 کو دیکھتے ہوئے Q_2 کے بیس پر برقی رو کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے

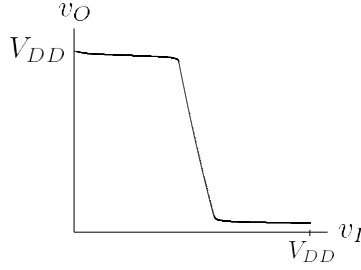
$$i_B = \frac{v_I - v_{BE}}{R_{B1}}$$

جہاں $v_{BE} = 0.7V$ لیا جاتا ہے۔ I_{B5} برقی رو حاصل کرنے کی خاطر v_I کی درکار قیمت v_{I5} اس مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ شکل 3.66 میں Q_1 کے خطوط پر I_{B1}, I_{B2} وغیرہ لکھتے ہوئے v_{I1}, v_{I2} وغیرہ بھی لکھے گئے ہیں۔

عددی ادوار میں عموماً $V_{DD} = 5V$ ہوتا ہے جبکہ v_I کی دو ہی ممکنہ قیمتیں ہیں۔ یہ یا تو $0V$ اور یا پھر $5V$ ہوتا ہے۔ آئیں v_I کی قیمت $0V$ تا $5V$ تبدیل کرتے ہوئے شکل 3.66 کی مدد سے v_O حاصل کریں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_O دراصل v_{CE1} کے ہی برابر ہے۔

$v_{I0} = 0V$ پر $I_{B0} = 0A$ ہو گا اور Q_1 نقطہ a پر ہو گا جہاں سے $v_O = V_{DD}$ یعنی $5V$ حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح مختلف نقاط پر v_O بالقابل v_I حاصل کرتے ہوئے شکل 3.67 میں دکھایا گیا v_O بالقابل v_I کا خط کھینچا جاتا ہے۔

صفحہ 503 پر حصہ 4.12 میں بہتر نفی کار پر غور کیا جائے گا۔



شکل 3.67: نئی کار کا خارجی اشارہ بالمشابہ داخلی اشارہ خط

3.13 باریک اشاراتی تجزیہ

اس حصے میں کم تعدد پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جس کی مدد سے اگلے حصے میں ٹرانزسٹر کا پست تعددی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کیا جائے گا۔ اسی ریاضی نمونے میں ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹروں کی شمولیت سے بلند تعددی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے حصہ 6.11.1 میں حاصل کیا گیا ہے۔

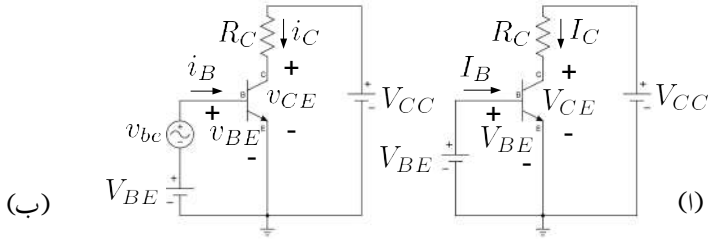
3.13.1 ترسیعی تجزیہ

شکل 3.68 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس کے داخلی جانب مائل کرنے والا برقی دباؤ ٹرانزسٹر کو V_{BE} پر مائل کرتا ہے۔ شکل 3.69 الف میں یوں حاصل نقطہ کارکردگی Q دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.68 ب میں داخلی برقی دباؤ V_{BE} کے ساتھ سلسلہ وار بدلتا باریک اشارہ v_{be} جوڑا گیا ہے۔ کسی بھی شکل کا ہو سکتا ہے۔ یہاں اسے سائن نما تصور کیا گیا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر نقطہ مائل کے قریب قریب رہتے ہوئے خط $i_C - v_{BE}$ پر چال قدمی کرتا ہے۔ شکل 3.69 الف میں اس عمل سے پیدا باریک اشاراتی برقی دباؤ v_{be} اور باریک اشاراتی برقی رو i_c دکھائے گئے ہیں۔ یہاں طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ صفحہ 133 پر دئے حصہ 2.11 کو ایک مرتبہ دوبارہ دیکھیں۔

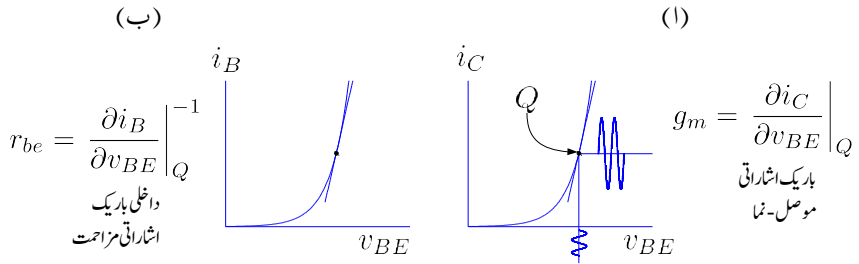
شکل 3.69 الف سے صاف واضح ہے کہ

(3.155)

$$i_c = g_m v_{be}$$



شکل 3.68: نقطہ مائل پر ٹرانزیسٹر کی کارکردگی



شکل 3.69: باریک اشاراتی افزائش موصل - نما اور باریک اشاراتی داخلی مزاحمت

ہے جہاں

$$(3.156) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q$$

ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات حصہ 2.11 میں بطور مساوات 2.20 اور مساوات 2.21 پیش کئے گئے۔ مساوات 3.155 میں $i_C(t)$ اور $v_{be}(t)$ کی جگہ i_C اور v_{be} لکھا گیا ہے۔ مساوات میں بار بار تو سین میں بند t نہ لکھنے سے مساوات کچھ صاف دکھائی دیتے ہیں۔ مساوات 3.155 کے تحت ٹرانزسٹر کا خارجی باریک اشاراتی برقی رو i_C اس کے داخلی باریک اشاراتی برقی دباؤ v_{be} کے g_m گنا ہے۔ اسی لئے g_m کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی افزائش موصلیت۔ نما³⁹ کہتے ہیں جسے عموماً چھوٹا کر کے افزائش موصلیت۔ نما یا صرف موصلیت۔ نما⁴⁰ پکارا جاتا ہے۔

برقی رو تقسیم برقی دباؤ کو موصلیت کہتے ہیں۔ g_m ٹرانزسٹر کے خارجی جانب کے برقی رو اور اس کے داخلی جانب کے برقی دباؤ سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں یہ حقیقی موصلیت نہیں ہے بلکہ اس کی مساوات موصلیت کی مساوات سے مشابہت رکھتا ہے۔ یوں اسے g_m لکھا اور موصلیت۔ نما⁴¹ پکارا جاتا ہے۔ g_m کی اکائی موصلیت کی اکائی $\frac{A}{V}$ یا سیمنز⁴² ہی ہے۔

3.13.2 باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_{be} اور r_e

ٹرانزسٹر کے داخلی جانب برقی دباؤ v_{BE} مہیا کرنے سے اس کے بیس سرے پر برقی رو i_B اور ایمر سرے پر برقی رو i_E پیدا ہوتا ہے۔ شکل 3.69 ب میں ٹرانزسٹر کا $i_B - v_{BE}$ خط دکھایا گیا ہے۔ نقطہ کارکردگی پر $i_B - v_{BE}$ خط سے ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_{be} یوں حاصل کیا جاتا ہے۔

$$(3.157) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q$$

یعنی اگر نقطہ کارکردگی پر اس خط کی ڈھلوان m ہو تو

$$r_{be} = \frac{1}{m}$$

small signal transconductance gain³⁹
transconductance gain⁴⁰
transconductance⁴¹
Siemens⁴²

ہو گا۔ اس کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.158) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

r_{be} کو عمومی طور پر کتابوں میں r_{π} لکھا جاتا ہے۔

ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کرتے وقت i_B کے بجائے اگر i_E لیا جائے تو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت r_e حاصل ہو گا یعنی

$$(3.159) \quad r_e = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_Q$$

اگر نقطہ کارکردگی پر $i_E v_{BE}$ خط کی ڈھلوان m_1 ہو تو

$$(3.160) \quad r_e = \frac{1}{m_1}$$

ہو گا۔ اس کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.161) \quad r_e = \left. \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

3.13.3 تحلیلی تجزیہ

اس حصے میں ارلی برقی دباؤ V_A کو نظر انداز کیا جائے گا نتیجتاً v_{CE} کا i_C پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس اثر کو بعد میں شامل کیا جائے گا۔ شکل 3.68 الف کے لئے مساوات 3.55 اور کرخوف کا قانون استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.162) \quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.163) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

جبکہ شکل ب میں

$$(3.164) \quad v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

اور

$$(3.165) \quad i_C = I_C + i_c$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.166) \quad \begin{aligned} i_C &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \end{aligned}$$

مساوات 3.162 کی مدد سے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.167) \quad i_c = I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$$

اگر $v_{be} \ll V_T$ ہو تب سلسلہ مکملان کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.168) \quad i_c = I_C \left[1 + \frac{1}{1!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right) + \frac{1}{2!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

اگر مساوات 3.168 کے تیسرے جزو کی قیمت اس کے دوسرے جزو کی قیمت سے بہت کم ہو یعنی

$$(3.169) \quad \begin{aligned} \frac{1}{2!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 &\ll \frac{1}{1!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right) \\ v_{be} &\ll 2 \times V_T \end{aligned}$$

تب اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.170) \quad i_c \approx I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right)$$

مساوات 3.169 اشارہ کی تحلیلی تعریف ہے۔ چونکہ

$$2 \times V_T = 2 \times 0.025 = 0.05 \text{ V}$$

کے برابر ہے لہذا v_{be} کو اس صورت باریک اشارہ تصور کیا جائے گا جب اس کی قیمت 0.05 V (یعنی پچاس ملی وولٹ) سے بہت کم ہو۔ حقیقت میں اگر v_{be} کی قیمت 10 mV سے کم ہو تو اسے باریک اشارہ تصور کیا جاتا ہے۔ مساوات 3.170 کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مساوات کہتے ہیں۔

مثال 3.35: مساوات 3.168 اور مساوات 3.170 میں $I_C = 1 \text{ mA}$ لیتے ہوئے $v_{be} = 10 \text{ mV}$ کے باریک اشارہ کے لئے i_C کی قیمت حاصل کریں اور دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔

حل: مساوات 3.168 سے

$$i_C = 10^{-3} \left[1 + \frac{1}{1!} \left(\frac{0.01}{0.025} \right) + \frac{1}{2!} \left(\frac{0.01}{0.025} \right)^2 + \dots \right] \approx 1.48 \text{ mA}$$

جبکہ مساوات 3.170 سے

$$i_C = 10^{-3} \left(1 + \frac{0.01}{0.025} \right) = 1.4 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں باریک اشاراتی مساوات کے استعمال سے جواب میں

$$\frac{1.48 - 1.4}{1.48} \times 100 = 5.4\%$$

کا فرق آتا ہے جو کہ قابل قبول ہے۔ یاد رہے کہ 10 mV سے کم اشارات کے لئے یہ فرق مزید کم ہو گا۔

مساوات 3.170 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.171) \quad i_C = I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

مساوات 3.165 کے ساتھ موازنہ کرنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ کلکٹر برقی رو i_C کے دو جزو ہیں۔ اس کا پہلا جزو وہی یک سمتی برقی رو I_C ہے جسے شکل 3.68 ب میں حاصل کیا گیا جبکہ اس کا دوسرا جزو $\left(\frac{I_C}{V_T} v_{be} \right)$ باریک اشارہ پر منحصر بدلتا جزو ہے یعنی

$$(3.172) \quad i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

اس مساوات کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے

$$(3.173) \quad i_c = g_m v_{be}$$

جہاں

$$(3.174) \quad g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

لیا گیا ہے۔ مساوات 3.173 سے ہم دیکھتے ہیں کہ بدلتی کلکٹر برقی رو i_c کی قیمت داخلی اشارہ v_{be} کے g_m گنا ہے۔ جیسے کہ پہلے ذکر ہوا g_m کو ٹرانزسٹر کی افزائش موصلیت۔ نما یا صرف موصلیت۔ نما⁴³ کہا جاتا ہے اور اس کی پیمائش سیمینز⁴⁴ S میں کی جاتی ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات درحقیقت مساوات 3.155 اور مساوات 3.156 ہی ہیں۔ مساوات 3.174 سے ہم دیکھتے ہیں کہ افزائش موصلیت۔ نما کی قیمت ٹرانزسٹر کے یک سمتی برقی رو I_C کے براہ راست متناسب ہے۔ یوں I_C کی قیمت دگنی کرنے سے g_m کی قیمت بھی دگنی ہو جائے گی۔

مثال 3.36: افزائش موصلیت۔ نما کی قیمت 0.1 mA، 1 mA اور 10 mA کے یک سمتی برقی رو پر حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.174 کی مدد سے $I_C = 0.1 \text{ mA}$ پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4 \text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح $I_C = 1 \text{ mA}$ پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS}$$

اور $I_C = 10 \text{ mA}$ پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{10 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.4 \text{ S}$$

transconductance⁴³
siemens⁴⁴

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 3.173 کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(3.175) \quad g_m = \frac{i_c}{v_{be}}$$

جہاں i_c اور v_{be} باریک اشارات ہیں۔ مساوات 3.164 میں باریک اشارہ v_{be} کو Δv_{be} لکھتے ہوئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.176) \quad v_{BE} = V_{BE} + \Delta v_{BE}$$

ایسا لکھنے سے مساوات 3.171 کی جگہ مندرجہ ذیل حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.177) \quad i_C = I_C + \frac{I_C}{V_T} \Delta v_{BE}$$

یوں

$$(3.178) \quad i_C = I_C + \Delta i_C$$

لکھتے ہوئے مساوات 3.172 کی نئی شکل یوں ہو گی۔

$$(3.179) \quad \Delta i_C = \frac{I_C}{V_T} \Delta v_{BE}$$

جس سے

$$(3.180) \quad \Delta i_C = g_m \Delta v_{BE}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.181) \quad g_m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}}$$

جیسا کہ شکل 3.69 میں دکھایا گیا ہے، مندرجہ بالا مساوات کے مطابق g_m ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{BE}$ خط کے مماس کی ڈھلوان ہے۔ اس مساوات کو مزید بہتر یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(3.182) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q$$

مساوات 3.182 افزائش موصلیت۔ نما g_m کی ترسیلی تعریف ہے۔

جیسا کہ شکل 3.69 سے واضح ہے کہ $i_C - v_{BE}$ خط کی ڈھلوان ہر نقطے پر مختلف ہے۔ یوں g_m کی مقدار اسی نقطے پر حاصل کرنا ضروری ہے جس پر ٹرانزسٹر مائل کیا گیا ہو۔ مساوات 3.182 میں دائیں ہاتھ تفرق لیتے وقت نقطہ کارکردگی Q کو بھی مد نظر رکھا گیا ہے۔

مساوات 3.182 استعمال کرتے ہوئے مساوات 3.174 کو نہایت آسانی سے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

پہلے کلکٹر برقی رو کی مساوات کا تفرق لیتے ہیں۔

$$(3.183) \quad \begin{aligned} i_C &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} &= \frac{I_S}{V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \end{aligned}$$

مساوات 3.182 کے تحت نقطہ کارکردگی پر اس تفرق کی قیمت ہی g_m ہے۔ نقطہ کارکردگی پر اس مساوات کی قیمت حاصل کرنے کی خاطر $v_{BE} = V_{BE}$ استعمال کرتے ہیں جہاں (V_{BE}, I_C) نقطہ مائل ہے۔

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{i_C}{V_T} \right|_{v_{BE}=V_{BE}} \\ &= \frac{I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{V_T} \end{aligned}$$

مساوات 3.162 کا سہارا لیتے ہوئے اس کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.184) \quad g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

شکل 3.69 ب میں ٹرانزسٹر کا $i_B - v_{BE}$ خط گراف کیا گیا ہے۔ نقطہ مائل پر خط کے ڈھلوان سے ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت r_{be} حاصل کیا جاسکتا ہے یعنی

$$(3.185) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

چونکہ $i_C = \beta i_B$ ہوتا ہے لہذا

$$(3.186) \quad i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

لکھا جائے گا۔ ان دو مساوات کی مدد سے r_{be} کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ مساوات 3.186 کا تفرق لیتے ہیں

$$\frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} = \frac{I_S}{\beta V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

اور اس تفرق کی نقطہ کارکردگی پر قیمت حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرنے کی خاطر $v_{be} = V_{BE}$ استعمال کرنا ہو گا۔ یوں

$$\left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{BE}=V_{BE}} = \frac{I_S}{\beta V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 3.162 کا سہارا لیتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{BE}=V_{BE}} = \frac{I_C}{\beta V_T}$$

اور چونکہ

$$r_{be} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{BE}=V_{BE}}^{-1}$$

ہوتا ہے لہذا

$$(3.187) \quad r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مزید یہ کہ مساوات 3.184 کی مدد سے اسے یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.188) \quad r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$\beta = r_{be} g_m$$

یا گزشتہ دو مساوات ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_{be} کے حصول کے لئے استعمال کئے جاتے ہیں۔ مساوات 3.188 سے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ β کے غیر متغیر ہونے کی وجہ سے اگر کسی ٹرانزسٹر کا برقی رو I_C بڑھا کر اس کا g_m بڑھایا جائے تو ٹرانزسٹر کا r_{be} کم ہو جائے گا۔

بالکل r_{be} کے حصول کے طرز پر اگر $i_E - v_{BE}$ کے خط سے شروع کیا جائے تو باریک اشاراتی مزاحمت r_e حاصل کیا جا سکتا ہے جہاں

$$(3.189) \quad r_e = \left. \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

ہے۔ آئیں ایسا ہی کریں۔

$$\begin{aligned}
 i_E &= \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
 \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} &= \frac{I_S}{\alpha V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
 \left. \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \right|_Q &= \frac{I_S}{\alpha V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \\
 &= \frac{I_C}{\alpha V_T}
 \end{aligned}
 \tag{3.190}$$

یوں

$$r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C} \tag{3.191}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m} \tag{3.192}$$

مساوات 3.191 میں $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$ لیتے ہوئے اس کا مساوات 3.187 کے ساتھ موازنہ کرنے سے حاصل ہوتا ہے

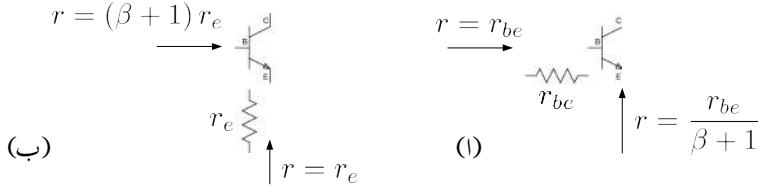
$$r_e = \frac{r_{be}}{\beta+1} \tag{3.193}$$

اس کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$r_{be} = (\beta+1) r_e \tag{3.194}$$

r_e اور r_{be} دراصل ایک ہی مزاحمت کے دو شکلیں ہیں۔ آئیں اس حقیقت پر غور کریں۔ آپ نے حصہ میں دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے ایمرٹ پر جڑے مزاحمت R_E کا نکلےس بیس جانب $(\beta+1) R_E$ نظر آتا ہے۔ اسی طرح اس کے بیس جانب مزاحمت R_B کا نکلےس ایمرٹ جانب $\frac{R_B}{(\beta+1)}$ نظر آتا ہے۔ ان نتائج کو یہاں استعمال کرتے ہیں۔

r_{be} وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے بیس جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے جبکہ r_e وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے ایمرٹ جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے۔ اگر r_{be} کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت تصور کیا جائے تو ٹرانزسٹر کے بیس جانب r_{be} نظر آئے گا جبکہ اس کے ایمرٹ جانب سے دیکھتے ہوئے ہمیں $\frac{r_{be}}{(\beta+1)}$ نظر آئے گا۔ مساوات 3.193 یہی کچھ کہتا ہے۔ اسی طرح اگر r_e کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت تصور کیا جائے تو



شکل 3.70: باریک اشاراتی داخلی مزاحمت اور ان کے عکس

ٹرانزسٹر کے ایسٹر جانب سے r_e نظر آئے گا جبکہ اس کے بیس جانب سے دیکھتے ہوئے ہمیں $(\beta + 1)r_e$ نظر آئے گا۔ مساوات 3.194 یہی کہتا ہے۔ شکل 3.70 ان حقائق کے تصوراتی اشکال پیش کرتا ہے۔

مثال 3.37: pnp ٹرانزسٹر کے r_o ، r_e ، r_{be} ، g_m کے مساوات حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.55 کو استعمال کرتے ہوئے

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{EB}} \right|_Q$$

$$= \frac{I_S e^{\frac{v_{EB}}{V_T}}}{V_T}$$

یعنی

(3.195)

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح $i_B = \frac{i_C}{\beta}$ لکھتے ہوئے

(3.196)

$$r_{be} = \left. \frac{\partial v_{EB}}{\partial i_B} \right|_Q = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{EB}} \right|_Q^{-1} = \frac{\beta V_T}{I_C} = \frac{\beta}{g_m}$$

اور $i_E = \frac{i_C}{\alpha}$ لکھتے ہوئے

(3.197)

$$r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C} = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ خارجی مزاحمت r_o ایبرز مال برقی دباؤ سے یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.198) \quad r_o = \left. \frac{\Delta v_{EC}}{\Delta i_C} \right|_Q = \frac{V_A + V_{EC}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

3.14 پست تعددی ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے باریک اشارات

گزشتہ حصے میں ہم نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی پر اس کی افزائش موصل۔ نما g_m اور داخلی مزاحمت r_{be} حاصل کی جاسکتی ہے۔ ان دونوں مساواتوں کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$(3.199) \quad g_m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}} = \frac{i_c}{v_{be}}$$

$$(3.200) \quad r_{be} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} = \frac{v_{be}}{i_b}$$

جنہیں یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.201) \quad i_c = g_m v_{be}$$

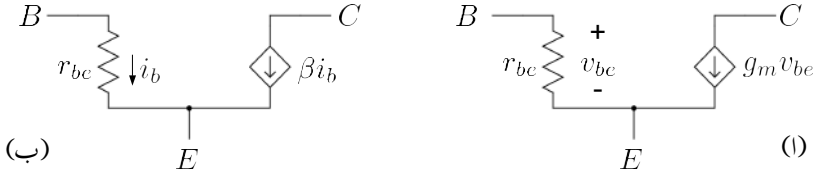
$$(3.202) \quad i_b = \frac{v_{be}}{r_{be}}$$

ان مساوات کے مطابق مائل کردہ ٹرانزسٹر پر داخلی جانب باریک اشارہ v_{be} لاگو کرنے سے اس کے داخلی جانب ٹیس سرے پر برقی رو i_b پیدا ہوتا ہے جبکہ اس کے خارجی جانب برقی رو i_c پیدا ہوتا ہے۔ یہ دو مساوات ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی کارکردگی بیان کرتے ہیں۔ اگرچہ مساوات 3.201 کے مطابق i_c صرف v_{be} پر منحصر ہے، حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور i_c کی قیمت خارجی برقی دباؤ v_{CE} پر بھی منحصر ہوتا ہے۔ فی الحال i_c پر v_{CE} کے اثر کے بحث کو ملتوی کرتے ہیں اور مندرجہ بالا دو مساوات کو ٹرانزسٹر کی مکمل باریک اشاراتی کارکردگی بیان کرنے والے مساوات مان لیتے ہیں۔

شکل 3.71 الف پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس دور سے

$$v_{be} = i_b r_{be}$$

$$i_c = g_m v_{be}$$



شکل 3.71: پست تعددی باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونہ

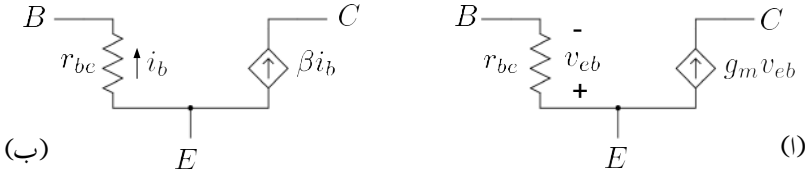
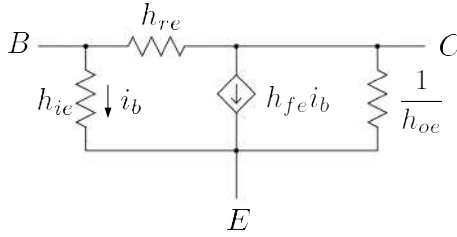
مساوات حاصل ہوتے ہیں جو کہ مساوات 3.201 اور مساوات 3.202 ہی ہیں۔ یوں یہ دو ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی کارکردگی ہی بیان کرتا ہے، لہذا یہ دو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ ہی ہے۔ اس کا عمومی نام ٹرانزسٹر کا پست تعددی باریک اشاراتی پائے (π) ریاضی نمونہ⁴⁵ ہے جسے چھوٹا کر کے صرف π ریاضی نمونہ یا پائے ریاضی نمونہ پکارا جاتا ہے۔

شکل 3.71 ب میں π ریاضی نمونہ کا قدر مختلف دور دکھایا گیا ہے۔ مساوات 3.188 اور مساوات 3.202 کے استعمال سے

$$\beta i_b = \beta \frac{v_{be}}{r_{be}} = g_m v_{be}$$

لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ دونوں اشکال سے حاصل جوابات یکساں ہیں۔ شکل 3.71 الف اور شکل ب اس کتاب میں بار بار استعمال کئے جائیں گے۔

شکل 3.72 میں npn ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونے دکھائے گئے ہیں جہاں برقی رو کی سمتیں شکل 3.71 کے الٹ ہیں۔ اسی طرح یہاں v_{be} کی جگہ v_{eb} استعمال کیا گیا ہے۔ اگر npn کے ان ریاضی نمونوں میں v_{be} کی جگہ v_{eb} لکھا جائے تو تابع منبع رو کی سمت الٹ ہو جائے گی اور یوں شکل 3.71 ہی حاصل ہو گا۔ اس طرح ہم دیکھتے ہیں کہ npn کے لئے بھی شکل 3.71 کے ریاضی نمونے استعمال کئے جا سکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔ شکل 3.73 میں پائے ریاضی نمونے کی ایک اور نہایت مقبول شکل دکھائی گئی ہے جہاں تمام اجزاء

شکل 3.72: pnp کا باریک اشاراتی π ریاضی نمونہ

شکل 3.73: پائے ریاضی نمونے کی ایک اور مقبول شکل

کے نام h سے شروع ہوتے ہیں۔ ان اجزاء کو h اجزاء ہی پکارا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دراصل

$$h_{ie} = r_{be}$$

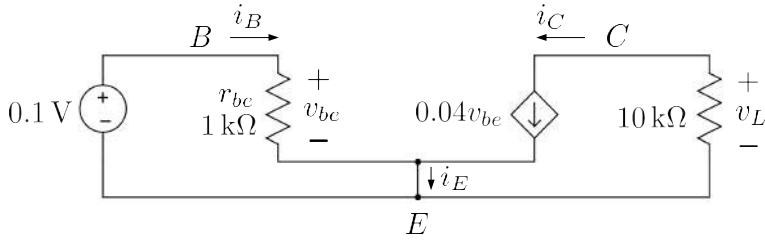
$$h_{fe} = \beta$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o}$$

$$h_{re} = \infty$$

ہیں۔ صنعت کار عموماً ٹرانزسٹرز کے h اجزاء فراہم کرتے ہیں۔ h ریاضی نمونے پر مزید کوئی بات نہیں کی جائے گی۔

مثال 3.38: شکل 3.71 میں B اور E کے درمیان $0.1V$ کا برقی دباؤ مہیا کریں اور C اور E کے درمیان $10k\Omega$ کی مزاحمت نسب کریں۔ اگر $g_m = 0.04S$ اور $r_{be} = 1k\Omega$ ہوں تو نسب کئے گئے مزاحمت پر برقی دباؤ کیا ہو گا۔ شکل 3.71 کی جگہ شکل 3.72 استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔



شکل 3.74:

حل: شکل 3.74 میں دور دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$v_{BE} = 0.1 \text{ V}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$i_C = 0.04 \times 0.1 = 4 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ E جوڑ پر کرنوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$i_E = i_B + i_C = 4.1 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

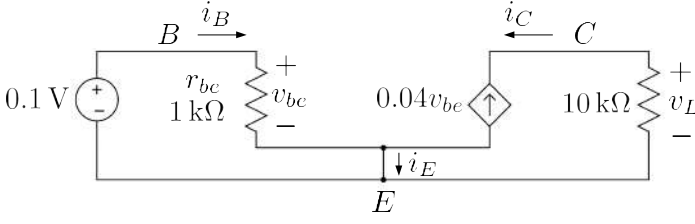
آئیں شکل 3.75 کو استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ اس شکل میں شکل 3.72 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ یہاں

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$v_{eb} = -0.1 \text{ V}$$

ہیں۔ چونکہ یہاں i_C اور $g_m v_{eb}$ کے سمتیں آپس میں الٹ ہیں لہذا $i_C = -g_m v_{eb}$ لکھا جائے گا۔ یوں

$$i_C = -0.04 \times (-0.1) = 4 \text{ mA}$$



شکل 3.75:

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

$$i_E = i_B + i_C = 4.1 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

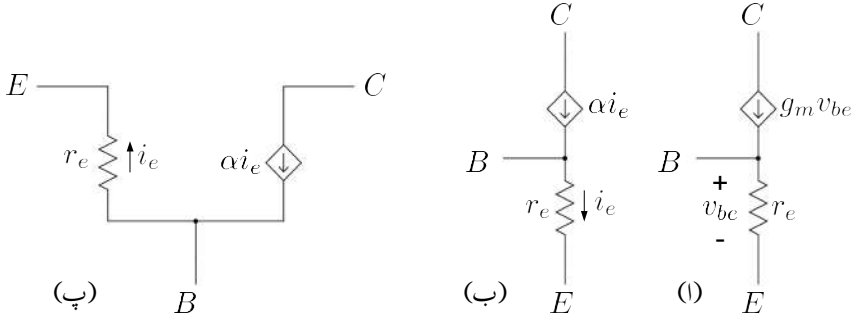
دونوں اشکال کے جوابات بالکل یکساں ہیں۔ یہی وجہ ہے کہ npn کے لئے بھی شکل 3.71 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔

3.14.1 ٹی ریاضی نمونہ

گزشتہ حصے میں ہم نے دیکھا کہ پائے ریاضی نمونہ کو حل کرنے سے ٹرانزسٹر کے مساوات (یعنی مساوات 3.201 اور مساوات 3.202) حاصل ہوتے ہیں اور یوں اسے ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جاسکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے کے علاوہ بھی ادوار بنائے جاسکتے ہیں جن سے انہیں مساوات کا حصول ممکن ہے۔ ایسے تمام ادوار کو بھی ٹرانزسٹر کے ریاضی نمونے تصور کیا جاسکتا ہے۔ ان میں T ریاضی نمونہ⁴⁶ خاصہ مقبول ہے۔ ایڈٹڈ مشنرک⁴⁷ اور کلکٹڈ مشنرک

⁴⁶ٹی ریاضی نمونے کی شکل انگریزی کے حروف تہجی T کی مانند ہے۔ اسی لئے اس کو ٹی ریاضی نمونہ کہتے ہیں۔

⁴⁷مشنرک ایڈٹڈ، مشنرک کلکٹڈ اور مشنرک ٹیس کی پہچان حصہ 3.19 میں کی گئی ہے



شکل 3.76: ٹی ریاضی نمونہ

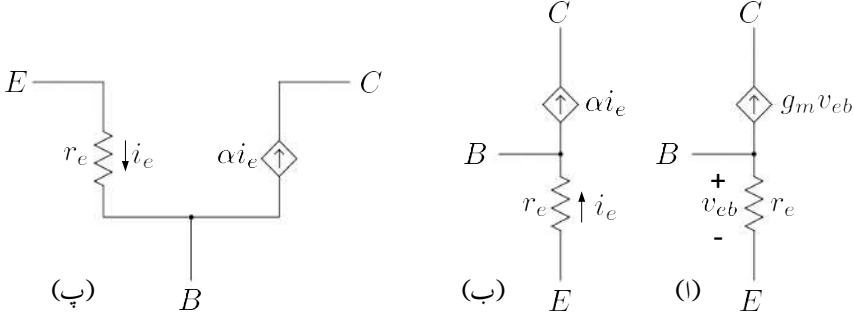
ادوار حل کرتے ہوئے عموماً پائے ریاضی نمونے ہی استعمال کیا جاتا ہے جبکہ بیس مشترک ادوار کو T ریاضی نمونے کی مدد سے زیادہ آسانی سے حل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے npn کے T ریاضی نمونے کے مختلف اشکال کو شکل 3.76 میں دکھایا گیا ہے۔ انہیں ریاضی نمونے میں C اور E کے مابین r_o نسب کرتے ہوئے کے اثر کو بھی شامل کیا جا سکتا ہے۔

شکل 3.76 الف میں چونکہ C سرے کے ساتھ تابع منبع رو سلسلہ وار جڑا ہے لہذا $i_c = g_m v_{be}$ ہو گا۔ اُوہم کے قانون کے مطابق اگر r_e پر برقی دباؤ پایا جائے تو $i_e = \frac{v_{be}}{r_e}$ ہو گا۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت $i_b = i_e - i_c$ ہو گا۔ آئیں اس کی قیمت حاصل کریں۔ چونکہ

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

$$r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha V_T}{I_C}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$



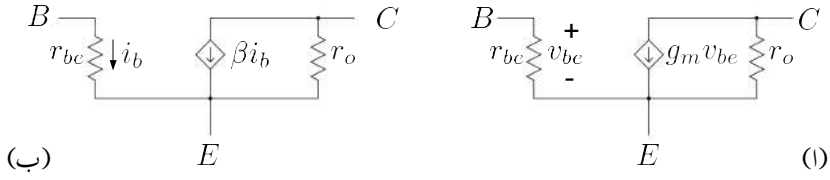
شکل 3.77: pnp کے T ریاضی نمونہ

ہیں لہذا

$$\begin{aligned}
 i_b &= i_e - i_c \\
 &= \frac{v_{be}}{r_e} - g_m v_{be} \\
 &= v_{be} \left(\frac{I_C}{\alpha V_T} - \frac{I_C}{V_T} \right) \\
 &= \frac{I_C}{V_T} v_{be} \left(\frac{1 - \alpha}{\alpha} \right) \\
 &= \frac{I_C}{V_T} v_{be} \frac{1}{\beta} \\
 &= \frac{v_{be}}{r_{be}}
 \end{aligned}$$

پس ٹی T ریاضی نمونے سے بھی ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی مساوات حاصل ہوتے ہیں اور یوں اسے بطور ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ استعمال کیا جاسکتا ہے۔ شکل ب میں ٹی-ریاضی نمونے کی دوسری ممکنہ صورت دکھائی گئی ہے جہاں $i_c = \alpha i_e$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ شکل پ میں ٹی ریاضی نمونے کو پائے π طرز پر بنایا گیا ہے۔

شکل 3.77 میں pnp کا T ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ یہاں بھی اگر v_{eb} کی جگہ v_{be} لکھا جائے تو شکل میں تابع منبع روکی سمت الٹ ہو جائے گی اور یوں اس سے شکل 3.76 ہی حاصل ہو گا۔ اس کا مطلب ہے کہ pnp کے لئے بھی شکل 3.76 کے ریاضی نمونے استعمال کئے جاسکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔

شکل 3.78: پائے ریاضی نمونہ بمعہ خارجی مزاحمت r_o 3.14.2 پائے ریاضی نمونہ بمعہ خارجی مزاحمت r_o

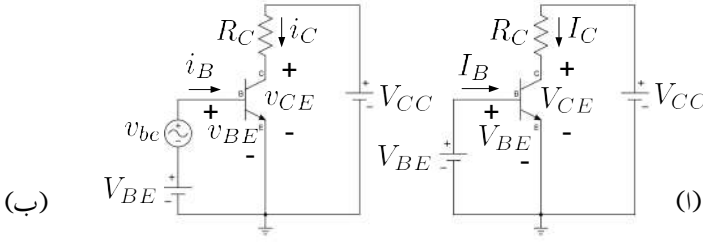
مساوات 3.62 ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی خارجی مزاحمت r_o دیتا ہے۔ i_C پر v_{ce} کے اثرات کو ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ میں r_o سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ شکل 3.78 میں پائے ریاضی نمونہ بمعہ خارجی مزاحمت r_o دکھائے گئے ہیں۔

3.15 ایک سمتی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

شکل 3.79 الف میں ٹرانزسٹر کا ایک سمتی دور دکھایا گیا ہے جہاں V_{BE} ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تعین کرتا ہے۔ شکل ب میں V_{BE} کے ساتھ سلسلہ وار باریک اشارہ v_{be} جوڑا گیا ہے جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر نقطہ مائل کے قریب۔ قریب $i_C - v_{BE}$ خط پر چال قدمی کرتا ہے۔ شکل الف میں تمام متغیرات ایک سمتی ہیں لہذا i_C کو I_C اور v_{BE} کو V_{BE} لکھا جائے گا۔ یوں مساوات 3.55 اور کرنخوف کا قانون برائے برقی دباو استعمال کرتے ہوئے شکل الف کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.203) \quad I_C = I_{se} \frac{V_{BE}}{V_T}$$

$$(3.204) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$



شکل 3.79: یک سمتی اور بدلنے متغیرات کی علیحدگی

جبکہ شکل ب کے لئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned}
 i_C &= I_C + i_c \\
 &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
 &= I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} \\
 &= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \\
 &= I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}}
 \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر مساوات 3.203 کا سہارا لیا گیا۔ سلسلہ مقلان کی مدد سے اس کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$i_C = I_C \left[1 + \frac{1}{1!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right) + \frac{1}{2!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

باریک اشارات کے لئے اس مساوات کے پہلے دو جزو لینا کافی ہوتا ہے اور یوں

$$i_C \approx I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ تقریباً برابر کی علامت \approx کی جگہ برابر کی علامت = استعمال کرتے ہوئے مساوات 3.184 کے استعمال سے حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned}
 i_C &= I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be} \\
 I_C + i_C &= I_C + g_m v_{be}
 \end{aligned}$$

اور یوں

$$(3.205) \quad i_c = g_m v_{be}$$

اسی طرح شکل 3.79 ب کے خارجی جانب

$$\begin{aligned} v_{CE} &= V_{CC} - i_c R_C \\ V_{CE} + v_{ce} &= V_{CC} - (I_C + i_c) R_C \\ V_{CE} + v_{ce} &= V_{CC} - I_C R_C - i_c R_C \\ \underbrace{V_{CE} - V_{CC} + I_C R_C}_{=0} + v_{ce} &= -i_c R_C \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر مساوات 3.204 کی مدد حاصل کی گئی۔ مساوات 3.205 کو استعمال کرتے ہوئے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.206) \quad v_{ce} = -g_m R_C v_{be}$$

جس سے باریک اشاراتی افزائش برقی دباؤ A_v حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$(3.207) \quad A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_C$$

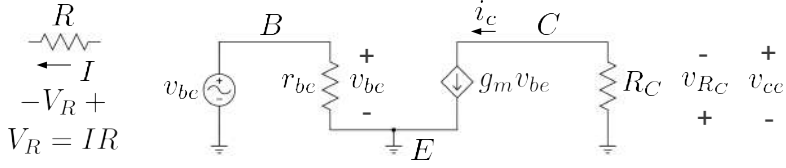
مساوات 3.203 اور مساوات 3.204 سے شکل 3.79 میں یک سمتی متغیرات I_C اور V_{CE} حاصل ہوتے ہیں جبکہ مساوات 3.205 اور مساوات 3.206 سے اسی شکل کے بدلتے متغیرات i_c اور v_{ce} حاصل ہوتے ہیں۔ یک سمتی متغیرات شکل الف سے حاصل کئے گئے جہاں بدلتے متغیرات موجود نہیں۔

شکل 3.71 الف میں دئے گئے ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے پر داخلی جانب v_{be} لاگو کرتے ہوئے اور اس کے خارجی جانب مزاحمت R_C جوڑنے سے شکل 3.80 حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(3.208) \quad i_c = g_m v_{be}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات 3.205 ہے جسے اصل ٹرانزسٹر کا دور حل کرتے حاصل کیا گیا تھا۔

اسی طرح V_{RC} کو اوہم کے قانون کی مدد سے حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں بائیں جانب اوہم کے قانون کا صحیح استعمال دکھایا گیا ہے جہاں مزاحمت R میں اگر برقی رو I دائیں سرے سے داخل ہو تو اوہم کا قانون استعمال کرتے وقت برقی دباؤ V_R کا مثبت طرف مزاحمت کا وہ سرا لیا جاتا ہے جہاں سے مزاحمت میں برقی رو داخل ہو۔ یوں اوہم کے قانون سے



شکل 3.80: باریک اشاراتی مساوی دور

$$(3.209) \quad \begin{aligned} v_{RC} &= i_c R_C \\ &= g_m R_C v_{be} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر ہمیں v_{ce} حاصل کرنا ہو تو ہم شکل سے دیکھتے ہیں کہ یہ v_{RC} کے الٹ ہے (یعنی $v_{ce} = -v_{RC}$) یوں

$$(3.210) \quad v_{ce} = -g_m R_C v_{be}$$

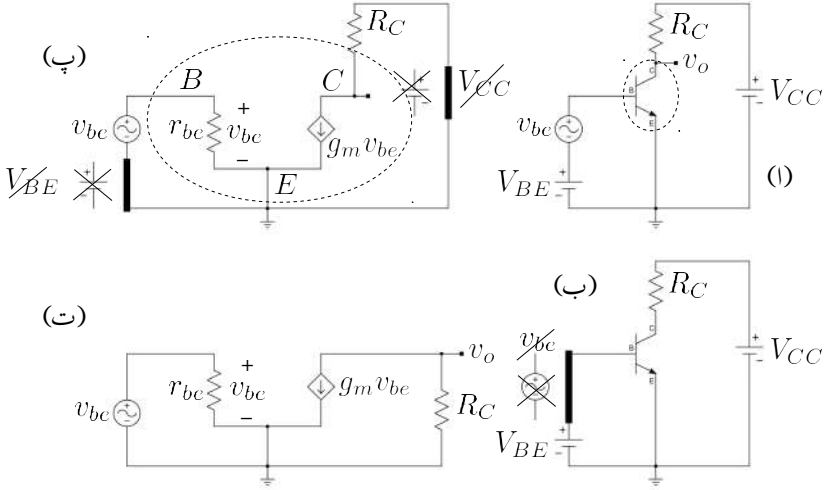
حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات ہی ہے جسے اصل ٹرانزسٹر کا دور حل کرتے حاصل کیا گیا تھا۔

مندرجہ بالا مساوات سے باریک اشاراتی افزائش برقی دباؤ A_v حاصل ہوتی ہے۔

$$(3.211) \quad A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_C$$

ہم دیکھتے ہیں کہ شکل 3.79 ب میں دئے گئے دور کے بدلنے متغیرات شکل 3.81 کو حل کرنے سے بھی حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ یہ ایک انتہائی اہم نتیجہ ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے ادوار کو قلم و کاغذ پر حل کرتے استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل 3.81 میں دکھایا دور شکل 3.79 ب کا مساوی باریک اشاراتی دور ہے۔

آئیں شکل 3.81 کی مدد سے دیکھیں کہ کسی بھی ٹرانزسٹر دور کے مساوی یک سمتی اور مساوی باریک اشاراتی ادوار کیسے حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہم نے اوپر دیکھا کہ بدلنے متغیرات کے مساوات میں تمام یک سمتی متغیرات کٹ جاتے ہیں۔ یوں کسی بھی دور کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کرتے وقت دور میں تمام یک سمتی منبع کی قیمتیں صفر کر دیں جاتی ہیں اور ٹرانزسٹر کی جگہ ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کر دیا جاتا ہے۔ یک سمتی منبع برقی دباؤ کی قیمت صفر کرنے کی خاطر ان کے دونوں سرے قصر دور تصور کئے جاتے ہیں۔ اگرچہ موجودہ مثال میں یک سمتی منبع برقی رو استعمال نہیں کیا گیا لیکن اگر ایسا کیا جائے تو یک سمتی منبع برقی رو کی قیمت صفر کرنے کی خاطر اس کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔



شکل 3.81: (ا) اصل دور (ب) مساوی یک سمتی دور (ت) مساوی باریک اشاراتی دور

آئیں اب شکل 3.81 الف میں دئے دور کے مساوی ادوار حاصل کریں۔ شروع مساوی یک سمتی دور کے حصول سے کرتے ہیں۔

جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے کہ تمام بدلتے اشارات کی قیمت صفر کرنے سے دور کا مساوی یک سمتی دور حاصل ہوتا ہے۔ اس دور میں v_{be} بدلتا اشارہ ہے جسے دور سے خارج کرتے ہوئے اس مقام کو قصر دور کر دیا گیا ہے (یعنی جن دو برقی تاروں کے ساتھ v_{be} جڑا تھا ان تاروں کو آپس میں جوڑ دیا گیا ہے جبکہ یہاں سے v_{be} کو نکال دیا گیا ہے۔ جوڑ کو وضاحت کی خاطر موٹی تار سے دکھایا گیا ہے)

شکل (پ) میں مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کی جگہ اس کا باریک اشاراتی π ریاضی نمونہ نسب کیا گیا ہے جبکہ تمام یک سمتی منبع کو قصر دور کر دیا گیا ہے۔ چونکہ اصل دور یعنی شکل الف میں V_{BE} اور V_{CC} یک سمتی منبع ہیں لہذا انہیں قصر دور کیا گیا ہے۔ ان کی جگہ نسب تاروں کو وضاحت کی غرض سے موٹا کر کے دکھایا گیا ہے۔ شکل پ کو عموماً شکل ت کی مانند بنایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں بھی ایسا ہی کیا جائے گا۔ آپ تسلی کر لیں کہ شکل پ اور شکل ت بالکل یکساں ہیں۔

اس حصے میں ہم نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر ادوار کے حل حاصل کرتے وقت یہ ممکن ہے کہ پہلے بدلتے متغیرات کو نظر انداز کیا جائے اور اس کا ایک سمتی دور حل کیا جائے۔ یوں حاصل یک سمتی متغیرات سے نقطہ کارکردگی پر ٹرانزسٹر

کے r_{be} اور g_m حاصل کئے جائیں اور پھر دور میں یک سمتی منبع کو نظر انداز کرتے ہوئے بدلتے اشارات حاصل کئے جائیں۔ قلم و کاغذ پر ٹرانزسٹر ادوار اسی طریقہ کار کو استعمال کرتے ہوئے حاصل کئے جاتے ہیں۔ اگلے حصے میں اس طریقے کی مشق کرائی جائے گی۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ ان مشقوں سے فائدہ اٹھاتے ہوئے اس طریقے کو اچھی طرح سیکھ لیں۔

یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی باریک اشاراتی ادوار کو کسی صورت اصل ٹرانزسٹر کا دور نہ سمجھا جائے۔ یہ صرف اور صرف حساب و کتاب آسان بنانے کا ایک طریقہ ہے۔

3.16 باریک اشاراتی ادوار کا پائے ریاضی نمونے کی مدد سے حل

ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کو پائے (π) ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے ایک منظم طریقے سے حل کیا جاتا ہے۔ اس طریقہ کار کے اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

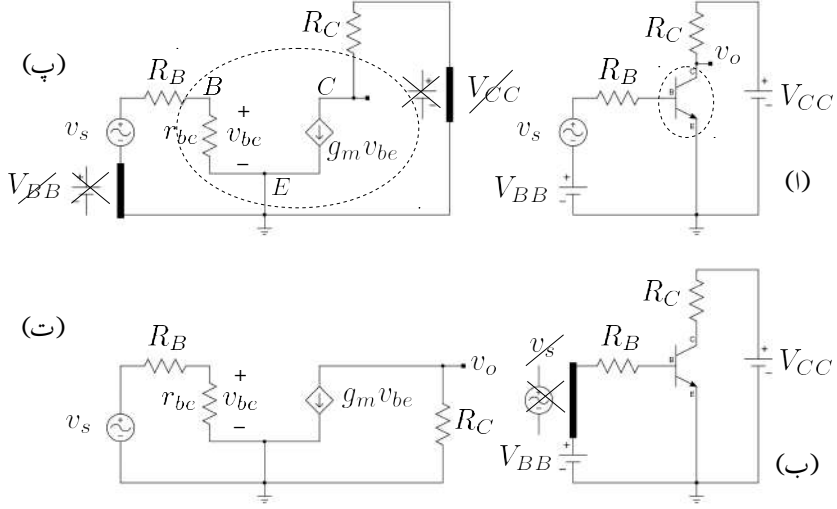
1. اصل ٹرانزسٹر دور کا مساوی یک سمتی دور حاصل کر کے اسے حل کرتے ہوئے I_C اور V_{CE} حاصل کریں۔ یہ نقطہ کارکردگی پر ٹرانزسٹر کے متغیرات ہیں۔
2. آگے بڑھنے سے پہلے تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر انفراسندھ خطے میں ہے (یعنی $V_{CE} > V_{CE, \text{نہر انفراسندھ}}$)۔
3. حاصل کردہ I_C استعمال کرتے ہوئے نقطہ کارکردگی پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں یعنی۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{1}{g_m}$$

4. اصل ٹرانزسٹر دور میں تمام منبع برقی دباؤ کو قصر دور اور منبع برقی رو کو کھلے دور کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کی جگہ ٹرانزسٹر کا مساوی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کرتے ہوئے دور کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کریں۔



شکل 3.82: اصل دور (ب) مساوی یک سمتی (ت) مساوی باریک اشاراتی

5. حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو حل کرتے ہوئے ایمپلیفائر کے خاصیت حاصل کریں۔ (مثلاً افزائش برقی دباؤ A_v ، داخلی مزاحمت R_i ، خارجی مزاحمت R_o وغیرہ)
6. آخر میں اس بات کی بھی تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی یوں منتخب ہو کہ خارجی اشارہ (جسے v_o لکھا جائے گا) کے حیطے کے مثبت اور منفی چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افزائندہ ہی رہے۔ (یعنی کہ خارجی اشارہ v_o کے چوٹیاں تراشی نہیں جاتیں)

اس عمل کے پہلے تین اقدام آپ دیکھ چکے ہیں۔ آئیں اب مساوی باریک اشاراتی دور کو حل کرنا دیکھیں۔ ایسا شکل 3.82 کی مدد سے کرتے ہیں جس میں مزاحمت R_B بھی نسب کیا گیا ہے۔ یہاں ٹرانزسٹر کی افزائش برقی رو کو β_0 تصور کریں۔

شکل ب میں اس دور کا مساوی یک سمتی دور حاصل کیا گیا ہے۔ اس کو حل کرتے ہوئے V_{CE} اور I_C حاصل کرتے ہیں۔ داخلی جانب چونکہ

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

ہے لہذا

$$(3.212) \quad I_C = \beta_0 I_B = \beta_0 \left(\frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہی جواب R_B کو ٹرانزٹ کے ایمر جانب منتقل کرتے ہوئے $\frac{R_B}{\beta_0}$ لکھ کر بھی حاصل کیا جاسکتا تھا یعنی

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R_B}{\beta_0} \right)}$$

خارجی جانب سے

$$(3.213) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

حاصل ہوتا ہے۔ باریک اشاراتی متغیرات حاصل کرنے سے پہلے یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر افزائندہ خطے میں ہے۔ اگر حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} سے کم ہو تب ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو گا اور اشارہ کو بڑھانے سے قاصر ہو گا۔ اس صورت میں باریک اشاراتی تجزیہ کرنے کی ضرورت نہیں۔

حاصل I_C سے ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ کے جزو g_m اور r_{be} حاصل کرنے کے بعد شکل ت سے افزائش A_v یوں حاصل کی جائے گی۔ داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_s = i_b (R_B + r_{be})$$

$$i_b = \frac{v_s}{R_B + r_{be}}$$

اور چونکہ $v_{be} = i_b r_{be}$ ہے لہذا

$$v_{be} = \frac{v_s r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_c = g_m v_{be}$$

$$v_o = -i_c R_C$$

مندرجہ بالا تین مساوات سے v_o لکھا جاسکتا ہے یعنی

$$v_o = -i_c R_C = - (g_m v_{be}) R_C = -g_m R_C \left(\frac{v_s r_{be}}{R_B + r_{be}} \right)$$

جس سے افزائش A_v یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(3.214) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}}$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ آیا مطلوبہ خارجی اشارہ v_o کے مثبت اور منفی چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افزائندہ نخلے میں ہی رہتا ہے یا نہیں۔ میرے خیال میں یہ بات مثال کی مدد سے زیادہ آسانی سے سمجھ آئے گی۔

مثال 3.39: شکل 3.82 میں

$$\begin{aligned} \beta_0 &= 100 \\ V_{CC} &= 15 \text{ V} \\ V_{BB} &= 2.5 \text{ V} \\ R_C &= 7.5 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 180 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

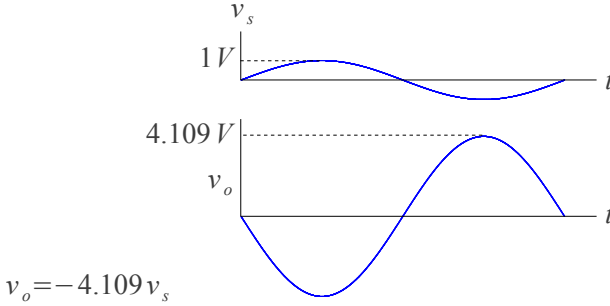
لیتے ہوئے باریک اشاراتی افزائش برقی دباؤ A_v حاصل کریں۔ زیادہ سے زیادہ نا تراشیدہ خارجی اشارے حاصل ہوتے وقت داخلی اشارے کا حیطہ دریافت کریں۔

حل: پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} I_C &= \beta_0 \left(\frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \right) = 100 \times \left(\frac{2.5 - 0.7}{180000} \right) = 1 \text{ mA} \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C = 15 - 10^{-3} \times 7.5 \times 10^3 = 7.5 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} (یعنی 0.2 V) سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ ہے اور یہ داخلی اشارے کو بڑھا سکتا ہے۔ آئیں ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں۔

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS} \\ r_{be} &= \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{40 \times 10^{-3}} = 2.5 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{40 \times 10^{-3}} = 25 \Omega \end{aligned}$$



شکل 3.83: سائن-نما اشارات

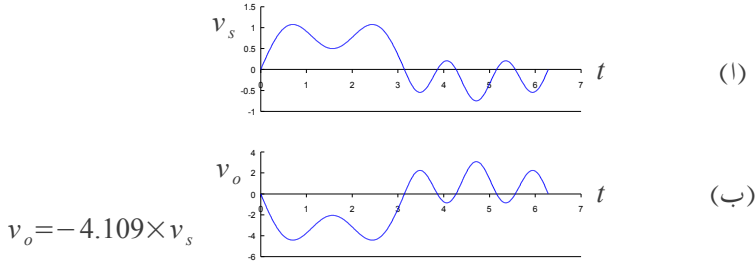
اور انہیں استعمال کرتے ہوئے باریک اشارات کی افزائش برقی دباؤ A_v حاصل کریں۔

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} = -\frac{0.04 \times 2500 \times 7.5 \times 10^3}{180 \times 10^3 + 2500} = -4.109 \frac{V}{V}$$

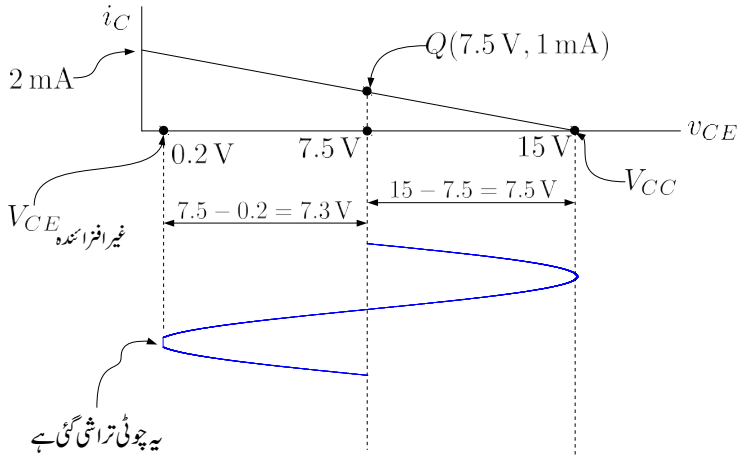
اس مساوات کے مطابق یہ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر داخلی اشارہ v_s کے حیطے کو 4.109 گنا بڑھائے گا۔ A_v کی قیمت منفی ہونے کا مطلب یہ ہے کہ جس لمحہ داخلی اشارہ مثبت ہو گا اس لمحہ خارجی اشارہ منفی ہو گا۔ شکل میں داخلی اشارہ کو سائن نما تصور کرتے ہوئے اس حقیقت کی وضاحت کی گئی ہے۔ سائن نما اشارہ کی صورت میں یہ کہا جا سکتا ہے کہ داخلی اور خارجی اشارات آپس میں 180 پر ہیں۔ داخلی اشارہ کی شکل کچھ بھی ہو سکتی ہے۔ شکل 3.84 میں غیر سائن-نما اشارہ دکھایا گیا ہے جہاں دونوں گرافوں میں برقی دباؤ کے محدود کی پیمائش مختلف ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب داخلی اشارہ مثبت ہوتا ہے اس وقت خارجی اشارہ منفی ہوتا ہے اور جب داخلی اشارہ منفی ہوتا ہے اس دوران خارجی اشارہ مثبت ہوتا ہے۔ یہ جاننے کے لئے کہ اس ایمپلیفائر سے کتنے حیطے کا زیادہ سے زیادہ خارجی اشارہ v_o حاصل کیا جا سکتا ہے ہم خط بوجھ کی مدد حاصل کرتے ہیں جسے شکل 3.85 میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی کے ایک جانب خارجی اشارہ 7.5 V کا حیطہ رکھ سکتا ہے جبکہ دوسری جانب 7.3 V کا۔ یوں جیسے ہی خارجی اشارے کا حیطہ 7.3 V سے بڑھ جائے اس کا ایک طرف کٹنے شروع ہو جائے گا۔ 7.3 V کے حیطے کا خارجی اشارہ اس وقت حاصل ہو گا جب داخلی اشارے کا حیطہ 1.777 V ہو گا یعنی

$$|v_s| = \left| \frac{v_o}{A_v} \right| = \left| \frac{7.3}{4.109} \right| = 1.777 \text{ V}$$

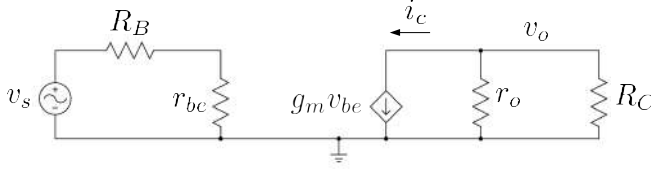
الباب 3. ٹرانزسٹر (دو جوڈ ٹرانزسٹر)



شکل 3.84: غیر سائن-نما اشارہ



شکل 3.85: خارجی اشارے کی زیادہ سے زیادہ ناتراشیدہ چوٹی



شکل 3.86: ٹرانزسٹر کا خارجی مزاحمت شامل کرتے مساوی دور

مثال 3.40: مثال 3.39 میں ٹرانزسٹر کا ادلی برفی دباو $V_A = 200 \text{ V}$ ہے۔ شکل 3.78 الف کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے A_v دوبارہ حاصل کریں۔

حل: r_o کی شمولیت سے یک سمتی متغیرات متاثر نہیں ہوتے لہذا مثال 3.39 میں حاصل کی گئی قیمتیں یہاں کے لئے بھی درست ہیں۔ مساوات 3.63 سے

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{200}{1 \times 10^{-3}} = 200 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل 3.86 حاصل ہوتا ہے۔ اس دور کو حل کرتے ہیں۔ خارجی جانب متوازی جڑے R_C اور r_o کی کل مزاحمت $\frac{r_o R_C}{r_o + R_C}$ ہے جسے عموماً $r_o \parallel R_C$ لکھا جاتا ہے۔ یوں اس شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_o = -i_c \left(\frac{r_o R_C}{r_o + R_C} \right) = -i_c \left(\frac{200000 \times 7500}{200000 + 7500} \right) = -7229 i_c$$

$$i_c = g_m v_{be} = 40 \times 10^{-3} v_{be}$$

$$v_{be} = \left(\frac{r_{be}}{R_B + r_{be}} \right) v_s = \left(\frac{2500}{180000 + 2500} \right) v_s = 0.0137 v_s$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس طرح

$$v_o = -7229 \times 40 \times 10^{-3} \times 0.0137 v_s = -3.96 v_s$$

حاصل ہوتا ہے یعنی

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -3.96 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 3.39 میں $A_v = -4.109 \frac{V}{V}$ حاصل ہوا تھا۔ یوں r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے جواب میں صرف

$$\left| \frac{3.96 - 4.109}{3.96} \right| \times 100 = 3.76 \%$$

تبدیلی آئی۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرنے سے قابل نظر انداز غلطی پیدا ہوتی ہے۔ یہ اہم نتیجہ ہے جس کی بنا پر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر حل کرتے ہوئے عموماً r_o کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں جہاں r_o کا کردار اہم نہ ہو، اسے نظر انداز کیا جائے گا۔ یاد رہے کہ حقیقت میں r_o پایا جاتا ہے لہذا $R_C \rightarrow \infty$ کرنے سے لامحدود افزائش حاصل نہیں ہوگی چونکہ خارجی جانب R_C اور r_o متوازی جڑے ہیں اور ان کی مجموعی مزاحمت کسی صورت R_C یا r_o سے زیادہ نہیں ہو سکتی۔

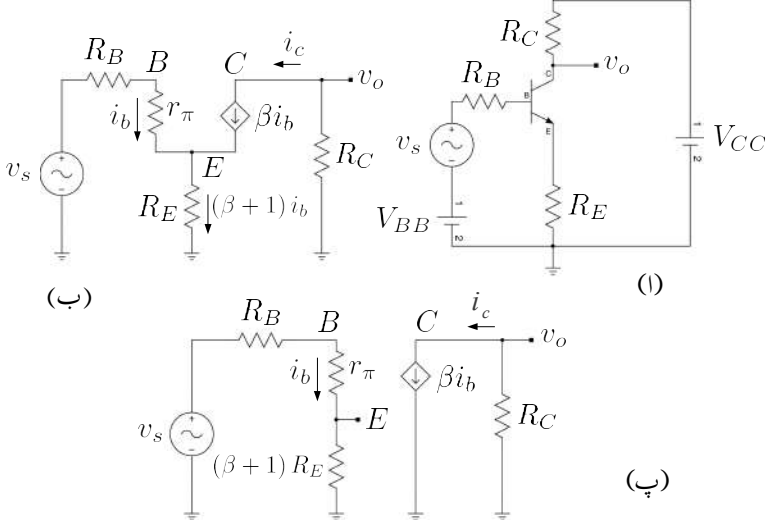
مثال 3.41: شکل 3.87 الف کے ایمپلیفائر میں R_E کا اضافہ کیا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کی افزائش A_v اور داخلی مزاحمت r_i حاصل کریں۔

حل: ایمپلیفائر میں بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ \approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ حاصل V_{CE} کی قیمت غیر افزائش V_{CE} سے زیادہ ہے چونکہ صرف اسی صورت ٹرانزسٹر اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔

شکل 3.87: ایپلیٹائز بمبر R_E

حاصل I_C سے ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

اگرچہ اس مثال میں r_e اور g_m کے قیمتیں استعمال نہیں کی گئی ان کو پھر بھی حاصل کیا گیا ہے۔ تمام جزو حاصل کرنے کی عادت اچھی ثابت ہوتی ہے۔

شکل ب میں پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل الف کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس میں r_o کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تین سروں پر برقی رو مندرجہ ذیل ہیں۔

$$i_b$$

$$i_c = \beta i_b$$

$$i_e = i_b + i_c = (\beta + 1) i_b$$

یوں شکل ب میں داخلی جانب کے دائرے میں کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_s &= i_b R_B + i_b r_\pi + (\beta + 1) i_b R_E \\ &= i_b (R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E) \end{aligned}$$

اور یوں

$$i_b = \frac{v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات سے دور کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کیا جاسکتا ہے یعنی

$$r_i = \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E$$

خارجی جانب کے دائرے میں چونکہ $i_c = \beta i_b$ اور $v_o = -i_c R_C$ ہیں لہذا

$$v_o = -\beta R_C i_b = -\frac{\beta R_C v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

اور

$$(3.215) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس مساوات کو

$$\begin{aligned} (3.216) \quad A_v &= -\frac{\beta}{\beta + 1} \frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E} \\ &= -\frac{\alpha R_C}{\frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E} \\ &\approx -\frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E} \end{aligned}$$

بھی لکھا جاسکتا ہے جہاں $r_e = \frac{r_\pi}{\beta + 1}$ کا استعمال کیا گیا ہے۔

آئیں شکل 3.87 پ کو حل کریں جہاں مزاحمت کی قیمت بڑھا کر $(\beta + 1) R_E$ کرتے ہوئے داخلی اور خارجی دائروں کو جدا کر دیا گیا ہے۔

جوڑ E پر شکل 3.87 ب میں $v_E = (\beta + 1) i_b \times R_E$ برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ شکل 3.87 پ میں یہاں $i_b \times (\beta + 1) R_E$ پایا جاتا ہے۔ یہ دونوں مقدار برابر ہیں۔

$$v_E = (\beta + 1) i_b \times R_E = i_b \times (\beta + 1) R_E$$

شکل 3.87 پ کے داخلی دائرے پر کرخوف کا قانون برائے برقی دباؤ استعمال کرنے سے

$$v_s = i_b R_B + i_b r_\pi + i_b (\beta + 1) R_E$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ بالکل شکل ب سے حاصل مساوات کی طرح ہے جس سے داخلی باریک اشاراتی مزاحمت بھی بالکل وہی حاصل ہوتا ہے یعنی

$$r_i = \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E$$

اسی طرح خارجی جانب یہاں بھی $i_c = \beta i_b$ اور $v_o = -i_c R_C$ ہیں جن سے

$$v_o = -\beta R_C i_b = -\frac{\beta R_C v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

حاصل ہوتے ہیں جن سے

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

یہی حاصل ہوتا ہے۔

یوں شکل ب اور شکل پ سے بالکل یکساں جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ایک اہم نتیجہ ہے جسے اس کتاب میں بار بار استعمال کیا جائے گا۔ جب بھی پست تعدد پر چلنے والے ٹرانزسٹر کے ایڈز مشترک⁴⁸ یا کلکٹر مشترک ایپلیٹاؤں میں مزاحمت R_E استعمال کیا جائے، اس کا مساوی باریک اشاراتی دور بناتے وقت داخلی اور خارجی دائروں کو جدا کرتے ہوئے داخلی دائرے میں $(\beta + 1) R_E$ مزاحمت نسب کرتے ہوئے حل کریں۔ تمام حاصل جوابات درست ہوں گے۔ جیسا آپ باب 6 میں دیکھیں گے کہ بلند تعدد پر چلتے ایپلیٹاؤں کے لئے ایسا کر کے جواب حاصل کرنا ممکن نہ ہو گا۔

⁴⁸ مشترک ایڈز، مشترک کلکٹر اور مشترک بیس کی پہچان حصہ 3.19 میں کی گئی ہے

انفرانش برقی دباؤ کے مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} A_v &= -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ &= -\left(\frac{\beta}{\beta + 1}\right) \left(\frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta + 1} + \frac{r_{be}}{\beta + 1} + R_E}\right) \\ &= -\alpha \left(\frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E}\right) \end{aligned}$$

اس مساوات کے حصول کے تیسرے قدم پر $\frac{r_{be}}{\beta + 1}$ کو r_e لکھا گیا۔ اس مساوات کا انتہائی آسان مطلب ہے جس کی مدد سے اسے با آسانی یاد رکھا جا سکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر کل مزاحمت R_C ہے جبکہ اس کے اینیٹر پر مزاحمت R_E کے ساتھ سلسلہ وار r_{be} اور R_B کے عکس $\frac{r_{be}}{\beta + 1}$ اور $\frac{R_B}{\beta + 1}$ منسلک ہیں۔ $\frac{r_{be}}{\beta + 1}$ کو r_e لکھا جا سکتا ہے۔ یوں اینیٹر پر کل مزاحمت $\sum R_E$ کی قیمت

$$\sum R_E = \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E$$

ہے۔ اس مساوات میں R_B داخلی اشارہ v_s کے ساتھ سلسلہ وار جڑی مزاحمت ہے۔ کلکٹر پر کل مزاحمت کو $\sum R_C$ لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.217) \quad A_v = -\alpha \left(\frac{\sum R_C}{\sum R_E}\right) = -\alpha \left(\frac{\text{کلکٹر پر کل مزاحمت}}{\text{اینیٹر پر کل مزاحمت}}\right)$$

مساوات 3.217 نہایت اہمیت کا حامل ہے جو آپ کو زبانی یاد ہونا چاہیے۔ اس مساوات کو استعمال کرتے ہوئے عموماً α کی قیمت (1) تصور کی جاتی ہے۔ اگر 3.87 الف کا بدلتا رو مساوی دور بنایا جائے تو ٹرانزسٹر کے بیس جانب V_{BB} قصر دور ہو جائے گا اور داخلی اشارے v_s کے ساتھ صرف ایک عدد مزاحمت R_B پایا جائے گا۔ مساوات 3.217 کے صحیح استعمال کے لئے یہ ضروری ہے کہ ایمپلیفائر کے بیس جانب حصے کا مساوی دور اسی طرز پر ہو۔

یہ دیکھنے کی خاطر کہ مندرجہ بالا مساوات واقعی عمومی مساوات ہے ہم مساوات 3.214 کو بھی اسی صورت میں بدلتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 A_v &= -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} \\
 &= -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \\
 &= -\frac{\beta R_C}{(\beta + 1) \left(\frac{R_B}{\beta + 1} + \frac{r_{be}}{\beta + 1} \right)} \\
 &= -\frac{\alpha R_C}{\frac{R_B}{\beta + 1} + r_e} \\
 &= -\alpha \left(\frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right)
 \end{aligned}$$

مثال 3.42: شکل 3.87 الف میں

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= 12 \text{ V} \\
 V_{BB} &= 2.35 \text{ V} \\
 \beta &= 99 \\
 R_B &= 150 \text{ k}\Omega \\
 R_C &= 75 \text{ k}\Omega \\
 R_E &= 15 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

لیتے ہوئے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت $r_i = \frac{v_s}{i_b}$ اور افزائش A_v حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 I_C &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} = \frac{2.35 - 0.7}{\frac{150000}{99 + 1} + 15000} = 0.1 \text{ mA} \\
 V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\
 &= 12 - 0.1 \times 10^{-3} \times (75000 + 15000) = 3 \text{ V}
 \end{aligned}$$

چونکہ حاصل V_{CE} کی قیمت غیر منفرد V_{CE} یعنی 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر منفرد ہے اور اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ خطِ بوجھ کھینچ کر آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خارجی اشارے کی زیادہ سے زیادہ ناتراشیدہ چوٹی نقطہ کارکردگی کے ایک جانب $3 - 0.2 = 2.8\text{ V}$ اور دوسری جانب $12 - 3 = 9\text{ V}$ ہوں گیں۔ یوں سائن-نما اشارہ کی زیادہ سے زیادہ خارجی ناتراشیدہ چوٹی 2.8 V ممکن ہوگی۔

حاصل I_C سے ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4\text{ mS}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{99}{0.004} = 24.75\text{ k}\Omega$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m} = \frac{0.99}{0.004} = 247.5\ \Omega$$

باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} r_i = \frac{v_s}{i_b} &= R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E \\ &= 150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000 \\ &= 1.67475\text{ M}\Omega \end{aligned}$$

ایپلیفائر کی افزائش برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

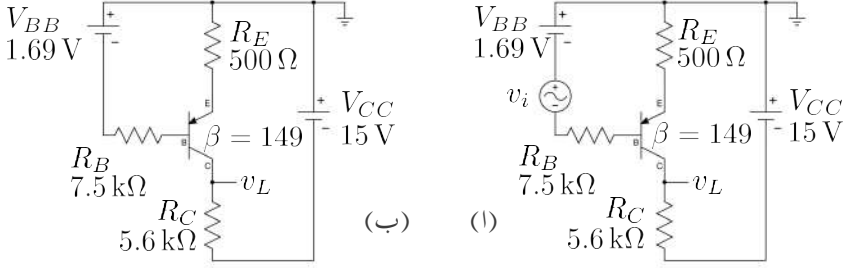
$$\begin{aligned} A_v = \frac{v_o}{v_s} &= -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ &= -\frac{99 \times 75000}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\ &= -4.4335 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

مساوات 3.217 کی مدد سے یہی جواب سیدھو سیدھ حاصل کیا جاسکتا ہے جہاں

$$\sum R_C = R_C = 75\text{ k}\Omega$$

اور

$$\begin{aligned} \sum R_E &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \\ &= \frac{150000}{99 + 1} + 247.5 + 15000 \\ &= 16747.5\ \Omega \end{aligned}$$



شکل 3.88: جمع-منفی-جمع امپلیفائر

لئے جائیں گے اور یوں

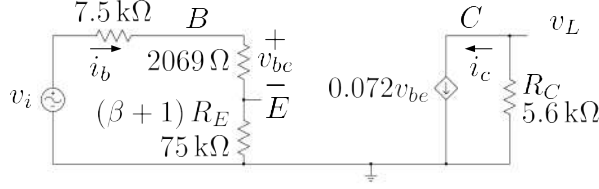
$$A_v = -\alpha \left(\frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -0.99 \times \left(\frac{75000}{16747.5} \right) = -4.4335 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.43: شکل 3.88 الف میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔ اگر $v_i = 0.001 \sin \omega t$ ہو تب v_L کیا ہو گا؟

حل: بدلتے متغیرات کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل 3.88 ب سے ایک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ داخلی جانب

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\ &= I_E R_E + V_{EB} + \left(\frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B \\ &= V_{EB} + I_E \left(R_E + \frac{R_B}{\beta + 1} \right) \end{aligned}$$



شکل 3.89: جمع-مفتی-جمع ایک پلینٹائر مساوی باریک اشاراتی دور

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$I_C \approx I_E = \frac{1.69 - 0.7}{500 + \frac{7500}{149+1}} = 1.8 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\ &\approx V_{EC} + I_C (R_E + R_C) \end{aligned}$$

سے

$$V_{EC} = 15 - 1.8 \times 10^{-3} \times (500 + 5600) = 4.02 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ غیر افزائندہ \$V_{EC}\$ سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ خطے میں ہے۔

ان قیمتوں سے پائے ریاضی نمونہ کے اجزاء حاصل کرتے ہیں

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.8 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.072 \text{ S}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{149}{0.072} = 2069 \Omega$$

جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل 3.89 کا باریک اشاراتی مساوی دور حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوی دور میں مثال 3.41 کے شکل 3.87 پ کی طرح پائے ریاضی نمونہ میں تبدیلی کی گئی۔

مساوی دور کے داخلی جانب

$$\begin{aligned} i_b &= \frac{v_i}{7500 + 2069 + 75000} = \frac{v_i}{84569} \\ v_{be} &= i_b \times 2069 = \frac{v_i}{84569} \times 2069 = 0.024465 v_i \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جبکہ اس کے خارج جانب

$$\begin{aligned} i_c &= 0.072v_{be} \\ v_L &= -i_c \times 5600 \\ &= -0.072 \times v_{be} \times 5600 \\ &= -0.072 \times (0.024465v_i) \times 5600 \\ &= -9.864v_i \end{aligned}$$

یوں

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -9.864 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی جواب کو یوں بھی حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} \sum R_C &= 5.6 \text{ k}\Omega \\ \sum R_E &= \frac{R_B}{\beta + 1} + \frac{r_{be}}{\beta + 1} + R_E = 563.79 \Omega \\ A_v &= -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{5600}{563.79} = -9.933 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ A_v کے ان دو جوابات میں صرف

$$\left| \frac{9.933 - 9.864}{9.933} \right| \times 100 = 0.69 \%$$

کافرق ہے۔ یہ فرق $I_C \approx I_E$ تصور کرنے سے پیدا ہوا۔ I_C کی ٹھیک ٹھیک قیمت حاصل کرتے دوبارہ جوابات حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} I_C &= \alpha I_E = \left(\frac{\beta}{\beta + 1} \right) I_E = 1.788 \text{ mA} \\ g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.788 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.07152 \text{ S} \\ r_{be} &= \frac{\beta}{g_m} = 2083.333 \Omega \end{aligned}$$

یوں پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} i_b &= \frac{v_i}{7500 + 2083.33 + 75000} = \frac{v_i}{84583.33} \\ v_{be} &= i_b \times 2083.33 = \frac{v_i}{84583.33} \times 2083.33 = 0.02463v_i \end{aligned}$$

اور

$$i_c = g_m v_{be} = 0.07152 \times 0.02463 v_i = 1.7615376 \times 10^{-3} v_i$$

$$v_L = -i_c \times 5600 = -1.7615376 \times 10^{-3} v_i \times 5600 = -9.8646 v_i$$

یعنی

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -9.865 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

$$\sum R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$\sum R_E = \frac{7500}{149+1} + \frac{2083.33}{149+1} + 500 = 563.889 \Omega$$

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{149}{149+1} \times \frac{5600}{563.889} = -9.865 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اگر $v_i = 0.001 \sin \omega t$ ہو تب

$$v_L = -9.864 \times 0.001 \sin \omega t = -0.009864 \sin \omega t$$

ہو گا۔

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ چھوٹی چھوٹی چیزیں نظر انداز کرنے سے جوابات جلد حاصل ہوتے ہیں مگر ان میں اور اصل جوابات میں معمولی فرق پایا جاتا ہے۔ یہ فرق قابل نظر انداز ہوتا ہے۔ قلم و کاغذ کے ساتھ ٹرانزسٹر ادوار حل کرتے ہوئے عموماً اسی طرح جلد حاصل کردہ جوابات کو درست تسلیم کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں عموماً ایسا ہی کیا جائے گا۔ اگر زیادہ ٹھیک جوابات درکار ہوں تو تمام متغیرات کے ٹھیک ٹھیک قیمتیں استعمال کرتے ہوئے جوابات حاصل کئے جاسکتے ہیں۔

اب تک ایمپلیفائر حل کرتے وقت ہم ٹرانزسٹر کے بیس جانب تمام مزاحمت کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے مساوات 3.217 استعمال کرتے آ رہے ہیں۔ آئیں اسی مسئلے کو قدر مختلف نظر سے دیکھیں۔ ایسا کرنے سے مساوات 3.217 میں $\sum R_E$ کا مطلب کچھ تبدیل ہو جائے گا۔

شکل 3.87 کو مثال بناتے ہوئے یہاں دوبارہ شکل 3.90 الف میں پیش کرتے ہیں۔ شکل الف میں داخلی جانب سے دیکھتے ہوئے دو داخلی مزاحمت R_i اور R'_i دکھائے گئے ہیں۔ R_i سے مراد وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے بیس پر دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے جبکہ R'_i سے مراد وہ مزاحمت ہے جو داخلی اشارے v_s کو نظر آتا ہے۔ [ہم عموماً R' سے مراد R کا ٹرانزسٹر میں عکس مطلب لیتے ہیں۔ یہاں ہم R'_i سے ہر گز یہ مراد نہیں لے رہے۔ امید کی جاتی ہے کہ اس حصے میں اس حقیقت کو آپ ذہن میں رکھیں گے]۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} R_i &= (\beta + 1) (r_e + R_E) \\ &= r_{be} + (\beta + 1) R_E \\ R'_i &= R_B + R_i \\ &= R_B + (\beta + 1) (r_e + R_E) \end{aligned} \quad (3.218)$$

ٹرانزسٹر کے ایمرٹ جانب ان داخلی مزاحمت کے عکس

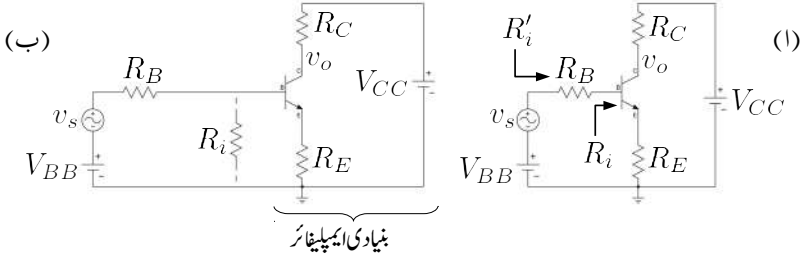
$$\begin{aligned} \frac{R_i}{\beta + 1} &= r_e + R_E \\ \frac{R'_i}{\beta + 1} &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \end{aligned}$$

ہیں۔ مساوات 3.217 میں $\sum R_E$ سے مراد داخلی مزاحمت R'_i کا عکس ہے۔ آئیں اب اسی ایملیفائر کو دوسری نظر سے دیکھیں۔

شکل 3.90 ب میں بنیادی ایملیفائر کی نشاندہی کی گئی ہے۔ R_B اس بنیادی ایملیفائر کا حصہ نہیں ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس سے دیکھتے ہوئے ایملیفائر مزاحمت R_i نظر آتا ہے۔ اس حقیقت کی وضاحت شکل ب میں ٹرانزسٹر کے بیس جانب R_i دکھا کر کی گئی ہے۔

شکل 3.91 میں ایملیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے اس کے دو ٹکڑے بھی کر دئے گئے ہیں۔ یوں شکل 3.91 الف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} v_b &= \left(\frac{R_i}{R_B + R_i} \right) v_s \\ &= \left(\frac{(\beta + 1) (r_e + R_E)}{R_B + (\beta + 1) (r_e + R_E)} \right) v_s \end{aligned} \quad (3.219)$$



شکل 3.90:

جہاں مساوات 3.218 سے R_i کی قیمت پُر کی گئی۔ شکل 3.91 ب کو دیکھتے ہوئے ہم

$$(3.220) \quad \begin{aligned} \sum R_C &= R_C \\ \sum R_E &= r_e + R_E \\ A'_v &= \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{R_C}{r_e + R_E} \end{aligned}$$

لکھ سکتے ہیں جس سے

$$(3.221) \quad v_o = -\left(\frac{R_C}{r_e + R_E}\right) v_b$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں v_b کی قیمت مساوات 3.219 سے پُر کرتے ہوئے

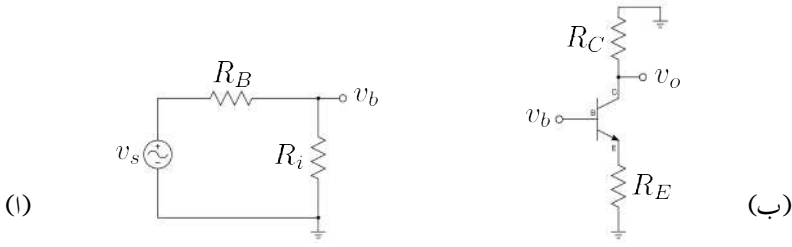
$$(3.222) \quad v_o = -\left(\frac{R_C}{r_e + R_E}\right) \left(\frac{(\beta + 1)(r_e + R_E)}{R_B + (\beta + 1)(r_e + R_E)}\right) v_s$$

یعنی

$$(3.223) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-R_C}{\frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ مساوات ہو بہو مساوات 3.216 ہی ہے۔

مساوات 3.223 میں کسر کے نچلے حصے میں $r_e + R_E$ دراصل $\sum R_E$ ہے جو از خود داخلی مزاحمت کا ایمرٹز جانب ٹکس ہے یعنی $\sum R_E = \frac{R_i}{\beta + 1}$ یوں اگر داخلی مزاحمت بڑھائی جائے تو انفریکشن A_v گھٹے گی۔ یہ ایک اہم نتیجہ

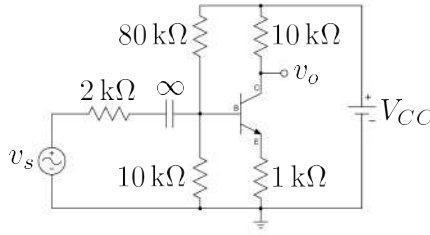


شکل 3.91:

ہے۔ ایمپلیفائر تخلیق دینے وقت اس حقیقت کو سامنے رکھا جاتا ہے۔ عموماً ہمیں زیادہ داخلی مزاحمت اور زیادہ افزائش درکار ہوتے ہیں۔ ایسی صورت میں مصالحت سے کام لیا جاتا ہے اور خواہشات کو کم کرتے ہوئے درمیانے جوابات تسلیم کئے جاتے ہیں۔ یہ بتلاتا چلوں کہ ایک سے زیادہ ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے کسی بھی قیمت کے داخلی مزاحمت اور افزائش حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ اس طرح کے ایمپلیفائر آپ آگے جا کر دیکھیں گے۔

ایمپلیفائر حل کرنے کا یہ طریقہ نہایت اہم ہے۔ اس طریقے کو آگے باہوں میں بار بار استعمال کیا جائے گا۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ اس طریقے کو سمجھنے بغیر آگے مت بڑھیں۔ اس طریقے کو قدم با قدم دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

- ٹرانزسٹر کے بیس پر دیکھتے ہوئے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت R_i حاصل کریں۔
- دور میں بنیادی ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی جگہ اس کا داخلی مزاحمت R_i نسب کرتے ہوئے سادہ داخلی دور حاصل کریں۔
- اس سادہ داخلی دور میں v_b حاصل کریں۔ v_b سے مراد R_i پر پائے جانے والا باریک اشارہ ہے۔
- بنیادی ایمپلیفائر کی افزائش $A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$ سے حاصل کریں۔ $\sum R_E$ سے مراد بنیادی ایمپلیفائر کا $\sum R_E$ ہے۔
- کل افزائش $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ کو A'_v اور v_b کی مدد سے حاصل کریں۔



شکل 3.92:

مثال 3.44: شکل 3.92 میں بنیادی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہوئے افزائش $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ حاصل کریں۔ $\beta = 100$ اور $r_e = 25 \Omega$ ہیں۔ باریک اشاراتی دور میں کپیسٹر کو قصر دور تصور کریں۔

حل: شکل 3.93 میں بدلتی رو مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی مزاحمت

$$R_i = (100 + 1) \times (25 + 1000) = 103.5 \text{ k}\Omega$$

ہے۔ شکل الف میں سادہ داخلی دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$80 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ k}\Omega = 8.16 \text{ k}\Omega$$

لیتے ہوئے

$$v_b = \left(\frac{8160}{2000 + 8160} \right) v_s = 0.803 v_s$$

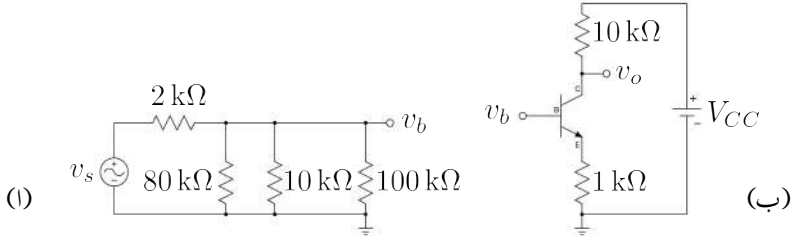
حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب سے

$$A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{10000}{25 + 1000} = -9.756 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

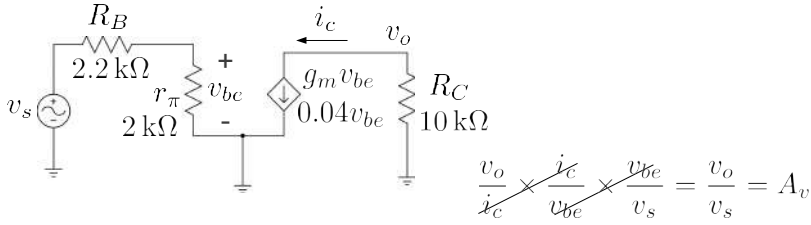
حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_b} \times \frac{v_b}{v_s} = -9.756 \times 0.803 = -7.834 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.93:

شکل 3.94: زنجیری ضرب سے A_v کا حصول

3.16.1 زنجیری ضرب کا طریقہ

ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کو استعمال کرتے ہوئے افزائش برقی دباؤ A_v حاصل کرنا ہم نے دیکھا۔ اس سے پہلے کے ایسے مزید مثال دیکھیں ہم ایک نہایت عمدہ طریقہ کار سیکھتے ہیں جس کی مدد سے A_v کا حصول بہت آسان ہو جاتا ہے۔

شکل 3.94 میں باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم تین مساوات لکھ سکتے ہیں یعنی

$$(3.224) \quad \begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{r_\pi + R_B} \end{aligned}$$

ان تین مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.225) \quad \begin{aligned} \frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -10\,000 \\ \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.04 \\ \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} = \frac{2200}{2200 + 2000} = 0.5238 \end{aligned}$$

اس مساوات کے پہلی جزو کے بائیں ہاتھ کے دو متغیرات v_o اور i_c کے قیمتیں دور حل کرنے کے بعد ہی ہمیں معلوم ہوتی ہیں جبکہ مساوات کے دائیں ہاتھ پر $-R_C$ کی قیمت $-10\,000$ ہمیں دور حل کرنے سے پہلے ہی معلوم ہے۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے پہلے ہمیں نہ تو v_o کی قیمت معلوم ہے اور نا ہی i_c کی، مگر اس مساوات کے تحت ہم جانتے ہیں کہ $\frac{v_o}{i_c}$ ہر صورت $-10\,000$ کے برابر ہو گا۔

اسی طرح مندرجہ بالا مساوات کے دوسرے جزو میں بائیں ہاتھ i_c اور v_{be} کی قیمتیں صرف دور حل کرنے کے بعد ہی ہمیں معلوم ہوتی ہیں جبکہ دائیں ہاتھ g_m کی قیمت 0.04 ہمیں پہلے سے معلوم ہے۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے پہلے ہمیں نہ تو i_c کی قیمت معلوم ہے اور نا ہی v_{be} کی، مگر ہم جانتے ہیں کہ $\frac{i_c}{v_{be}}$ ہر صورت 0.04 کے برابر ہو گا۔

اسی طرح مساوات کے تیسرے جزو سے ہم جانتے ہیں کہ $\frac{v_{be}}{v_s}$ کی قیمت ہر صورت 0.5238 رہے گی۔

آئیں ان معلومات کو زیر استعمال لاتے ہوئے A_v حاصل کریں۔ جیسے شکل 3.94 میں دکھایا گیا ہے، A_v کو زنجیری ضرب سے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.226) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \times \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

مندرجہ بالا مساوات میں تینوں قوسین میں بند تناسب کے قیمتیں مساوات 3.225 میں دی گئی ہیں۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے قبل، مساوات 3.226 کے دائیں جانب متغیرات (یعنی v_o ، i_c ، v_{be} وغیرہ) کی قیمتیں ہم نہیں جانتے لیکن مساوات 3.225 کی مدد سے ان تینوں نسبت کے قیمتیں ہم جانتے ہیں اور یوں ہم اس سے A_v کی قیمت حاصل کر سکتے ہیں یعنی

$$(3.227) \quad A_v = -10\,000 \times 0.04 \times 0.5238 = -209.52 \frac{V}{V}$$

زنجیری ضرب لکھتے وقت مندرجہ ذیل نقاط یاد رکھیں۔

1. باریک اشاراتی دور حل کرنے سے پہلے ہمیں دور میں کہیں پر بھی برقی دباؤ یا برقی رو کے مقدار معلوم نہیں ہوتے۔ (یہاں اگرچہ آپ کہہ سکتے ہیں کہ v_s داخلی اشارہ ہونے کے ناطے ہمیں قبل از حل معلوم ہے لیکن یاد رہے کہ ایسی صورت بھی پیدا ہو سکتی ہے جہاں v_s بھی معلوم نہ ہو)۔
2. اس کے برعکس دور کے تمام مزاحمت کے قیمت اور ریاضی نمونہ کے تمام جزو (مستلاً g_m ، r_{π} اور β) کے قیمت ہمیں پہلے سے معلوم ہوتے ہیں۔
3. یوں زنجیری ضرب کی خاطر قوسین لکھتے ہوئے مساواتوں کے بائیں ہاتھ پر صرف نا معلوم مقدار یعنی برقی دباؤ یا برقی رو پائے جائیں گے جبکہ ان کے دائیں ہاتھ معلوم متغیرات یعنی مزاحمت یا ریاضی نمونہ کے جزو پائے جائیں گے۔
4. زنجیری ضرب لکھتے ہوئے ایمپلیفائر کے خارجی نقطے سے شروع کرتے ہوئے داخلی جانب چلتے ہوئے زنجیر کی کڑی جوڑتے رہیں۔
5. زنجیری ضرب کی ہر نئی کڑی (قوسین) میں اوپر لکھا متغیرہ گزشتہ کڑی (قوسین) کا نچلا متغیرہ ہو گا۔

مساوات 3.226 کے زنجیری ضرب پر دوبارہ غور کرتے ہیں۔ زنجیری ضرب شکل 3.94 کو دیکھتے ہوئے یوں لکھا جاتا ہے۔ ہم جانتے ہیں کہ

$$A_v = \frac{v_o}{v_s}$$

ہوتا ہے مگر ہمیں v_o معلوم نہیں۔ البتہ شکل سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_C = -10\,000$$

ہے اور یوں ہمیں $\frac{v_o}{i_c}$ کی قیمت معلوم ہے۔ اس طرح A_v کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$A_v = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \times \left(\frac{i_c}{v_s} \right)$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس مساوات میں تمام متغیرات صرف نا معلوم برقی دباؤ یا برقی رو ہیں۔ مزید یہ کہ دوسری قوسین یعنی $\left(\frac{i_c}{v_s} \right)$ میں اوپر i_c لکھا گیا ہے جو اس سے پہلے قوسین میں نیچے لکھا گیا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات

میں اگرچہ ہمیں پہلی قوسین کی قیمت معلوم ہے لیکن مسئلہ ابھی بھی حل نہیں ہوا چونکہ دوسری قوسین کی قیمت ہمیں معلوم نہیں۔ شکل سے ہم دیکھتے ہیں کہ اگرچہ i_c کی قیمت ہم نہیں جانتے لیکن ہم جانتے ہیں کہ

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.04$$

کے برابر ہے۔ اس طرح A_v کی مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

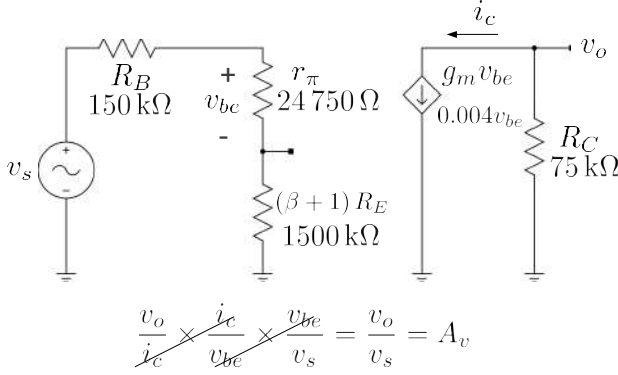
$$A_v = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \times \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

یہاں پہنچ کر ہم دیکھتے ہیں کہ تمام قوسین کی قیمتیں ہم جانتے ہیں اور یوں A_v کی قیمت حاصل کی جاسکتی ہے۔ اس بات پر بھی توجہ دیں کہ تیسری قوسین میں کسر میں اوپر v_{be} لکھا گیا ہے جو کہ اس سے پہلے قوسین میں بند کسر میں نیچے لکھا گیا ہے۔

آپ اس طریقہ کار پر ایک مرتبہ دوبارہ نظر ڈالیں۔ ہم دور کے خارجی جانب v_o سے شروع کرتے ہوئے داخلی جانب v_s کی طرف قدم بڑھاتے ہوئے قوسین شامل کئے جاتے ہیں۔ اس عمل کا مشق کرنے کے بعد آپ دیکھیں گے کہ آپ مساوات 3.226 کے طرز کی مساوات شکل کو دیکھتے ہی لکھ سکیں گے۔ زنجیری ضرب کا یہ طریقہ نہایت اہم ہے جسے ہم عموماً استعمال کریں گے۔

مثال 3.45: مثال 3.42 کو زنجیری ضرب کے طریقے سے حل کریں۔ حل: شکل 3.95 میں درکار باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم مندرجہ ذیل مساوات لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E} \end{aligned} \quad (3.228)$$



شکل 3.95: زنجیری ضرب کی ایک اور مثال

جن سے مندرجہ ذیل کسر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔

$$(3.229) \quad \begin{aligned} \frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -75\,000 \\ \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.004 \\ \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{R_B + r_\pi + (\beta + 1)R_E} \\ &= \frac{24750}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\ &= 0.014778325 \end{aligned}$$

ان کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.230) \quad \begin{aligned} A_v &= \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \times \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right) \\ &= (-75000) \times (0.004) \times (0.014778325) \\ &= -4.433 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔ خارجی سرے سے شروع کرتے ہم دیکھتے ہیں کہ $v_o = -i_c R_C$ ہے اور یوں v_o کو i_c کی مدد سے لکھا جاسکتا ہے۔ اگلے قدم پر ہم نے یہ دیکھنا ہے کہ i_c کو کیسے لکھا جاسکتا

ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ $i_c = g_m v_{be}$ ہے اور یوں i_c کو v_{be} کی مدد سے لکھا جاسکتا ہے۔ تیسرے قدم پر ہم دیکھتے ہیں کہ v_{be} کو v_s کی مدد سے لکھا جاسکتا ہے۔

مثال 3.46: شکل 3.96 الف کے ایمپلیفائر میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$R_C = 75 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 320 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 5 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 179$$

$$R_E = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega$$

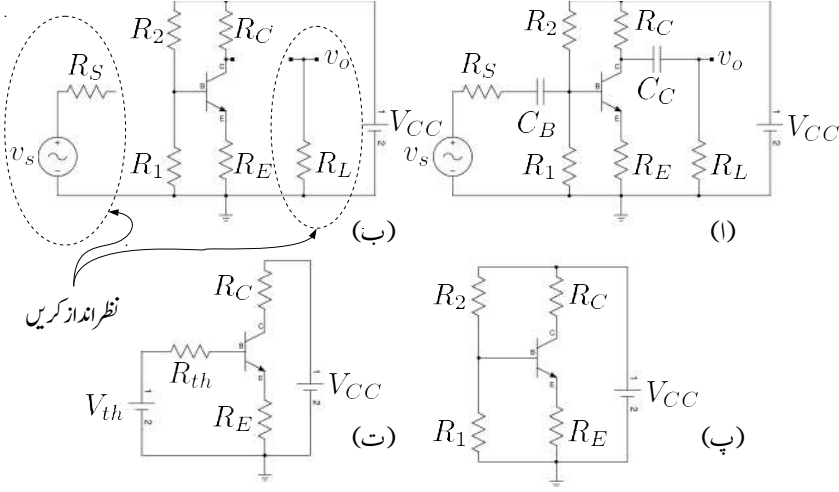
$$R_L = 375 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباؤ $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایمپلیفائر میں عموماً کپیسٹر استعمال کئے جاتے ہیں جن کا ایک اہم مقصد یک سمتی برقی دباؤ اور یک سمتی برقی رو کو دور کے محدود حصے کے اندر رکھنا ہوتا ہے۔ عموماً ان کپیسٹروں کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ اشارات کے تعدد پر ان کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ کم سے کم ہو۔ یوں اشارات بغیر گھٹے ان سے گزر سکتے ہیں۔ چونکہ کپیسٹر یک سمتی متغیرات کے لئے کھلے دور کے طور کام کرتا ہے لہذا بدلتے اشارات کے ساتھ منسلک دور کے حصہ ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی کو متاثر نہیں کر سکتے چونکہ ان تک یک سمتی متغیرات کی رسائی نہیں ہوتی۔ ہم ایمپلیفائر ادوار میں تصور کریں گے کہ بدلتے اشارات کے لئے کپیسٹر قصر دور کے طور کام کرتے ہیں اور یک سمتی متغیرات کے لئے یہ کھلے دور کے طور کام کرتے ہیں۔ جہاں ایسا تصور نہ کرنا ہو وہاں بتلایا جائے گا۔

مساوی یک سمتی دور حاصل کرنے کی غرض سے شکل ب میں کپیسٹروں کو کھلے دور کر دیا گیا ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دو جگہ دور کے حصے یک سمتی دور سے منقطع ہو جاتے ہیں۔ انہیں نقطے دار لکیروں میں گھیرا دکھایا گیا ہے۔ ان حصوں کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.96 پ کا صفحہ 242 پر شکل 3.17 الف کے ساتھ موازنہ کرنے سے صاف ظاہر ہوتا ہے کہ دونوں اشکال بالکل یکساں ہیں۔ اس بات کو یہاں اچھی طرح سمجھ کر آگے بڑھیں کہ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر میں باریک اشارات کو بذریعہ کپیسٹروں کے یوں منتقل کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی متاثر نہ ہو۔



شکل 3.96: ایک سمتی اور بدلنے متغیرات کے علیحدگی کی مثال

مسئلہ تھونن کی مدد سے شکل ت میں اسی ایک سمتی دور کو دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں

$$V_{th} = \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{320 \times 10^3 \times 15}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} = 2.37624 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{320 \times 10^3 \times 1.7 \times 10^6}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} = 269.3 \text{ k}\Omega$$

آئیں ایک سمتی متغیرات حاصل کریں۔

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.37624 - 0.7}{\frac{269.3 \times 10^3}{179 + 1} + 15 \times 10^3} \\ &= 0.1016 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ &= 15 - 0.1016 \times 10^{-3} \times (75 \times 10^3 + 15 \times 10^3) \\ &= 5.856 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل $V_{CE} > 0.2V$ لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ ہے۔ ٹرانزسٹر کے π ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1016 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4.046 \text{ mS}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{179}{4.064 \times 10^{-3}} = 44.045 \text{ k}\Omega$$

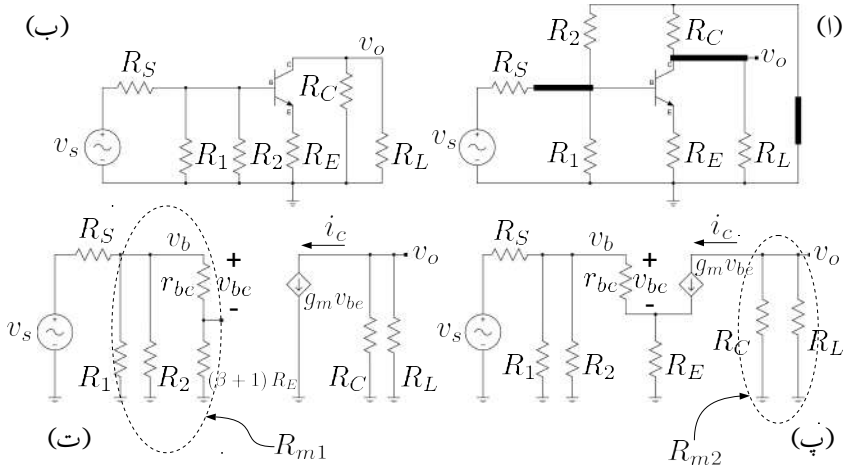
$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = 246 \Omega$$

جیسے پہلے ذکر ہوا کہ ایمپلیفائر میں کپیسٹر کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ باریک اشارہ کے تعدد پر ان کی برقی رکاوٹ (X_C) قابل نظر انداز ہو۔ یوں مساوی بدلتا دور بناتے وقت تمام کپیسٹر کو قصر دور کر دیا جاتا ہے۔ شکل 3.97 الف میں یوں منبع برقی دباؤ V_{CC} کے علاوہ کپیسٹر C_C اور C_B کو بھی قصر دور کیا گیا ہے۔ ان قصر دور کو موٹی لکیروں سے واضح کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے R_C کے علاوہ R_2 کا بھی ایک سرا برقی زمین سے جاڑتا ہے۔ اسی کو شکل ب میں صاف ستھرا بنا کر دکھایا گیا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ آپ کو شکل الف اور شکل ب یکساں نظر آتے ہیں چونکہ اس عمل کی بار بار ضرورت پڑے گی۔ اس شکل میں R_C اور R_L صاف متوازی جڑے نظر آتے ہیں۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کی جگہ π ریاضی نمونہ نسب کرنے سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔ یہاں داخلی اور خارجی حصوں کو علیحدہ علیحدہ کرتے ہوئے عکس $(\beta + 1) R_E$ کے استعمال سے شکل ت حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.97 ت سے زنجیری ضرب کی ذریعہ A_v حاصل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے ایک چھوٹے سے نکتے پر غور کرتے ہیں۔ شکل ت میں ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر برقی دباؤ کو v_b لکھا گیا ہے۔ شکل ت میں R_1 ، R_2 اور $[r_{be} + (\beta + 1)R_E]$ آپس میں متوازی جڑے ہیں۔ ان متوازی جڑے مزاحمتوں کی کل قیمت کو R_{m1} لکھتے ہیں جہاں

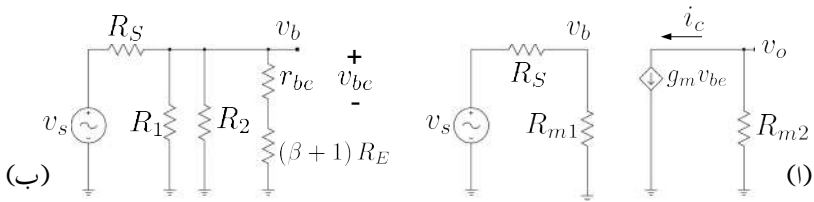
$$(3.231) \quad \frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

شکل (ت) سے زنجیری ضرب لکھ کر A_v حاصل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے v_b پر غور کرتے ہیں۔ شکل 3.98 الف میں متوازی جڑے مزاحمتوں R_{m1} اور R_{m2} کو استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو بنایا گیا ہے جس سے اس دور کا سادہ پن اجاگر ہوتا ہے۔ شکل 3.98 ب میں دور کا صرف داخلی جانب دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.98 الف سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_b = \frac{R_{m1} v_s}{R_{m1} + R_S}$$



شکل 3.97: باریک اشاراتی دور



شکل 3.98: v_b اور v_{be} کا حصول

اس مساوات سے v_b حاصل کرنے کے بعد شکل ب کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_{be} = \frac{r_{be} v_b}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے مندرجہ ذیل قوسین حاصل ہوتے ہیں جنہیں A_v حاصل کرنے میں استعمال کیا جائے گا۔

$$(3.232) \quad \frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S}$$

$$(3.233) \quad \frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

آئیں اب A_v حاصل کریں۔ شکل 3.97 ت کو دیکھتے ہوئے اور شکل 3.98 کو ذہن میں رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.234) \quad A_v = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_b} \right) \left(\frac{v_b}{v_s} \right)$$

اس مساوات پر غور کریں۔ یہ گزشتہ مثالوں سے قدر مختلف ہے چونکہ یہاں ایک قوسین زیادہ ہے۔ آئیں تمام قوسین کی قیمتیں استعمال کرتے ہوئے اس مساوات کو حل کریں۔ پہلے درکار قیمتیں حاصل کرتے ہیں یعنی

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320 \times 10^3} + \frac{1}{1.7 \times 10^6} + \frac{1}{44045 + (179 + 1) \times 15 \times 10^3}$$

$$R_{m1} = 245.2386 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75000} + \frac{1}{375000}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} = \frac{44045}{44045 + (179 + 1) \times 15000} = 0.01605$$

$$\frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{245238.6}{245238.6 + 5000} = 0.980019$$

اور یوں

$$A_v = -62500 \times 0.004064 \times 0.01605 \times 0.980019 = -3.9952 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اسی افزائش کو صفحہ 354 پر دئے مساوات 3.217 کی مدد سے حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر پہلے دور کو مخصوص شکل میں لایا جائے گا۔ اس شکل میں ٹرانزسٹر کے بیس جانب بدلتا اشارہ اور مزاحمت سلسلہ وار جڑے ہونے چاہئے۔ پہلے یہی کرتے ہیں۔

شکل 3.97 ب میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کے حصے کو شکل 3.99 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کا تھونن مساوی دور حاصل کرتے ہیں۔ متوازی جڑے R_1 اور R_2 کی مجموعی مزاحمت کو R_{12} کہتے ہوئے

$$\begin{aligned} R_{12} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \\ &= \frac{320 \times 10^3 \times 1.7 \times 10^6}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} \\ &= 269.3 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے تھونن مساوی دور میں حاصل مزاحمت کو R'_i اور حاصل برقی دباؤ کے اشارے کو v'_i لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{R_S R_{12}}{R_S + R_{12}} \\ &= \frac{5 \times 10^3 \times 269.3 \times 10^3}{5 \times 10^3 + 269.3 \times 10^3} \\ &= 4.91 \text{ k}\Omega \\ v'_i &= \left(\frac{R_{12}}{R_S + R_{12}} \right) v_s \\ &= \left(\frac{269.3 \times 10^3}{5000 + 269.3 \times 10^3} \right) v_s \\ &= 0.98177 v_s \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned}\sum R_C &= \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \\ &= \frac{75 \times 10^3 \times 375 \times 10^3}{75 \times 10^3 + 375 \times 10^3} \\ &= 62.5 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\sum R_E &= \frac{R'_i}{\beta + 1} + r_e + R_E \\ &= \frac{4910}{179 + 1} + 246 + 15000 \\ &= 15.273 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ $\alpha = \frac{179}{179+1} = 0.994444$ لیتے ہوئے مساوات 3.217 سے

$$\begin{aligned}\frac{v_o}{v'_i} &= -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\ &= -0.994444 \times \frac{62.5 \times 10^3}{15.273 \times 10^3} \\ &= -4.0693 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

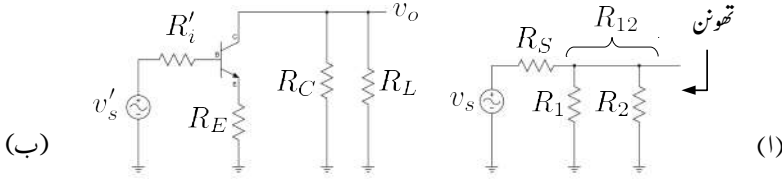
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\begin{aligned}A_v &= \frac{v_o}{v'_i} \times \frac{v'_i}{v_s} \\ &= -4.0693 \times 0.98177 \\ &= -3.995 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ مساوات 3.217 کی قوت استعمال سے متاثر ہو سکتے ہیں۔

R_S کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور نہیں کرتے ہوئے باریک اشاراتی داخل مزاحمت r_i شکل 3.97 ت سے حاصل کرتے ہیں جہاں ہم دیکھتے ہیں کہ یہ دراصل R_{m1} ہی ہے اور یوں

$$r_i = R_{m1} = 245.2386 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.99: کل کلنگ اور ایمر مزاحمتوں کے شرح سے افزائش کا حصول

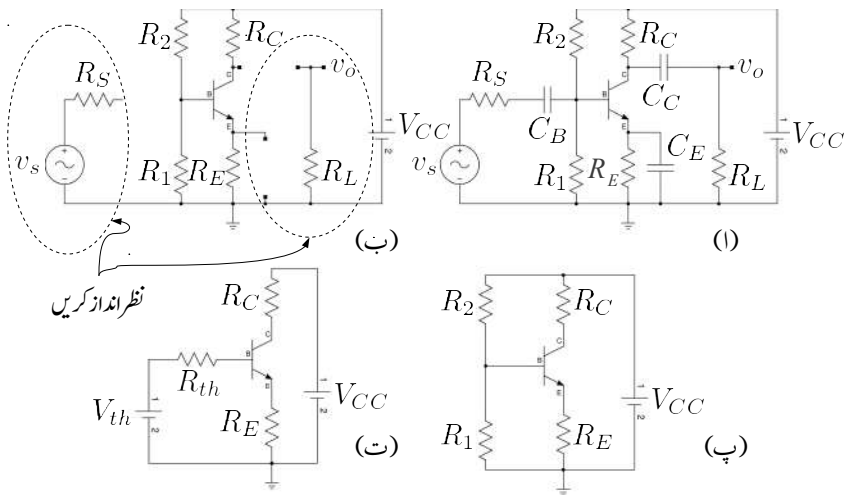
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی داخلی مزاحمت کا دارومدار R_1 ، R_2 اور ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر دیکھتے ہوئے مزاحمت $(r_{be} + (\beta + 1)R_E)$ پر ہے۔ ان تمام قیمتوں میں عموماً r_{be} کی قیمت نسبتاً کم ہوتی ہے۔

مثال 3.47: شکل 3.96 الف میں R_E کے متوازی کپیسٹر C_E نسب کریں جہاں C_E کی قیمت اتنی ہے کہ یہ اشارہ کو کم سے کم گھٹاتا ہے۔ اس ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت r_i اور افزائش A_v حاصل کریں۔

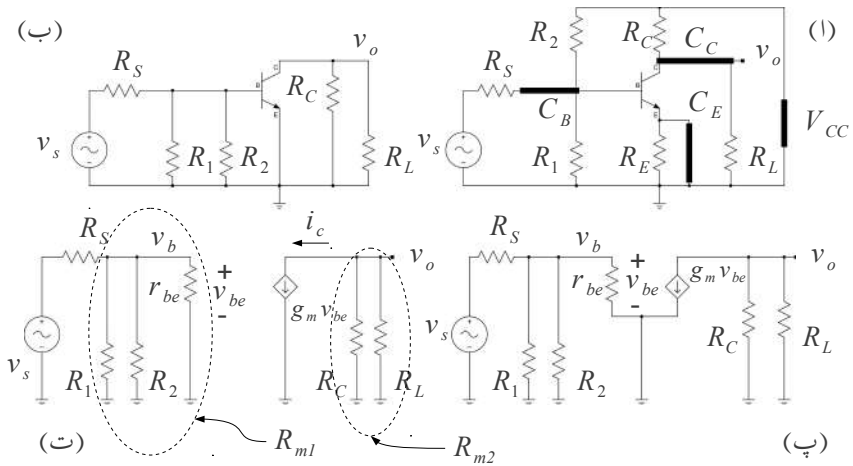
$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15 \text{ V} & \beta &= 179 \\ R_C &= 75 \text{ k}\Omega & R_E &= 15 \text{ k}\Omega \\ R_1 &= 320 \text{ k}\Omega & R_2 &= 1.7 \text{ M}\Omega \\ R_S &= 5 \text{ k}\Omega & R_L &= 375 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حل: کپیسٹر سمیت دور کو شکل 3.101 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کا مساوی یک سمتی دور حاصل کرنا شکل ب، پ اور ت میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کپیسٹر C_E کے شمولیت سے بھی ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی پر کسی قسم کا کوئی اثر نہیں پڑا۔ یوں پچھلی مثال کے نتائج یہاں استعمال کئے جاسکتے ہیں یعنی

$$\begin{aligned} g_m &= 4.064 \text{ mS} \\ r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx 246 \Omega \end{aligned}$$



شکل 3.100: مثال کا مساوی یک سمتی دور



شکل 3.101: مثال کا مساوی باریک اشاراتی دور

شکل 3.101 میں اس کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کرنا دکھایا گیا ہے۔ جیسا شکل 3.101 الف میں دکھایا گیا ہے، چونکہ C_E باریک اشارات کے لئے قصر دور ہوتا ہے لہذا R_E بھی قصر دور ہو جاتا ہے اور یہ باریک اشاراتی دور کا حصہ نہیں بنتا۔ یوں شکل ت سے

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}}$$

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_C}$$

حاصل ہوتا ہے جن سے

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320 \times 10^3} + \frac{1}{1.7 \times 10^6} + \frac{1}{44045}$$

$$R_{m1} = 37.854 \text{ k}\Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75 \times 10^3} + \frac{1}{37.5 \times 10^3}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

قیمتیں ملتی ہیں۔ شکل سے زنجیری ضرب لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اس مثال میں v_b ہی v_{be} ہے۔ یوں

$$A_v = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

لکھا جائے گا جہاں

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_{be}}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{37.854 \times 10^3}{37.854 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 0.8833$$

جس سے

$$A_v = (-62500) \times (0.004064) \times (0.8833) = 224 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتی ہے۔ گزشتہ مثال کی افزائش کے ساتھ موازنہ کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ C_E نسب کرنے سے افزائش بہت زیادہ بڑھ گئی ہے۔ اس کو مساوات 3.217 یعنی

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے باآسانی سمجھا جاسکتا ہے۔ چونکہ باریک اشارات کے لئے C_E بطور قصر دور کام کرتا ہے لہذا

$$\sum R_E = \frac{R_{th}}{\beta + 1} + r_e$$

رہ جاتا ہے جبکہ

$$\sum R_C = R_{m2}$$

ہی ہے۔ $\sum R_E$ کم ہونے کی وجہ سے افزائش میں اضافہ پیدا ہوا ہے۔ اس حقیقت کو سمجھ کر یاد رکھیں۔

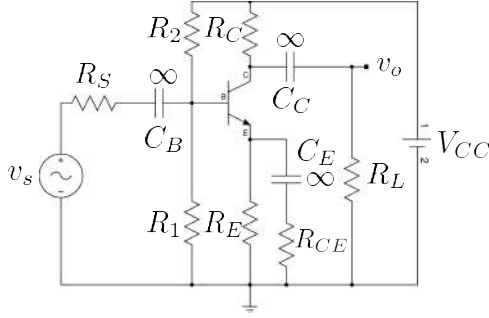
شکل سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$r_i = R_{m1} = 37.854 \text{ k}\Omega$$

جہاں R_S کو ایمپلیفائر کا حصہ نہیں تصور کیا گیا ہے۔ گزشتہ ایمپلیفائر کے ساتھ موازنہ کرنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ داخلی مزاحمت بہت کم ہو گئی ہے۔ باریک اشارات کے لئے کپیسٹر C_E بطور قصر دور کام کرتا ہے اور یوں ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر دیکھتے ہوئے ہمیں صرف r_{be} نظر آتا ہے۔ داخلی مزاحمت متوازی جڑے R_1 ، R_2 اور r_{be} پیدا کرتے ہیں اور یوں اس کی قیمت کم ہو گئی ہے۔

مندرجہ بالا دو مثالوں سے ہم دیکھتے ہیں کہ R_E اور C_E کے استعمال سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_i اور افزائش A_v متاثر ہوتے ہیں۔ ان میں ایک بڑھانے سے دوسرا گھٹتا ہے۔

مثال 3.48: کپیسٹر C_E اور مزاحمت R_{CE} سلسلہ وار جوڑتے ہوئے انہیں شکل 3.96 الف میں R_E کے متوازی نسب کریں۔ حاصل ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت r_i اور افزائش A_v حاصل کریں۔ R_{CE} کی قیمت



شکل 3.102: یک سمتی اور باریک اشارات کے علیحدگی کی ایک اور مثال

حل: شکل 3.102 میں دور دکھایا گیا ہے۔ کپیسٹر کی برقی رکاوٹ $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ ہوتی ہے۔ کسی بھی تعدد پر کپیسٹر کی قیمت بڑھا کر اس کی برقی رکاوٹ کی قیمت کم کی جاسکتی ہے۔ جیسا پہلے بتلایا گیا کہ باریک اشارات کو بغیر گھٹائے منتقل کرنے کی خاطر کپیسٹر کی قیمت زیادہ سے زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل میں کپیسٹر پر لامحدود کا نشان (∞) اسی حقیقت کو بیان کرتا ہے جہاں اس کا مطلب یوں لیا جاتا ہے کہ باریک اشارات کے تعدد پر $|Z_C|$ کی قیمت صفر لی جائے۔

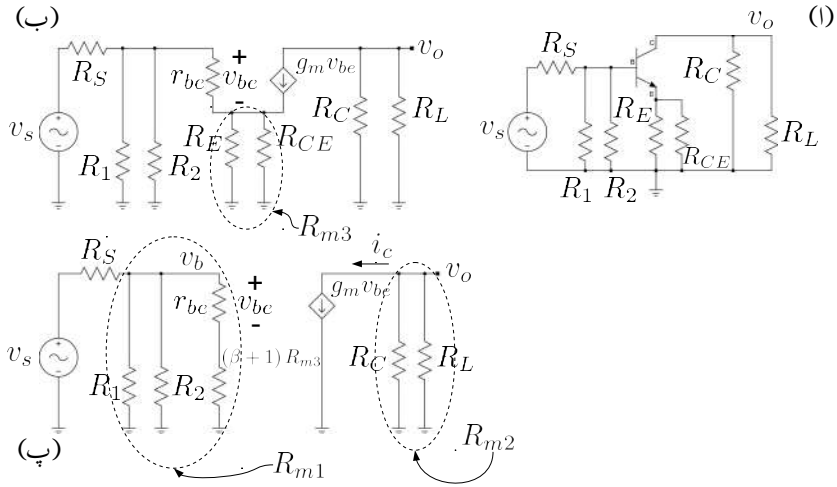
اس دور کا بھی یک سمتی مساوی دور پہلی مثالوں کی طرح رہے گا اور یوں وہاں کے نتائج یہاں قابل استعمال ہیں۔ باریک اشاراتی دور کا حصول شکل 3.103 میں دکھایا گیا ہے۔ باریک اشاراتی دور میں R_E اور R_{CE} متوازی جڑے ہیں جنہیں R_{m3} کہا گیا ہے۔ یوں

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_{m3}}$$

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}$$

$$\frac{1}{R_{m3}} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{CE}}$$

لکھا جائے گا جن سے ان تمام کی قیمتیں حاصل کی جائیں گی۔ R_{m2} اور R_{m3} کی قیمتیں پہلے حاصل کی جائیں



شکل 3.103: مثال کا باریک اشاراتی دور

گی۔ دور میں دی گئی معلومات کو اپنی سہولت کی خاطر یہاں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= 15 \text{ V} & \beta &= 179 \\
 R_C &= 75 \text{ k}\Omega & R_E &= 15 \text{ k}\Omega \\
 R_1 &= 320 \text{ k}\Omega & R_2 &= 1.7 \text{ M}\Omega \\
 R_S &= 5 \text{ k}\Omega & R_L &= 375 \text{ k}\Omega \\
 R_{CE} &= 100 \Omega
 \end{aligned}$$

اسی طرح یک سمتی حل کے بعد حاصل کئے گئے ریاضی نمونہ کے جزو بھی یہاں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 g_m &= 4.064 \text{ S} \\
 r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\
 r_e &\approx 246 \Omega
 \end{aligned}$$

اور انہیں استعمال کرتے ہوئے حاصل کرتے ہیں۔

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75000} + \frac{1}{375000}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{R_{m3}} = \frac{1}{15000} + \frac{1}{100}$$

$$R_{m3} = 99.3377 \Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320000} + \frac{1}{1700000} + \frac{1}{44045 + (179 + 1) \times 99.3377}$$

$$R_{m1} = 50.348 \text{ k}\Omega$$

شکل 3.103 پ سے ہم مندرجہ ذیل مساوات لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{50348}{50348 + 5000} = 0.9096625$$

$$\frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1)R_{m3}} = \frac{44045}{44045 + (179 + 1) \times 99.3377} = 0.711255$$

ان نتائج کو استعمال کرتے ہوئے شکل پ سے ہی A_v حاصل کرتے ہیں۔

$$A_v = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_b} \right) \left(\frac{v_b}{v_s} \right)$$

$$= (-62500) \times (0.004064) \times (0.711255) \times (0.9096625)$$

$$= -164 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

اسی شکل سے ایمپلیفائر کی باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں جو کہ R_{m1} کے برابر ہے۔ یوں

$$r_i = R_{m1} = 50.348 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یاد رہے کہ مزاحمت R_S کو یہاں ایمپلیفائر کا حصہ تصور نہیں کیا گیا۔ اگر اس کو بھی شامل کیا جائے تب کل داخلی مزاحمت کی قیمت مندرجہ ذیل ہوگی۔

$$r_{i\text{کل}} = r_i + R_S = 55.348 \text{ k}\Omega$$

اس مثال میں ایک اہم بات سامنے آئی۔ کپیسٹر C_E اور مزاحمت R_{CE} کے استعمال سے یہ ممکن ہے کہ ہم ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش اپنے مرضی سے طے کر سکیں۔ اس مثال میں اگر R_{CE} کی قیمت صفر رکھی جائے تو زیادہ سے زیادہ افزائش حاصل ہوتی ہے اور اگر R_{CE} کی قیمت لامحدود کر دیا جائے تو کم سے کم افزائش حاصل ہوتی ہے۔ R_{CE} کی قیمت ان حدود کے درمیان رکھتے ہوئے افزائش بھی دو حدود کے اندر کہیں پر بھی رکھی جا سکتی ہے۔ مساوات 3.217 یعنی

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے اس حقیقت کو باآسانی سمجھا جا سکتا ہے۔ اس مثال میں متوازی جڑے مزاحمت R_E اور R_{CE} کے کل مزاحمت کو $\sum R_E$ کہیں گے۔ یہاں چونکہ R_E کو نقطہ کارکردگی تعین کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا ہے لہذا اس کو تبدیل کئے بغیر A_v میں تبدیلی R_{CE} کی مدد سے حاصل کی جا سکتی ہے۔

مثال 3.49: شکل 3.104 میں $R_L = 1\text{ k}\Omega$ اور $r_i = 5\text{ k}\Omega$ جبکہ $\beta = 120$ ہیں۔ برقی رو افزائش $A_i = -30 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: مساوی دور سے افزائش لکھتے ہیں

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = -30 = -120 \left(\frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + r_i \parallel R_1 \parallel R_2} \right)$$

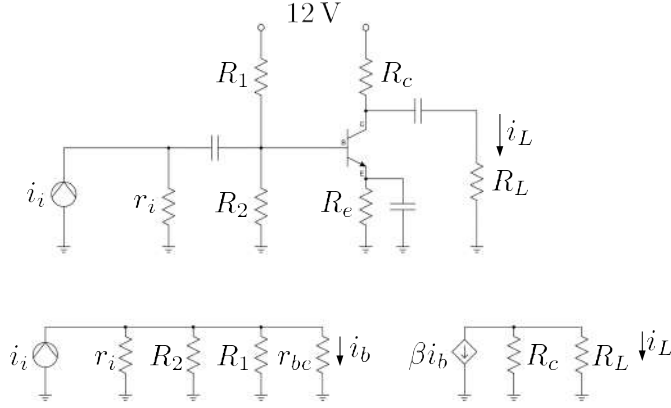
جس سے

$$(3.235) \quad \frac{1}{4} = \left(\frac{R_c}{R_c + 1000} \right) \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_1 \parallel R_2} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسی وہ تمام قیمتیں جو اس مساوات پر پورا اتریں درست جواب ہیں۔ آئیں ہم دونوں قوسین کی قیمتیں برابر رکھ کر دیکھیں۔ ایسا کرنے سے عموماً قابل قبول جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\frac{1}{2} = \left(\frac{R_c}{R_c + 1000} \right)$$

$$\frac{1}{2} = \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_1 \parallel R_2} \right)$$



شکل 3.104: ایپلیٹائر کا تخلیق

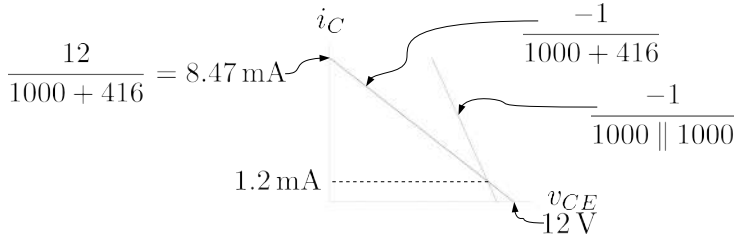
لیتے ہیں۔ یوں پہلی مساوات سے $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ دوسرے مساوات میں $R_1 \parallel R_2$ کو R_b لکھتے ہیں۔

$$\frac{1}{2} = \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_b} \right)$$

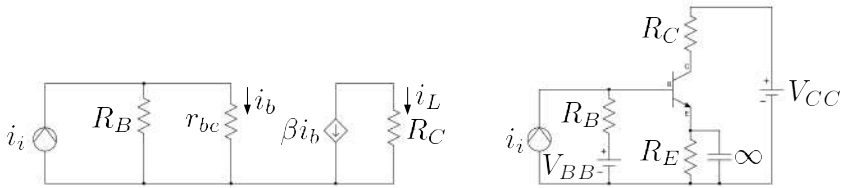
اس مساوات میں دو نا معلوم متغیرات ہیں لہذا کسی ایک کی قیمت خود چنی ہوگی۔ اگر $R_b = 5 \text{ k}\Omega$ رکھی جائے تب $r_{be} = 2.5 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ اگر $R_b \rightarrow \infty$ تصور کی جائے تب $r_{be} = 5 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_b تبدیل کرنے سے r_{be} کی قیمت پر خاص اثر نہیں ہوتا۔ یوں ہم $R_b = 5 \text{ k}\Omega$ اور $r_{be} = 2.5 \text{ k}\Omega$ رکھتے ہیں۔ مساوات 3.33 کی مدد سے $R_e = 416 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$ یعنی $\frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$ ہوتا ہے لہذا $I_{CQ} = 1.2 \text{ mA}$ حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.105 میں یک سمتی اور بدلتی رو خط بوجھ دکھائے گئے ہیں جہاں سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ i_c کے حیطے کی حد 1.2 mA ہے۔ یوں i_L کے حیطے کی حد 0.6 mA ہے۔ اگر زیادہ حیطہ درکار ہو تب تخلیق کو اس نقطہ نظر سے دوبارہ سرانجام دینا ہو گا کہ I_{CQ} درکار حیطہ فراہم کر سکے۔

$R_2 =$ اور $R_1 = 48 \text{ k}\Omega$ یوں حاصل ہوتا ہے۔ $V_{BB} = 1.2492 \text{ V}$ سے β اور I_{CQ} ، R_e حاصل ہوتے ہیں۔ $5.58 \text{ k}\Omega$



شکل 3.105: خطوط بوجھ۔



شکل 3.106: ایک پلینٹرا اور اس کا باریک اشاراتی مساوی دور

آئیں شکل 3.106 پر غور کریں۔ اس کی افزائش $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ یوں حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{i_b} \times \frac{i_b}{i_i} \\ &= -\beta \left(\frac{R_B}{R_B + r_{be}} \right) \end{aligned}$$

اس کو یوں

$$A_i = \frac{-\beta}{1 + \frac{r_{be}}{R_B}}$$

لکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ زیادہ سے زیادہ افزائش اس وقت حاصل ہوگی جب

$$(3.236) \quad r_{be} \ll R_B$$

$$(3.237) \quad \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B$$

ہو جہاں دوسرے قدم پر $r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$ کا استعمال کیا گیا۔ ایسا کرتے ہوئے افزائش کی حتمی قیمت ٹرانزسٹر کے β کے برابر ہوگی۔ صفحہ 261 پر مساوات 3.32 اور مندرجہ بالا شرط کو اکٹھے لکھتے ہیں۔

$$(3.238) \quad r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B \ll (\beta + 1) R_E$$

مساوات 3.238 ٹرانزسٹر ایمپلیفائر تخلیق دینی کی بنیادی شرط ہے۔ اگر ایمپلیفائر تخلیق دیتے ہوئے اس شرط کو پورا کیا جائے تب تخلیق کردہ ایمپلیفائر کی افزائش زیادہ سے زیادہ ہوگی اور ساتھ ہی ساتھ ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی β کے تبدیلی سے قابل قبول حد تک متاثر ہوگا۔ اگر اس شرط کو نبھانا ممکن نہ ہو تب یا تو کم افزائش اور یا پھر β کے تبدیلی سے نقطہ کارکردگی کا اپنی جگہ سے انحراف کو برداشت کرنا ہوگا۔

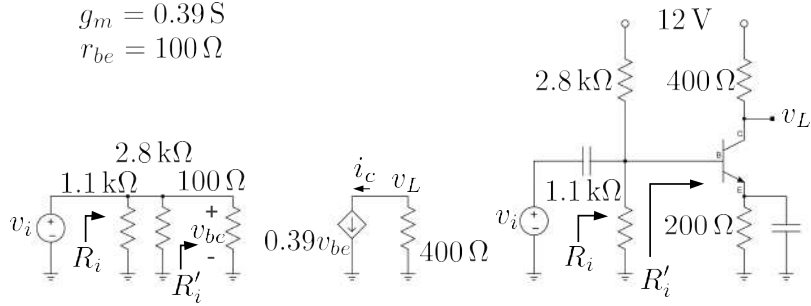
3.17 برقی بار، داخلی مزاحمت اور ایمپلیفائر کی افزائش

شکل 3.107 میں ایک ایمپلیفائر اور اس کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھائے گئے جہاں تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود ہے۔ اس کی افزائش

$$\begin{aligned} A_{v1} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\ &= -400 \times 0.39 \times 1 = -156 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

جبکہ داخلی مزاحمت R'_i

$$R'_i = 100 \Omega$$



شکل 3.107: سادہ ایمپلیفائر

اور R_i

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

$$R_i = 88.76 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ R'_i ٹرانزسٹر کے بیس پر دیکھتے ہوئے مزاحمت ہے جبکہ R_i ٹرانزسٹر کو مائل کرنے والے مزاحمتوں کے اثر کو بھی شامل کرتا ہے۔ شکل 3.108 میں خارجی جانب برقی بوجھ R_L لادا گیا ہے۔ اگر $R_L = 200 \Omega$ ہو تب اس ایمپلیفائر کی افزائش

$$(3.239) \quad A_{v2} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i}$$

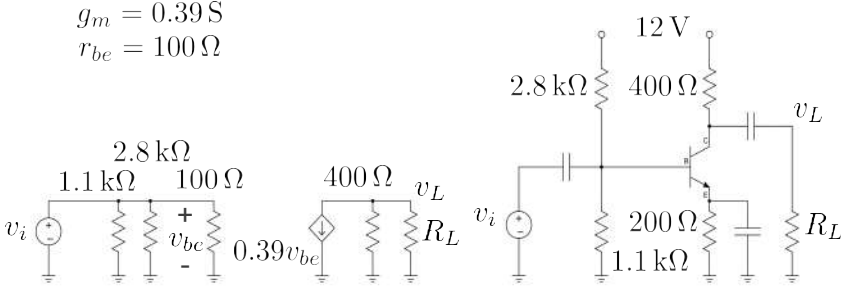
$$= - \left(\frac{400 \times 200}{400 + 200} \right) \times 0.39 \times 1 = -52 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے جبکہ اگر $R_L = 88.76 \Omega$ ہو تب

$$(3.240) \quad A_{v3} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i}$$

$$= - \left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76} \right) \times 0.39 \times 1 = -28 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دونوں اشکال میں $v_{be} = v_i$ ہونے کی بدولت افزائش میں تیسرے کسر یعنی $\frac{v_{be}}{v_i}$ کا کوئی کردار نہیں۔ آئیں داخلی اشارے کی مزاحمت کا اثر دیکھیں۔ شکل 3.109 میں اس غرض سے داخلی اشارے کا



شکل 3.108: سادہ پوچھ سے لدا ایمپلیفائر

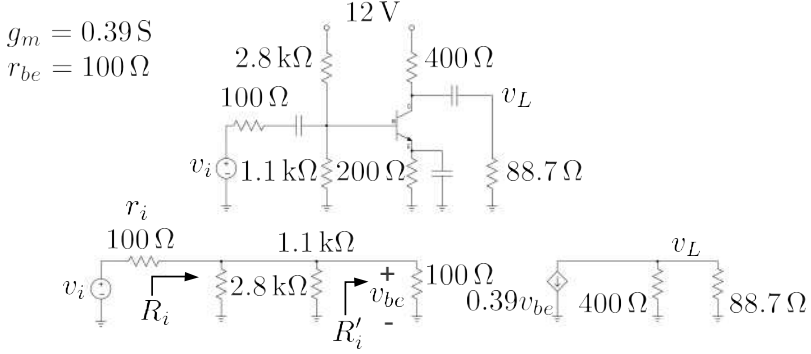
مزاحمت بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
 A_{v4} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\
 &= - \left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76} \right) \times 0.39 \times \left(\frac{R_i}{r_i + R_i} \right) \\
 &= - \left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76} \right) \times 0.39 \times \left(\frac{88.76}{100 + 88.76} \right) \\
 &= -28 \times 0.47 \\
 &= -13 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

جہاں r_i اور R_i کے کردار کی وجہ سے افزائش گزشتہ قیمت کے 0.47 گنا رہ گئی ہے۔ یاد رہے کہ حقیقت میں r_i ہر صورت موجود ہوتا ہے۔ $A_{v4} = 0.47 A_{v'}$ لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس تا کلکٹر کی افزائش $A_{v'}$ یعنی $\frac{v_L}{v_{be}}$ میں کوئی تبدیلی رونما نہیں ہوئی۔ کل افزائش $\frac{v_L}{v_i}$ میں کمی اس وجہ سے پیدا ہوئی کہ ٹرانزسٹر کے بیس تک مکمل داخلی اشارہ نہیں پہنچ پاتا یعنی r_i کے موجودگی میں

$$\begin{aligned}
 v_{be} &= \left(\frac{R_i}{r_i + R_i} \right) v_i \\
 &= \left(\frac{88.76}{100 + 88.76} \right) v_i \\
 &= 0.47 v_i
 \end{aligned}$$

ہو جاتا ہے جبکہ اس کے غیر موجودگی میں $v_{be} = v_i$ ہوتا ہے۔



شکل 3.109: داخلی مزاحمت کا اثر

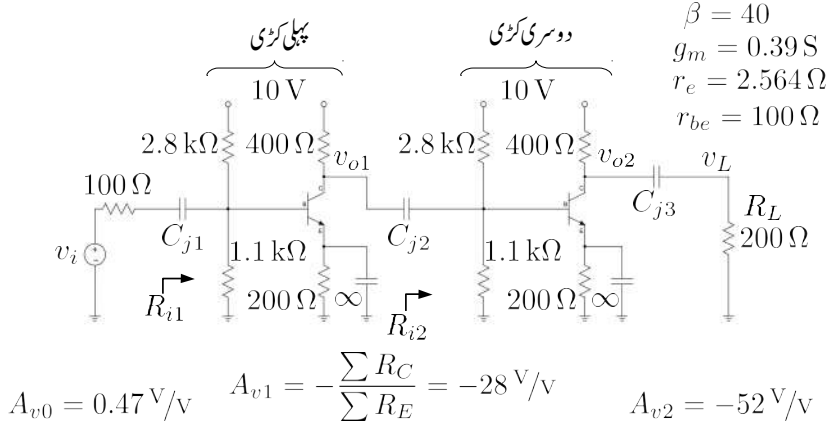
ان حقائق کو سمجھنے کے بعد زنجیری ایمپلیفائر پر غور کرتے ہیں۔

3.18 زنجیری ایمپلیفائر

شکل 3.110 میں دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر⁴⁹ دکھایا گیا ہے جس میں دو بالکل یکساں ایمپلیفائر کو جفتی کیپیسٹر C_{j2} کی مدد سے آپس میں جوڑا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی متاثر نہیں ہوتا۔ داخلی جانب 100Ω مزاحمت والا داخلی اشارہ v_i جفتی کیپیسٹر C_{j1} کی مدد سے ایمپلیفائر کی پہلی کڑی کے ساتھ جوڑا گیا ہے جبکہ خارجی جانب برقی بوجھ R_L تک C_{j3} کی مدد سے خارجی اشارہ پہنچایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اسی سلسلے میں مزید کڑیاں جوڑتے ہوئے زیادہ کڑیوں والا زنجیری ایمپلیفائر حاصل کیا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ کڑیوں کا یکساں ہونا بالکل ضروری نہیں۔ ہر کڑی مختلف ہو سکتی ہے۔

آئیں جلد یک سمتی تجزیہ کریں۔ چونکہ $V_{th} \approx 2.82 \text{ V}$ اور $R_{th} \approx 790 \Omega$ ہیں لہذا $I_{CQ} \approx 9.7 \text{ mA}$ ہے۔ یوں $g_m = 0.39 \text{ S}$ اور $r_{be} \approx 100 \Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔

⁴⁹cascaded amplifier



شکل 3.110: دو کڑی زنجیری ایپلیٹائر

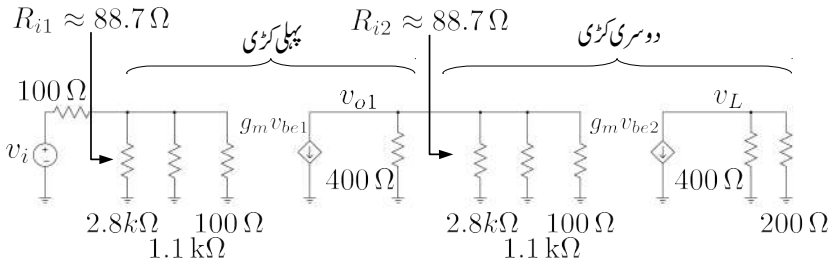
شکل 3.111 میں شکل 3.110 کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی مزاحمتوں کا مجموعہ یعنی

$$2800 \parallel 1100 \parallel 100 = 88.7\Omega$$

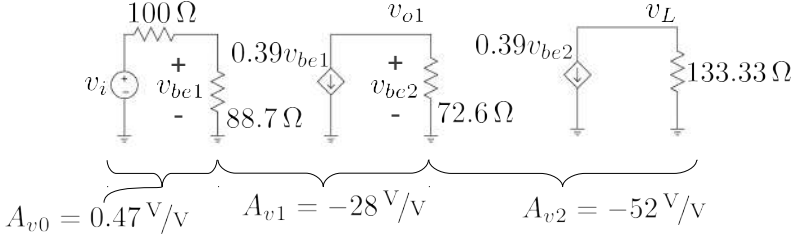
$$400 \parallel 2800 \parallel 1100 \parallel 100 = 72.6\Omega$$

$$400 \parallel 200 = 133.33\Omega$$

لیتے ہوئے شکل 3.112 حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.111: دو کڑی زنجیری ایپلیٹائر کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.112: دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر کا ہر ایک اشاراتی سادہ مساوی دور

اس شکل میں

$$\begin{aligned}\frac{v_L}{v_{o1}} &= \frac{v_L}{v_{be2}} = A_{v2} = -0.39 \times 133.33 = -52 \frac{V}{V} \\ \frac{v_{o1}}{v_{be1}} &= \frac{v_{be2}}{v_{be1}} = A_{v1} = -0.39 \times 72.6 = -28 \frac{V}{V} \\ \frac{v_{be1}}{v_i} &= A_{v0} = \frac{88.7}{100 + 88.7} = 0.47 \frac{V}{V}\end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں زنجیری ایمپلیفائر کی کل افزائش زنجیری ضرب سے

$$\begin{aligned}A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{o1}} \times \frac{v_{o1}}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\ &= A_{v0} A_{v1} A_{v2} \\ &= 0.47 \times (-28) \times (-52) = 684 \frac{V}{V}\end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

یہاں رک کر دوبارہ غور کریں۔ شکل 3.110 سے سیدھا شکل 3.112 حاصل کرتے ہوئے کل افزائش حاصل کی جاسکتی ہے۔ حقیقت میں اس قدم کی بھی کوئی ضرورت نہیں۔ جیسا کہ شکل 3.110 پر ہی دکھایا گیا ہے، آپ اسی شکل پر ہر کڑی کی افزائش $-\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$ حاصل کر سکتے ہیں۔ کیلکیولیٹر⁵⁰ کی مدد سے شکل کو دیکھتے ہوئے $\sum R_C = 133 \Omega$ اور $\sum R_E$ حاصل کرتے ہوئے افزائش حاصل کی جاسکتی ہے۔ یوں مثلاً دوسری کڑی میں $\sum R_C = 133 \Omega$ جبکہ $\sum R_E = r_e = 2.56 \Omega$ سے $A_{v2} = -52 \frac{V}{V}$ حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.110 میں پہلے کڑی اور دوسری کڑی کے ایمپلیفائروں کے داخلی مزاحمت R_{i1} اور R_{i2} کی وضاحت کی گئی ہے۔ شکل 3.111 میں ان کی قیمتیں

$$\frac{1}{R_{i1}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

$$R_{i1} = 88.7 \Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{i2}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

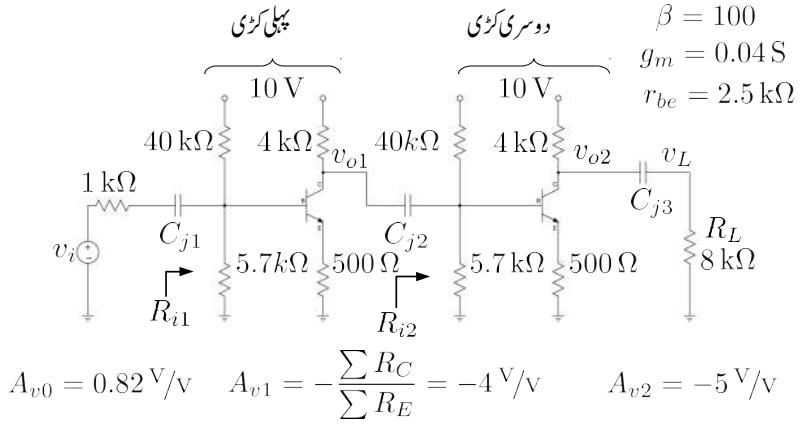
$$R_{i2} = 88.7 \Omega$$

دکھائی گئیں ہیں۔ ایمپلیفائر ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر پائے جانے والے اشارے کی افزائش کرتا ہے۔ داخلی جانب ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس پر v_i کی بجائے $0.47v_i = \frac{88.7v_i}{100+88.7}$ پایا جاتا ہے۔ اشارے کے قیمت میں کمی ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت R_{i1} کی بدولت ہے۔ v_i کے نقطہ نظر سے ایمپلیفائر 88.7Ω کا مزاحمت ہے۔ اسی طرح پہلی کڑی کے ایمپلیفائر کو دوسرا ایمپلیفائر بطور مزاحمت R_{i2} نظر آتا ہے۔

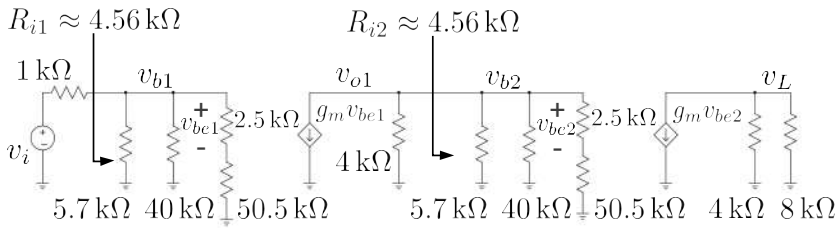
یہاں ایک مرتبہ دوبارہ مساوات 3.239 اور مساوات 3.240 پر نظر ڈالیں جہاں ایک کڑی کے ایمپلیفائر پر تجزیہ کرتے ہوئے خارجی جانب برقی بوجھ لادنے کے اثرات پر غور کیا گیا۔ شکل 3.110 کے دوسری کڑی کے افزائش پر 200Ω برقی بوجھ کا اثر بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل 3.108 میں 200Ω کے بوجھ کا ہے۔ اسی طرح شکل 3.110 میں پہلی کڑی پر دوسری کڑی کے 88.76Ω کے داخلی مزاحمت کا اثر شکل 3.108 میں 88.76Ω کے بوجھ کی طرح ہے۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ $A_v \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$ ہوتا ہے لہذا زیادہ β کے ٹرانزسٹر استعمال کرنے سے دوسری کڑی کی افزائش نہیں بڑھتی البتہ ایسا کرنے سے دوسری کڑی کا داخلی مزاحمت ضرور بڑھتا ہے جس سے پہلی کڑی کی افزائش بڑھے گی۔

مثال 3.50: شکل 3.113 میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔



شکل 3.113: دو کڑی زنجیری ایسی پلٹفارم کار با یک اشاراتی ساده مساوی دور



شکل 3.114: دو کڑی زنجیری ایسی پلٹفارم کار با یک اشاراتی مساوی دور

حل: شکل 3.114 میں اس کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں سے $R_{i1} = R_{i2} = 4.56 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔ اسی طرح ان دونوں اشکال میں سے کسی بھی سے مندرجہ ذیل لکھا جاسکتا ہے۔

$$A_{v0} = \frac{v_{b1}}{v_i} = \frac{4560}{4560 + 1000} = 0.82 \frac{V}{V}$$

$$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_{b1}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 4560}{4000 + 4560} \times \frac{2500}{2500 + 50500} = -4 \frac{V}{V}$$

$$A_{v2} = \frac{v_L}{v_{b2}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 8000}{4000 + 8000} \times \frac{2500}{2500 + 50500} = -5 \frac{V}{V}$$

لہذا

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{b2}} \frac{v_{o1}}{v_{b1}} \frac{v_{b1}}{v_i} \\ = (-5) (-4) (0.82) = 16.4 \frac{V}{V}$$

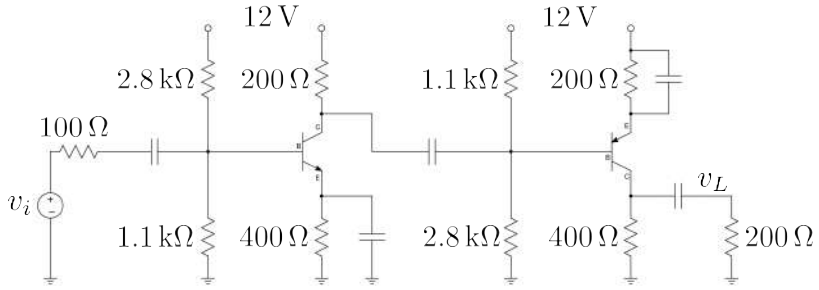
مثال 3.51: شکل 3.110 میں دوسری کڑی *npn* سے بناتے ہوئے شکل 3.115 حاصل ہوتا ہے۔ اس پر اچھی طرح غور کریں۔ شکل 3.110 پر جتنی بحث کی گئی اور اس کے تمام مساوات موجودہ دور پر لاگو ہوتے ہیں۔

مثال 3.52: شکل 3.116 میں دو کڑی زنجیری یک سمتی رو ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ اس کے تمام یک سمتی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔ دونوں ٹرانزسٹرز کا $\beta = 99$ ہے۔

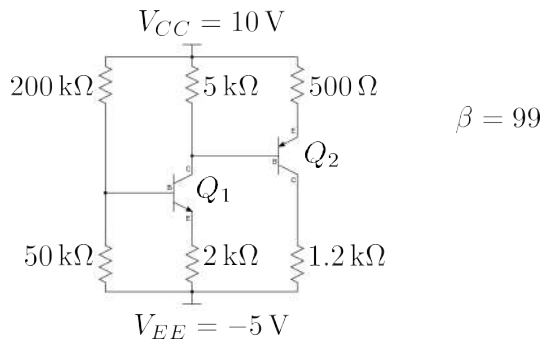
حل: Q_1 کے داخلی جانب مسئلہ تھون کی مدد سے

$$V_{th} = \left(\frac{50000}{200000 + 50000} \right) \times [10 - (-5)] - 5 = -2 \text{ V}$$

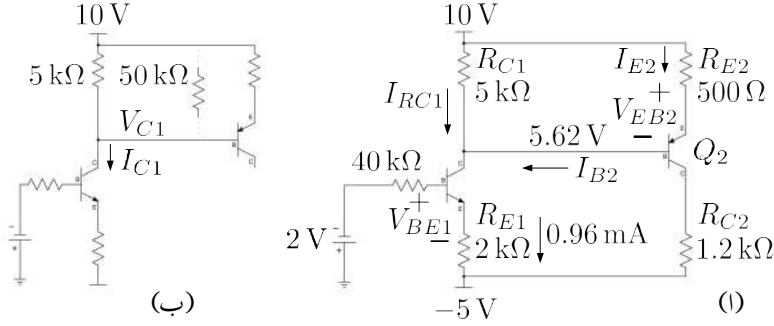
$$R_{th} = \frac{50000 \times 200000}{50000 + 200000} = 40 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.115: دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر



شکل 3.116: دو کڑی یک سمتی زنجیری ایمپلیفائر



شکل 3.117: دو کڑی یک سمتی زنجیری ایپلیٹائر

حاصل ہوتے ہیں جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل 3.117 الف حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.117 الف میں Q_1 کے داخلی جانب کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$2 + 40000 \times I_B + 0.7 + 2000 \times I_E - 5 = 0$$

لکھا جاسکتا ہے جس میں $I_B = \frac{I_E}{\beta + 1}$ پُر کرنے سے

$$I_{E1} = \frac{5 - 2 - 0.7}{\frac{40000}{99 + 1} + 2000} = 0.95833 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = \frac{\beta}{\beta + 1} I_{E1} = 0.94875 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned} V_{E1} &= I_{E1} R_{E1} - 5 \\ &= 0.95833 \times 10^{-3} \times 2000 - 5 \\ &= -3.08 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ Q_1 کے کلکٹر جانب برقی رو I_{C1} کے دو راستے ہیں۔ پہلا راستہ R_{C1} کے ذریعے اور دوسرا راستہ Q_2 سے ہوتے ہوئے R_{E2} کے ذریعے۔ یوں کرنوف کے قانون برائے برقی رو کے استعمال سے

$$\begin{aligned} (3.241) \quad I_{C1} &= I_{RC1} + I_{B2} \\ 0.94875 \times 10^{-3} &= I_{RC1} + I_{B2} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ پہلے راستے پر

$$(3.242) \quad V_{C1} = V_{B2} = 10 - I_{RC1}R_{C1} = 10 - 5000I_{RC1}$$

جبکہ دوسرے راستے پر

$$(3.243) \quad \begin{aligned} V_{C1} = V_{B2} &= 10 - I_{E2}R_{E2} - V_{EB2} \\ &= 10 - (\beta + 1)I_{B2}R_{E2} - V_{EB2} \\ &= 10 - (99 + 1) \times I_{B2} \times 500 - 0.7 \\ &= 9.3 - 50000I_{B2} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا تین مساوات کو حل کرتے ہیں۔ مساوات 3.242 اور 3.243 کو برابر لکھتے ہیں۔

$$\begin{aligned} 10 - 5000I_{RC1} &= 9.3 - 50000I_{B2} \\ 5000I_{RC1} - 50000I_{B2} - 0.7 &= 0 \end{aligned}$$

مساوات 3.241 سے I_{RC1} حاصل کرتے ہوئے اس مساوات میں پُر کرتے ہیں

$$5000 \left(0.94875 \times 10^{-3} - I_{B2} \right) - 50000I_{B2} - 0.7 = 0$$

جس سے

$$I_{B2} = 73.5 \mu\text{A}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} I_{E2} &= (\beta + 1)I_{B2} = 7.35 \text{ mA} \\ I_{C2} &= \alpha I_{E2} = 7.28 \text{ mA} \\ I_{RC1} &= I_{C1} - I_{B2} = 0.94875 \text{ mA} - 73.5 \mu\text{A} = 0.87525 \text{ mA} \\ V_{B2} &= V_{CC} - I_{RC1}R_{C1} = 10 - 0.87525 \times 10^{-3} \times 5000 = 5.62 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ Q_2 پر

$$\begin{aligned} V_{E2} &= V_{B2} + V_{EB2} = 5.62 + 0.7 = 6.32 \text{ V} \\ V_{C2} &= -5 + I_{C2}R_{C2} = -5 + 7.28 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.736 \text{ V} \\ V_{EC2} &= V_{E2} - V_{C2} = 6.32 - 3.736 = 2.584 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں Q_2 افزائندہ ہے اور حاصل کردہ جوابات درست ہوں گے۔

اسی مثال کو یوں جلدی حل کیا جاسکتا ہے۔ $I_C \approx I_E$ لیتے ہوئے

$$I_{C1} \approx I_{E1} = 0.95833 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جیسے شکل 3.117 ب میں دکھایا گیا ہے، R_{E2} کا عکس ٹرانزسٹر Q_2 کے بیس جانب $(\beta + 1) R_{E2}$ نظر آتا ہے جو R_{C1} کے متوازی جڑا ہے۔ یوں ان کا مجموعہ

$$\frac{(\beta + 1) R_{E2} R_{C1}}{(\beta + 1) R_{E2} + R_{C1}} = 4.545 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے جس سے I_{C1} گزرتا ہے۔ یوں

$$V_{C1} = V_{B2} = V_{CC} - 4545 \times 0.95833 \times 10^{-3} = 5.644 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$V_{E2} = V_{B2} + V_{EB2} = 5.644 + 0.7 = 6.344 \text{ V}$$

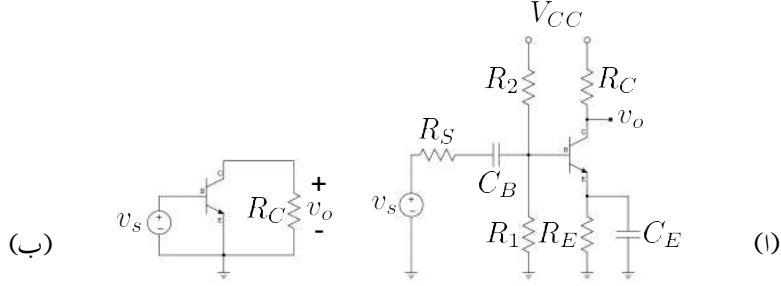
$$I_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{10 - 6.344}{500} = 7.312 \text{ mA}$$

$$V_{C2} = -5 + I_{E2} R_{C2} = -5 + 7.312 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.774 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{E2} - V_{C2} = 6.344 - 3.774 = 2.57 \text{ V}$$

3.19 ایمر مشترک، کلکٹر مشترک اور بیس مشترک ایپلیفائر

شکل الف میں ایپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر مائل کرنے والے رکن نہ دکھاتے ہوئے اسی کا بدلتی رو شکل دکھایا گیا ہے جہاں کپیسٹروں اور یک سمتی برقی دباؤ V_{CC} کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کی مزاحمت R_s کو بھی نظر انداز کیا گیا ہے تاکہ اصل نقطے پر نظر رکھنا زیادہ آسان ہو۔ اس شکل سے صاف ظاہر ہے کہ داخلی اشارے کو ٹرانزسٹر کے بیس B اور ایمر E کے مابین مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی اشارے کو کلکٹر C اور ایمر E کے مابین سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کا ایمر E مشترک ہے۔ اس سے اس طرز



شکل 3.118: ایمر مشترک ایمپلیفائر

کے ایمپلیفائر کو مشترکہ ایمر ایمپلیفائر یا ایمر مشترک ایمپلیفائر⁵¹ پکارا جاتا ہے۔ اگر شکل الف میں کیپیسٹر C_E استعمال نہ کیا جاتا تب ٹرانزسٹر کا ایمر برقی زمین پر نہ ہوتا اور شکل ب میں داخلی اشارہ بیس اور برقی زمین کے مابین مہیا کیا جاتا۔ ایسی صورت میں بھی اسے ایمر مشترک ایمپلیفائر ہی پکارا جاتا ہے۔ اس باب میں اب تک جتنے ایمپلیفائر دیکھے گئے وہ تمام ایمر مشترک ایمپلیفائر تھے۔

شکل 3.119 الف میں کلکٹر مشترک⁵² اور اس کے نیچے اس کا مساوی باریک اشاراتی دور جبکہ شکل ب میں بیس مشترک⁵³ ایمپلیفائر اور اس کے نیچے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھائے گئے ہیں۔ ان ایمپلیفائر میں بھی اگر مشترکہ سرے اور برقی زمین کے مابین مزاحمت وغیرہ نسب ہوتا، انہیں تب بھی انہیں ناموں سے پکارا جاتا۔

مثال 3.53: شکل 3.120 میں

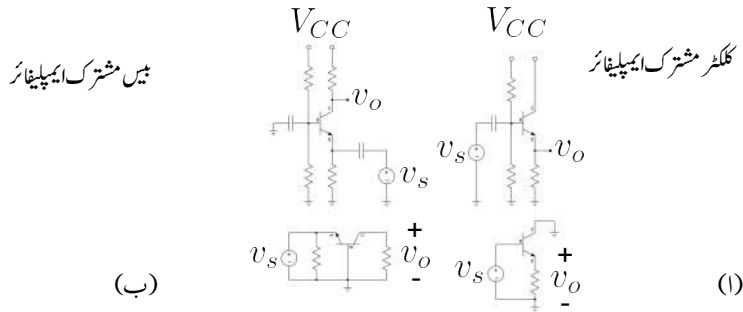
$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

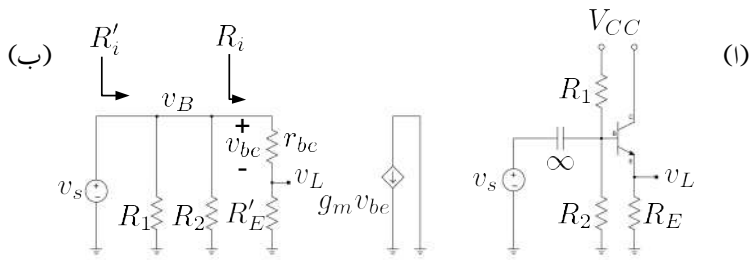
ہیں۔ $A_v = \frac{v_L}{v_s}$ ، R_i اور R'_i حاصل کریں۔

حل: شکل ب میں مساوی باریک اشاراتی دو دکھایا گیا ہے جہاں R'_E ٹرانزسٹر کے بیس جانب R_E کا عکس

⁵¹ common emitter
⁵² common collector
⁵³ common base



شکل 3.119: بیس مشترک اور کلکٹر مشترک ایپلیٹائزر



شکل 3.120: کلکٹر مشترک

یعنی $(\beta + 1) R_E$ ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\ &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \\ &= \frac{(99 + 1) \times 1000}{1000 + (99 + 1) \times 1000} \\ &= 0.99 \frac{V}{V} \approx 1 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

جبکہ

$$R_i = r_{be} + R'_E = 1000 + 100000 = 101 \text{ k}\Omega$$

اور

$$\begin{aligned} R'_i &= R_1 \parallel R_2 \parallel R_i \\ &= R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta + 1) R_E \end{aligned}$$

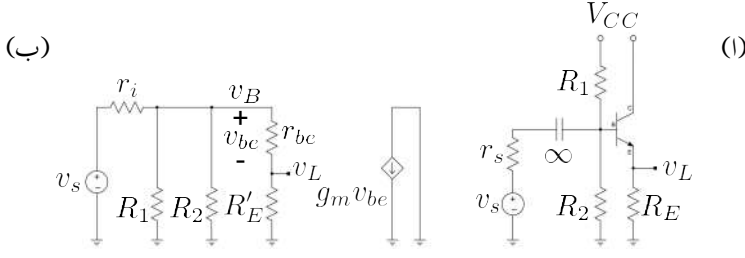
یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R'_i} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i} \\ &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \end{aligned}$$

$$R'_i = 8.34 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔

مثال 3.54: شکل 3.121 میں $r_i = 5 \text{ k}\Omega$ ہے جبکہ بقایا تمام متغیرات مثال 3.53 کی ہی ہیں۔ A_v حاصل کریں۔



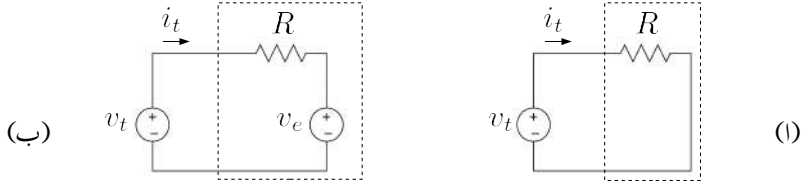
شکل 3.121: کلکٹر مشترک کی دوسری مثال

حل: شکل ب سے

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\
 &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \times \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel (r_i + R'_E)}{r_i + [R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{be} + R'_E)]} \\
 &= \frac{100000}{1000 + 100000} \times \frac{8340}{5000 + 8340} \\
 &= 0.99 \times 0.625 \\
 &= 0.619 \frac{V}{V}
 \end{aligned}$$

مثال 3.53 میں ہم نے دیکھا کہ کلکٹر مشترک ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباؤ تقریباً ایک کے برابر ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ خارجی اشارہ خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کی پیروی کرتا ہے۔ اسی سے اس ایمپلیفائر کو پیروکار⁵⁴ بھی پکارا جاتا ہے۔ ہم نے یہ بھی دیکھا کہ R_1 اور R_2 کی وجہ سے داخلی مزاحمت $101 \text{ k}\Omega$ سے کم ہو کر صرف $8.34 \text{ k}\Omega$ رہ گئی۔ مثال 3.54 میں اسی کی وجہ سے افزائش بہت کم ہو گئی۔ ہمیں داخلی مزاحمت بڑھانے کا ایک طریقہ دیکھیں۔

شکل 3.122 الف میں نقطہ دار لکیر میں بند دور کا داخلی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر اس پر v_i برقی دباؤ لاگو کی جاتی ہے۔ برقی رو i_i ناپ کر داخلی مزاحمت $\frac{v_i}{i_i}$ سے حاصل کی جاتی ہے۔ اس دور میں ہم جانتے ہیں کہ $i_i = \frac{v_i}{R}$ ناپی جائے گی جس سے داخلی مزاحمت کی قیمت R حاصل ہوتی ہے۔



شکل 3.122: داخلی مزاحمت بڑھانے کا طریقہ

آئیں یہی طریقہ شکل ب کے دور پر استعمال کرتے ہوئے اس کا داخلی مزاحمت حاصل کریں۔ v_t لاگو کرنے سے $\frac{v_t - v_e}{R}$ برقی رو ناپا جائے گا۔ تصور کریں کہ کسی طریقے سے $v_e = 0.9v_t$ کے برابر رہتا ہے۔ یوں

$$i_t = \frac{v_t - 0.9v_t}{R} = \frac{0.1v_t}{R}$$

ناپا جائے گی جس سے داخلی مزاحمت

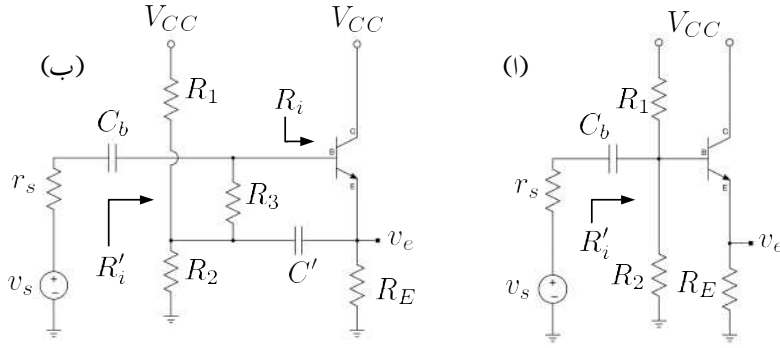
$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{R}{0.1} = 10R$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ نے دیکھا کہ نقطے دار کلیر میں بند دور میں پائے جانے والے برقی دباؤ v_e کی وجہ سے داخلی مزاحمت دس گنا بڑھ گئی ہے۔ اگر $v_e = 0.99v_t$ ہوتا تب داخلی مزاحمت سو گنا بڑھ جاتی۔

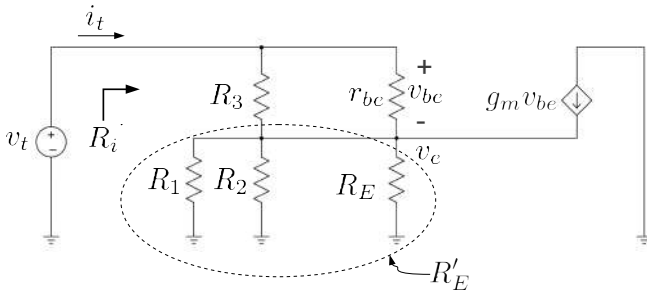
ہم جانتے ہیں کہ کلکٹر مشترک ایمپلیفائر کی انفرانس تقریباً ایک کے برابر ہے یوں اس کے ایمپٹر پر v_e تقریباً اس کے بیس پر v_b کے برابر ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے کلکٹر مشترک ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت بڑھائی جاسکتی ہے۔ آئیں مندرجہ ذیل مثال میں ایسا ہوتے دیکھیں۔

مثال 3.55: شکل 3.123 الف میں کلکٹر مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں کچھ تبدیلی کرتے ہوئے شکل ب حاصل کی گئی ہے۔ ثابت کریں کہ شکل 3.123 ب میں دکھائے گئے دور سے داخلی مزاحمت R_i بڑھ جاتی ہے۔ دونوں اشکال میں

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega \\ R_3 = 10 \text{ k}\Omega, \quad r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$



شکل 3.123: کلکٹر مشترک کا داخلی مزاحمت بڑھا یا گیا ہے



شکل 3.124: مساوی دور

ہیں۔

حل: شکل 3.124 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ جوڈ v_e پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

$$(3.244) \quad \frac{v_e - v_t}{R_3} + \frac{v_e - v_t}{r_{be}} + \frac{v_e}{R_1} + \frac{v_e}{R_2} + \frac{v_e}{R_E} = g_m (v_t - v_e)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ شکل میں $R_1 \parallel R_2 \parallel R_E$ کو R'_E کہا گیا ہے۔ اس طرح

$$\frac{1}{R'_E} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_E}$$

لکھتے ہوئے مساوات 3.244 کو یوں

$$\frac{v_e - v_t}{R_3} + \frac{v_e - v_t}{r_{be}} + \frac{v_e}{R'_E} = g_m (v_t - v_e)$$

یعنی

$$v_e \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R'_E} + g_m \right) = v_t \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + g_m \right)$$

لکھتے ہوئے

$$v_e = \left(\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + g_m}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R'_E} + g_m} \right) v_t$$

حاصل کرتے ہیں۔ مساوات 3.188 کے استعمال سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} v_e &= \left(\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{\beta}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta}{r_{be}}} \right) v_t \\ &= \left(\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right) v_t \end{aligned}$$

شکل سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$\begin{aligned} i_t &= \frac{v_t - v_e}{R_3} + \frac{v_t - v_e}{r_{be}} \\ &= (v_t - v_e) \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ v_e کی قیمت پر کرنے سے

$$\begin{aligned} i_t &= \left[v_t - \left(\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right) v_t \right] \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) \\ &= \left[\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}} - \frac{1}{R_3} - \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right] \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) v_t \\ &= \left[\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}}}{R'_E \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}} \right)} \right] v_t \end{aligned}$$

یعنی

$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{\frac{R'_E}{R_3} + 1 + \frac{(\beta+1)R'_E}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}}}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(3.245) \quad R'_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta+1)R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $R_3 \gg r_{be}$ ہوتا ہے لہذا R'_i کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.246) \quad R'_i \approx \frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta+1)R'_E$$

اس کے برعکس شکل 3.123 الف سے داخلی مزاحمت کی قیمت

$$R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{be} + (\beta+1)R_E]$$

حاصل ہوتی ہے جو ہر صورت $r_{be} + (\beta+1)R_E$ سے کم ہے۔

دی گئی قیمتیں پر کرنے سے شکل 3.123 الف کے لئے

$$R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{be} + (\beta+1)R_E] = 900 \Omega$$

جبکہ دی گئی قیمتوں سے $R_E = 471 \Omega'$ حاصل کرتے ہوئے شکل ب میں

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta + 1) R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3} + 1} \\ &= \frac{\frac{1000 \times 471}{10000} + 1000 + (99 + 1) 471}{\frac{1000}{10000} + 1} \\ &= \frac{47.1 + 1000 + 47100}{0.1 + 1} \\ &= 43.77 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

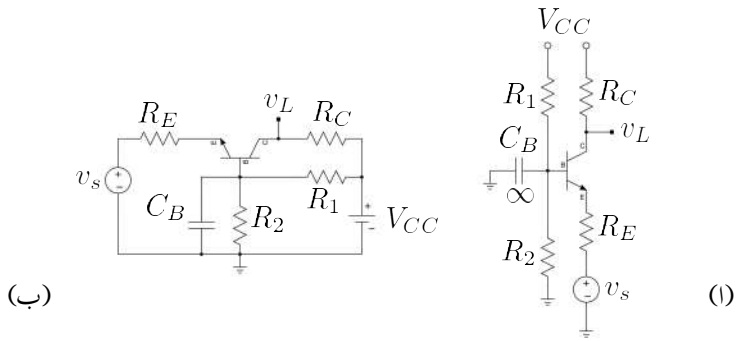
حاصل ہوتا ہے جو کہ سادہ کلکٹر مشترک ایمپلیفائر کی 900Ω کے داخلی مزاحمت سے بہت زیادہ ہے۔ اس جواب سے یہ حقیقت بھی سامنے آتی ہے کہ $\frac{r_{be}}{R_3}$ اور $\frac{r_{be}R'_E}{R_3}$ دو نظر انداز کیا جاسکتا ہے لہذا مساوات 3.246 کو

$$(3.247) \quad R'_i \approx r_{be} + (\beta + 1) R'_E$$

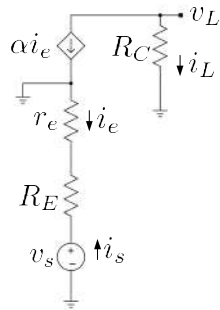
لکھا جاسکتا ہے۔ اس مساوات کو یاد رکھنا نہایت آسان ہے۔ شکل 3.123 ب کو دیکھتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ R'_i دراصل دو متوازی جڑے مزاحمتوں کا مجموعہ ہے۔ اس کا ایک حصہ R_3 اور اس کے ساتھ منسلک اجزاء جبکہ اس کا دوسرا حصہ ٹرانزسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت R_i ۔ چونکہ R_3 کے دونوں سروں پر تقریباً برابر برقی دباؤ رہتا ہے لہذا اس کی مزاحمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے نظر انداز کیا جاتا ہے۔ یوں داخلی مزاحمت R'_i اور R_i برابر ہوں گے۔ C' کو قصر دور تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے ایمپٹر پر کل $R_1 \parallel R_2 \parallel R_E$ یعنی R'_E مزاحمت نسب ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت $r_{be} + (\beta + 1) R'_E$ ہوگی جو مطلوبہ جواب ہے۔

مثال 3.56: شکل 3.125 الف میں بیس مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ اسے عموماً شکل ب کے طرز پر بنایا جاتا ہے جہاں داخلی جانب کو بائیں ہاتھ اور خارجی جانب کو دائیں ہاتھ پر رکھا گیا ہے۔ $A_v = \frac{v_L}{v_s}$ اور $A_i = \frac{i_L}{i_s}$ حاصل کریں۔

حل: شکل 3.126 میں ٹرانزسٹر کا ٹی۔ ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 336 پر شکل 3.76 میں ٹی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ بیس مشترک ایمپلیفائر کو ٹی ریاضی نمونہ سے حل کرنا زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس شکل میں



شکل 3.125: بیس مشترک ایپلیٹاؤز



شکل 3.126: بیس مشترک ایپلیٹاؤز ہارڈیک اشاراتی مساوی دور

$$i_s = \frac{v_s}{R_E + r_e}$$

ہے۔ یوں

$$i_e = -i_s = -\frac{v_s}{R_E + r_e}$$

اور

$$i_c = \alpha i_e = -\frac{\alpha v_s}{R_E + r_e}$$

ہوں گے جس سے

$$v_L = -i_c R_C = \frac{\alpha R_C v_s}{R_E + r_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{\alpha R_C}{R_E + r_e}$$

ہو گا۔

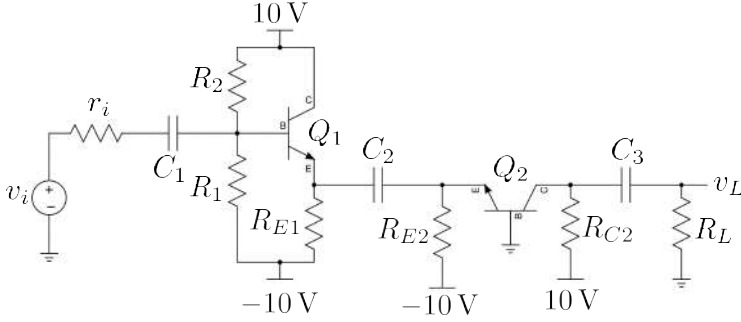
چونکہ

$$i_L = -i_c = \alpha i_e = \alpha i_s$$

ہے لہذا

$$A_i = \frac{i_L}{i_s} = \alpha$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس مشترک ایمپلیفائر برقی دباؤ کی افزائش کر پاتا ہے جبکہ اس کی برقی رو کی افزائش α کے برابر ہے۔



شکل 3.127: ایمر مشترک اور بیس مشترک کا زنجیری ایپلیٹائر

مثال 3.57: شکل 3.127 میں ایمر مشترک اور بیس مشترک کا زنجیری ایپلیٹائر دکھایا گیا ہے جس میں

$$\begin{aligned} R_1 &= 20 \text{ k}\Omega, & R_2 &= 160 \text{ k}\Omega, & R_{E1} &= 1 \text{ k}\Omega \\ R_{E2} &= 9.3 \text{ k}\Omega, & R_{C2} &= 5 \text{ k}\Omega, & R_L &= 5 \text{ k}\Omega \\ r_i &= 1 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

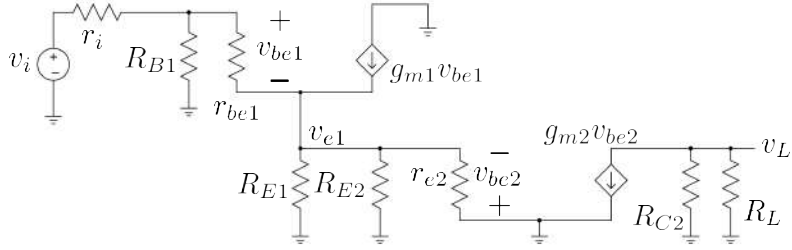
ہیں جبکہ ٹرانزسٹر کا $\beta = 99$ ہے۔ $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: پہلے ایک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے تمام کپیسٹرز کھلے دور کردار ادا کریں گے۔ یوں دونوں ایپلیٹائر کو مکمل طور پر علیحدہ سمجھ کر حل کیا جائے گا۔ پہلے Q_1 پر بیس مشترک کو حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{BB1} &= \left(\frac{10 + 10}{20000 + 160000} \right) \times 20000 - 10 = -7.777 \text{ V} \\ R_{B1} &= \frac{20000 \times 160000}{20000 + 160000} = 17.778 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

اور یوں

$$\begin{aligned} I_{C1} \approx I_{E1} &= \frac{-7.777 - 0.7 + 10}{\frac{17778}{99+1} + 1000} = 1.29 \text{ mA} \\ g_{m1} &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.29 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 51.6 \text{ mS} \\ r_{be1} &= \frac{\beta + 1}{g_m} = \frac{99 + 1}{0.0516} = 1938 \Omega \end{aligned}$$



شکل 3.128: ایمر مشرک اور بیس مشرک کا زنجیری ایمپلیفائر کا مساوی باریک اشاراتی دور

حاصل ہوتے ہیں۔ اب Q_2 پر بیس مشرک کو حل کرتے ہیں۔

$$I_C \approx I_{E2} = \frac{V_B - V_{BE} - V_{EE}}{R_E} = \frac{0 - 0.7 + 10}{9300} = 1 \text{ mA}$$

اور یوں

$$g_{m2} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS}$$

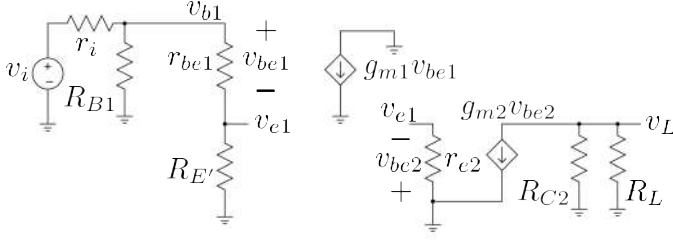
$$r_{e2} \approx \frac{1}{g_{m2}} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ایمر مشرک کے لئے پائے ریاضی نمونہ جبکہ بیس مشرک کے لئے ٹی ریاضی نمونہ کو پائے ریاضی نمونہ کے طرز پر بناتے ہوئے زنجیری ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور شکل 3.128 میں دکھایا گیا ہے۔ R_{E2} اور R_{E1} متوازی جڑے ہیں جن کا مساوی مزاحمت 24Ω بنتا ہے۔ اس کو $(\beta + 1)$ سے ضرب دیتے ہوئے ایمر مشرک کے پائے ریاضی نمونہ میں داخلی اور خارجی دائروں کو علیحدہ کیا جاسکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل 3.129 حاصل ہوتا ہے جہاں $(\beta + 1) \times 24$ کو R'_E کہا گیا ہے۔ یعنی $R'_E = 2.4 \text{ k}\Omega$ ہے۔

یوں

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{be2}} \times \frac{v_{be2}}{v_{e2}} \times \frac{v_{e2}}{v_{b1}} \times \frac{v_{b1}}{v_i}$$



شکل 3.129:

لکھا جا سکتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\frac{v_L}{v_{be2}} = -g_{m2} (R_C \parallel R_L) = -0.04 \left(\frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000} \right) = -100$$

$$\frac{v_{be2}}{v_{e2}} = -1$$

$$\frac{v_{e2}}{v_{b1}} = \frac{R'_E}{r_{be1} + R'_E} = \frac{2400}{1938 + 2400} = 0.553$$

لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_{B1} \parallel (r_{be1} + R'_E) = \frac{17778 \times (1938 + 2400)}{17778 + 1938 + 2400} = 3487 \Omega$$

لیتے ہوئے

$$\frac{v_{b1}}{v_i} = \frac{3487}{r_i + 3487} = \frac{3487}{1000 + 3487} = 0.777$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$A_v = (-100)(-1) \times 0.553 \times 0.777 = 43 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

3.20 خطی لحاظ سے ایمپلیفائر کی درجہ بندی

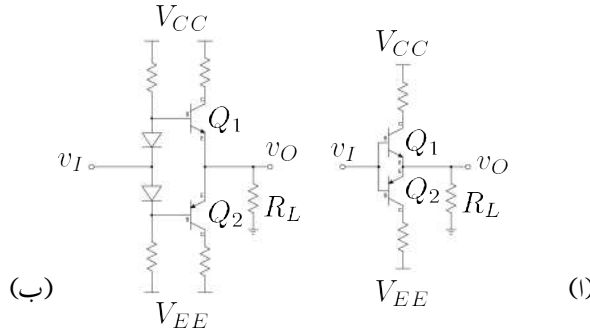
اب تک تمام ایمپلیفائر میں ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی کو یوں رکھا گیا کہ ٹرانزسٹر تمام اوقات خطی خطے میں رہے۔ ایسا ایمپلیفائر جو 360 زاویے کے اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے درجہ الف⁵⁵ کا ایمپلیفائر کہلاتا ہے۔ داخلی اشارے کے عدم موجودگی میں بھی ایسے ایمپلیفائر میں I_{CQ} برقی رو گزرتی ہے جس سے ٹرانزسٹر میں $V_{CEQ} I_{CQ}$ طاقت کا ضیاع پایا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیٹری سے چلنے والے آلات کے لئے ایسا قطعاً قابل قبول نہیں۔⁵⁶

ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی کو چالو کرد V_{CE} سے قدر نیچے رکھنے سے $I_{CQ} \approx 0$ رکھا جاسکتا ہے۔ nnp ٹرانزسٹر کی صورت میں، مثبت اشارے کی موجودگی میں ٹرانزسٹر چالو ہو جاتا ہے اور ایمپلیفائر کام کرنا شروع کر دیتا ہے جبکہ منفی اشارے کی صورت میں ٹرانزسٹر منقطع رہتا ہے اور یوں ایسا ایمپلیفائر منفی اشارہ بڑھانے کی صلاحیت نہیں رکھتا۔ pnp ٹرانزسٹر کی صورت میں ایسا ایمپلیفائر صرف منفی اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ ایسا ایمپلیفائر جو 180 زاویے پر اشارہ بڑھا سکے درجہ ب⁵⁷ ایمپلیفائر کہلاتا ہے۔

شکل 3.130 الف میں دو عدد درجہ ب ایمپلیفائر جوڑتے ہوئے ایک ایسا ایمپلیفائر تخلیق دیا گیا ہے جو 360 زاویے پر کام کرتا ہے۔ داخلی اشارے کی عدم موجودگی میں $V_{BE} = V_{EB} = 0V$ ہوتا ہے۔ یوں دونوں ٹرانزسٹر منقطع رہتے ہیں اور ان میں طاقت کا ضیاع نہیں پایا جاتا۔ مثبت اشارے کی صورت میں Q_1 چالو ہو جاتا ہے جبکہ منفی اشارے کی صورت میں Q_2 چالو ہو جاتا ہے۔ یوں $v_I \approx v_O$ حاصل ہوتا ہے۔ اگر داخلی اشارہ $0.7V$ سے کم ہو تب ٹرانزسٹر چالو نہ ہو پائیں گے۔ شکل ب میں اس مسئلے کو حل کرنا دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں ڈیوڈ سیدھے مائل ہیں اور یوں ان پر تقریباً $0.7V$ پایا جائے گا۔ یوں معمولی مثبت حیطے پر ہی Q_1 چالو ہو جائے گا اور اسی طرح معمولی منفی حیطے پر Q_2 چالو ہو جائے گا۔

درجہ ب ایمپلیفائر کے خارجی اشارے کی شکل بگڑی ہوتی ہے۔ اس کی شکل درست کرنے کی خاطر درجہ الف اور درجہ ب کی درمیانی صورت اختیار کی جاتی ہے جہاں ایمپلیفائر 180 سے قدر زیادہ زاویے تک کام کرے۔ ایسے ایمپلیفائر کو درجہ الف-ب⁵⁸ ایمپلیفائر کہا جاتا ہے۔

class A⁵⁵⁵⁶ آپ کبھی نہیں چاہیں گے کہ آپ کے موہاٹل کی بیٹری بغیر استعمال کے ختم ہو جائے۔class B⁵⁷class AB⁵⁸



شکل 3.130: درجہ ب ایمپلیفائر

درجہ ب⁵⁹ ایمپلیفائر سے مراد ایسا ایمپلیفائر ہے جو 180 سے کم زاویے پر کام کرتا ہو۔ ایسے ایمپلیفائر انتہائی بلند تعدد⁶⁰ پر استعمال کئے جاتے ہیں جہاں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب LC کی مدد سے درکار خارجی اشارہ پیدا کیا جاتا ہے۔

درجہ ت⁶¹ ایمپلیفائر سے مراد ایسا ایمپلیفائر ہے جس میں ٹرانزسٹر بطور سوچ کام کرتا ہو۔ ٹرانزسٹر یا مکمل چالو اور یا پھر مکمل منقطع رہتا ہے۔

3.21 ٹرانزسٹر سے ڈایوڈ کا حصول

مخلوط ادوار میں حقیقت میں ڈایوڈ از خود نہیں بنایا جاتا بلکہ اس کی جگہ ٹرانزسٹر بنایا جاتا ہے اور اس ٹرانزسٹر کے بیس کو کلکٹر کے ساتھ جوڑ کر بطور ڈایوڈ استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل 3.131 الف میں npn استعمال کرتے ہوئے ڈایوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ ساتھ ہی ڈایوڈ دکھا کر ٹرانزسٹر سے حاصل ڈایوڈ کی سمت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر کے بیس اور کلکٹر آپس میں جڑے ہیں لہذا $v_{CE} = v_{BE}$ ہو گا اور یہ بالکل ایک ڈایوڈ کی طرح ہی کردار ادا کرے گا۔ آئیں اس ڈایوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کے کلکٹر اور بیس کے مابین v_i برقی دباؤ

class C⁵⁹
RF⁶⁰
class D⁶¹



شکل 3.131: ٹرانزسٹر سے ڈیویڈ کا حصول

مہیا کرتے ہوئے i_t کا حساب لگاتے ہیں۔ ڈیویڈ کی داخلی مزاحمت $\frac{v_t}{i_t}$ ہوگی۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر ہم لکھ سکتے ہیں

$$i_t = \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_{be}$$

$$v_{be} = v_t$$

جن سے

$$i_t = \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_t$$

$$= \left(\frac{1 + g_m r_{be}}{r_{be}} \right) v_t$$

$$= \left(\frac{1 + \beta}{r_{be}} \right) v_t$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسرے قدم پر $\beta = g_m r_{be}$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$(3.248) \quad \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_{be}}{1 + \beta} = r_e$$

حاصل ہوتا ہے جہاں $r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$ کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات سے ڈیویڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_e حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.131 الف میں ٹرانزسٹر کے سامنے کلکٹر اور ایمر کے مابین کو r_e مزاحمت اسی کو ظاہر کر رہی ہے۔

مثال 3.58: ایک ٹرانزسٹر کے کلکٹر اور بیس کو آپس میں جوڑ کر ٹرانزسٹر کو بطور ڈیویڈ استعمال کیا جا رہا ہے۔ اس ٹرانزسٹر میں 1 mA کا یک سمتی برقی رو پایا جاتا ہے۔ اس ڈیویڈ کی باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔

حل: 1 mA پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.04 \text{ S}$$

$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega$$

حاصل ہوتے ہے لہذا اس ڈایوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت 25Ω ہے۔

3.22 منبع برقی دباؤ

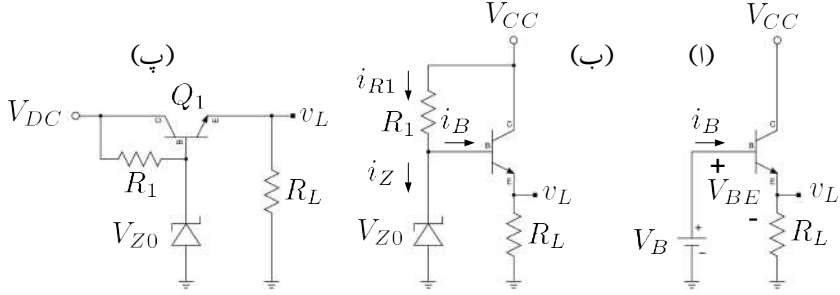
صفحہ 193 پر مثال 2.20 میں آپ نے دیکھا کہ زینر ڈایوڈ میں برقی رو کے تبدیلی کی وجہ سے منبع کے برقی دباؤ میں تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ اس حصے میں زینر ڈایوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کرتے ہوئے بہتر منبع بنائی جائے گی۔

شکل 3.132 الف مشترکہ ایسٹریپلینا ہے جس کے داخلی جانب بیٹری سے V_B برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے۔ یوں خارجی جانب $v_L = V_B - V_{BE}$ ہو گا۔ برقی بوجھ R_L میں برقی رو i_L کی قیمت $\frac{v_L}{R_L}$ ہو گی اور بیٹری سے $\frac{i_L}{\beta+1}$ برقی رو حاصل کی جائے گی۔

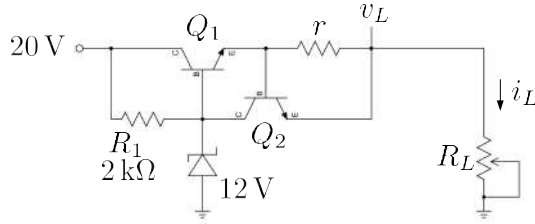
شکل ب میں بیٹری کی جگہ مزاحمت R_1 اور زینر ڈایوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ زینر ڈایوڈ کو غیر قابو صورت میں تصور کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بیس پر V_{Z0} برقی دباؤ پایا جائے گا اور یوں $v_L = V_{Z0} - V_{BE}$ ہو گا۔ $R_L \rightarrow \infty$ کی صورت میں $i_L = 0 \text{ A}$ اور یوں $i_B = \frac{i_L}{\beta+1} = 0 \text{ A}$ ہو گا۔ اسی طرح

$$(3.249) \quad i_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1}$$

ہو گا۔ $i_B = 0 \text{ A}$ کی صورت میں کرنوف کے قانون برائے برقی رو $i_{R1} = i_B + i_Z$ سے $i_Z = i_{R1}$ حاصل ہوتا ہے۔ اب تصور کریں کہ R_L کی قیمت محدود اور 0Ω سے زیادہ یعنی $\infty > R_L > 0 \Omega$



شکل 3.132: مشترکہ لیسٹر بطور منبع برقی دباؤ



شکل 3.133: ٹرانزسٹر سے حاصل منبع برقی دباؤ

ہے۔ اب بھی i_{R1} مندرجہ بالا مساوات سے ہی حاصل ہو گی۔ البتہ $i_L = \frac{v_L}{R_L}$ اور $i_B = \frac{i_L}{\beta + 1}$ ہوں گے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_Z &= i_{R1} - i_B \\ &= \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1} - \frac{i_L}{\beta + 1} \end{aligned}$$

ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_L کی قیمت کا دار و مدار صرف زینر ڈیوڈ کے برقی دباؤ پر ہے۔ یوں اس دور کو بطور منبع برقی دباؤ⁶² استعمال کیا جاسکتا ہے۔ اس دور کو بطور منبع برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے شکل پ کے طرز پر بنایا جاتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ i_L میں Δi_L تبدیلی سے i_B میں صرف $\frac{\Delta i_L}{\beta + 1}$ تبدیلی رونما ہو گی۔ $\beta = 99$

voltage source⁶²

کی صورت میں i_L کے تبدیلی کو سوگنا کم کر دیا گیا ہے۔ یوں زینر ڈایوڈ کے برقی رو میں بھی سوگنا کم تبدیلی پیدا ہوگی جس سے زینر ڈایوڈ پر پائے جانے والے برقی دباؤ میں تبدیلی بھی سوگنا کم ہوگی۔

شکل 3.132 پ میں اگر R_L کی مزاحمت نہایت کم کر دی جائے یا منبع کے خارجی جانب کو برقی زمین کے ساتھ قصر دور کر دیا جائے تو ایسی صورت میں ٹرانزسٹر کے جلنے کا امکان ہوگا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر منبع کے خارجی برقی رو کی حد مقرر کر دی جاتی ہے۔ اس حد سے کم برقی رو کی صورت میں منبع بالکل عام حالت کی طرح کام کرتے ہوئے مقرر برقی دباؤ مہیا کرتی ہے البتہ جیسے ہی برقی رو اس حد سے تجاوز کرنے کی کوشش کرے، منبع خارجی برقی دباؤ کو گھٹا کر برقی رو کو مقررہ حد کے اندر رکھتی ہے۔ شکل-3.133 میں ٹرانزسٹر Q_2 اور مزاحمت r اسی مقصد کی خاطر منبع میں نسب کئے گئے ہیں۔

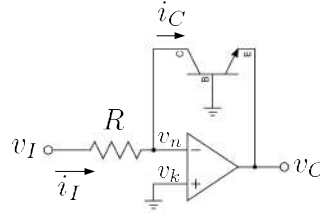
برقی رو i_L مزاحمت r میں گزرتے ہوئے اس پر i_{LR} برقی دباؤ پیدا کرے گا جو درحقیقت Q_2 کا V_{BE} ہے۔ جب تک V_{BE} کی قیمت تقریباً $0.5V$ سے کم رہے اس وقت تک Q_2 منقطع رہے گا اور اس کا کسی قسم کا کوئی کردار نہیں ہوگا۔ البتہ اگر i_L بڑھتے ہوئے اتنی ہو جائے کہ $V_{BE} \geq 0.5V$ ہو، تب Q_2 چالو ہو کر i_S میں اضافہ پیدا کرتے ہوئے خارجی برقی دباؤ v_L گھٹائے گا۔

$r = 2.5 \Omega$ کی صورت میں i_L کی حد $\frac{0.5}{2.5} = 200 \text{ mA}$ ہوگی۔ اتنی برقی رو پر بھی Q_1 کا i_B صرف 2 mA ہے۔ چالو Q_2 جیسے ہی 4 mA سے زیادہ برقی رو گزارے گا اسی وقت زینر ڈایوڈ غیر قابو حالت سے نکل آئے گا اور اس پر برقی دباؤ $12V$ سے گھٹ جائیں گے۔ بُری ترین صورت اس وقت پیش آئے گی جب $v_L = 0V$ ہوں۔ ایسا خارجی جانب قصر دور ہونے سے ہو سکتا ہے۔ اس وقت غیر افزائندہ V_{CE} کو مد نظر رکھتے ہوئے Q_2

$$\frac{20 - 0.2}{2000} = 9.9 \text{ mA}$$

سیدھا خارجی جانب پہنچائے گا جبکہ Q_1 میں سے 200 mA گزر رہا ہوگا لہذا $i_L = 209.9 \text{ mA}$ تک پہنچ پائے گا۔ یاد رہے کہ Q_2 کسی صورت بھی Q_1 کو 200 mA سے کم برقی رو گزارنے پر مجبور نہیں کر سکتا چونکہ ایسا ہوتے ہی $V_{BE} < 0.5V$ ہو جائے گا اور Q_2 چالو نہیں رہ سکے گا۔

برقی رو کا حد مقرر کرنے کی خاطر استعمال کئے گئے مزاحمت r کی وجہ سے خارجی برقی دباؤ v_L پر اثر ہوتا ہے جس سے $v_L = V_{Z0} - V_{BE} - i_{LR}$ لیکن جیسا آپ نے دیکھا اس مزاحمت کی قیمت نہایت کم ہوتی ہے اور کم برقی رو پر اس کے اثر کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ اس مزاحمت کے اثر کو منبع میں مزید پرزے نسب کر کے ختم کیا جاسکتا ہے۔



شکل 3.134: ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفائر

3.23 ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفائر

شکل 3.134 میں ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفائر⁶³ دکھایا گیا ہے۔ $v_k = v_n = 0V$ ہونے کی بدولت

$$i_I = \frac{v_I}{R}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ کرنوف کے قانون برائے برقی رو سے $i_I = i_C$ ہو گا جہاں مساوات 3.55 کے تحت

$$i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ $v_{BE} = -v_O$ لیتے ہوئے یوں

$$\begin{aligned} \frac{v_I}{R} &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ &= I_S e^{-\frac{v_O}{V_T}} \end{aligned}$$

جس سے

$$(3.250) \quad v_O = -V_T \ln \frac{v_I}{I_S R}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت خارجی برقی دباؤ v_O داخلی برقی دباؤ کے قدرتی لاگ⁶⁴ کے برابر ہے۔ یہاں رک کر شکل 2.24 کو بھی ایک نظر دیکھیں۔

⁶³ log amplifier
⁶⁴ ln

3.24 شائعی ٹرانزسٹر

غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے BE اور BC جوڑ سیدھے مائل ہوتے ہیں۔ جیسے حصہ 2.20.1 میں بتلایا گیا، سیدھے مائل pn جوڑ کا نفوذی کپیسٹر کافی زیادہ ہوتا ہے۔ یوں اگر ٹرانزسٹر کو افزائندہ خطے میں لانا ہو تو پہلے ان کپیسٹروں میں ذخیرہ برفی بار⁶⁵ کی نکاسی کرنی ہوگی۔ زیادہ بڑے کپیسٹر کی نکاسی زیادہ دیر میں ہوتی ہے لہذا ایسا ٹرانزسٹر زیادہ تیزی سے غیر-افزائندہ حال سے افزائندہ حال میں نہیں لایا جاسکتا۔ اگر کسی طرح ان کپیسٹروں کی قیمت کم کر دی جائے تو ٹرانزسٹر زیادہ تیز رفتار پر کام کرنے کے قابل ہو جائے گا۔

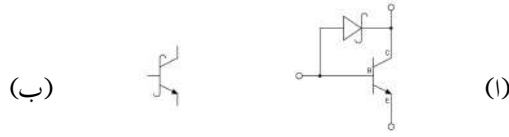
شکل 3.135 الف میں ٹرانزسٹر کے بیس اور کلکٹر کے درمیان شائعی ڈیوڈ نسب کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے شائعی ٹرانزسٹر⁶⁶ وجود میں آتا ہے جس کی علامت شکل ب میں دکھائی گئی ہے۔ شائعی ٹرانزسٹر کی کارکردگی شکل 3.136 میں دئے ایمپلیفائر کی مدد سے دیکھتے ہیں۔ چالو ٹرانزسٹر کا $V_{BE} = 0.7V$ ہوتا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر افزائندہ حال میں ہو تب شائعی ڈیوڈ الٹا مائل ہو گا اور اس کا کوئی کردار نہیں ہو گا البتہ اگر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہونے کی کوشش کرے تب V_{CE} کم ہو کر شائعی ڈیوڈ کو سیدھا مائل کر دے گا۔ یہی صورت حال شکل میں دکھائی گئی ہے۔ یہیں سے ایک اہم حقیقت واضح ہوتی ہے۔ چونکہ سیدھے مائل شائعی ڈیوڈ پر $0.3V$ پائے جاتے ہیں لہذا ٹرانزسٹر کا V_{BC} بھی $0.3V$ پر ہو گا۔ آپ جانتے ہیں کہ pn جوڑ کو چالو کرنے کی خاطر کم از کم $0.5V$ درکار ہوتے ہیں لہذا BC جوڑ چالو حالت میں نہیں ہو گا۔ غیر چالو جوڑ کی برقی رو قابل نظر انداز ہوتی ہے۔ یوں صفحہ 173 پر دئے مساوات 2.66 کے تحت اس جوڑ کی نفوذی کپیسٹنس بھی قابل نظر انداز ہوگی۔ کپیسٹر کے کم ہونے کی وجہ سے یہ ٹرانزسٹر زیادہ رفتار پر کام کر پائے گا۔

کرفوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$V_{BE} = V_{CE} + V_D$$

کے برابر ہے۔ یوں شائعی ڈیوڈ کے سیدھے برقی دباؤ کو $0.3V$ لیتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ $V_{CE} = 0.4V$ حاصل ہوتا ہے۔ یہ اہم حقیقت ہے جس کے مطابق شائعی ٹرانزسٹر کا V_{CE} کسی صورت $0.4V$ سے کم نہیں ہو سکتا اور یوں یہ کبھی بھی غیر افزائندہ حال میں نہیں پایا جائے گا۔

charge⁶⁵
Schottky transistor⁶⁶



شکل 3.135: شاکی ٹرانزیسٹر کی بناوٹ اور علامت

شکل میں یوں

$$I_{RB} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{9.7 - 0.7}{10000} = 0.9 \text{ mA}$$

$$I_{RC} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{9.4 - 0.4}{1200} = 7.5 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ مزید کر خوف کے قانون برائے برقی رو سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$I_C = I_D + I_{RC}$$

$$I_D = I_{RB} - I_B$$

ہیں۔ ان دو مساوات کے ساتھ $I_B = \frac{I_C}{\beta}$ کو ملا کر

$$I_C = I_{RB} - I_B + I_{RC}$$

$$= I_{RB} - \frac{I_C}{\beta} + I_{RC}$$

یعنی

$$I_C = 8.316 \text{ mA}$$

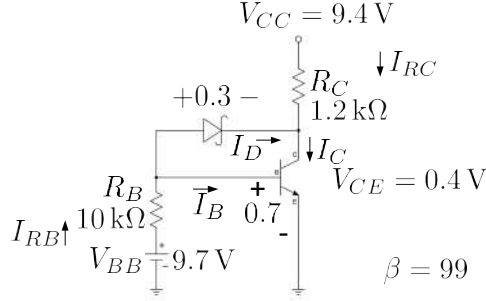
حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$I_D = I_C - I_{RC} = 0.816 \text{ mA}$$

ہوں گے۔

$$\begin{aligned}
 V_{CE} &= V_{BE} - V_D \\
 &= 0.7 - 0.3 \\
 &= 0.4 \text{ V}
 \end{aligned}$$

شاہکی ٹرانزسٹر کبھی
بھی غیر افزائندہ نہیں ہوتا



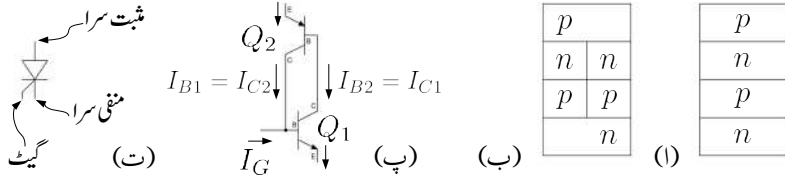
شکل 3.136: شاہکی ایپلیکیشن

3.25 قوی ٹرانزسٹر

سلیکان پتہری پر ٹرانزسٹر کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر بنائے جاتے ہیں۔ کئی ایمپیر اور کئی سو وولٹ تک کام کرنے والے ایسے قوی ٹرانزسٹر⁶⁷ زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ٹرانزسٹر متوازی جوڑ کر مزید زیادہ برقی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ ایک سمتی سے بدلتی رو برقی دباؤ بناتے انورٹرو⁶⁸ میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ قوی ٹرانزسٹر ایک مائیکرو سینڈ کے لگ بھگ دورانہ میں چالو سے منقطع یا منقطع سے چالو حالت میں لائے جاسکتے ہیں۔

برقی طاقت کا ضیاع قوی ٹرانزسٹر کو گرم کرتے ہوئے اس کا درجہ حرارت بڑھاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کا درجہ حرارت بڑھنے سے اس کا V_{BE} گھٹتا ہے۔ یوں متوازی جڑے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ٹرانزسٹر زیادہ گرم ہو تو اس کا V_{BE} گھٹ جائے گا۔ متوازی جڑے ٹرانزسٹروں میں جس ٹرانزسٹر کا V_{BE} کم سے کم ہو، اس کا i_B زیادہ سے زیادہ ہو گا لہذا اس کا i_C بھی زیادہ سے زیادہ ہو گا۔ یوں زیادہ گرم ہونے والا ٹرانزسٹر مزید زیادہ برقی رو گزارتے ہوئے مزید زیادہ گرم ہو گا۔ اگر اس عمل کو روکا نہ جائے تو یہ ٹرانزسٹر آخر کار جل جائے گا۔ ٹرانزسٹر کے کلکٹر کو عموماً موصل نالی دار دھاتی چادر⁶⁹ کے ساتھ جوڑ کر ٹھنڈا رکھا جاتا ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کو قریب قریب ایک ہی موصل نالی دار دھاتی چادر کے ساتھ جوڑ کر کوشش کی جاتی ہے کہ تمام ٹرانزسٹر ایک ہی درجہ حرارت پر رہیں تا کہ ان میں برقی رو کی تقسیم متاثر نہ ہو۔

power transistor⁶⁷
inverter⁶⁸
heat sink⁶⁹



شکل 3.137: قابو ریکٹیفائر

3.26 قابو ریکٹیفائر

شکل 3.137 الف میں p اور n کے چار تہہ کا پرزہ دکھایا گیا ہے جسے قابو ریکٹیفائر⁷⁰ کہتے ہیں۔ شکل ب کے درمیان لکیر لگا کر اسی کو آپس میں جڑے pnp اور nnp ٹرانزسٹر دکھایا گیا ہے جس سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔ قابو ریکٹیفائر کے عموماً تین سرے باہر مہیا کئے جاتے ہیں جنہیں ہم مثبت سورا⁷¹، منفی سورا⁷² اور گیٹ⁷³ کہیں گے۔ گیٹ عموماً nnp کا بیس ہوتا ہے۔ قابو ریکٹیفائر کی علامت شکل ت میں دکھائی گئی ہے۔

قabo ریکٹیفائر کی کارکردگی باآسانی شکل پ کی مدد سے سمجھی جاسکتی ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر منقطع ہیں۔ بیرونی مداخلت کے بغیر دونوں منقطع ہی رہیں گے۔ اب تصور کریں کہ گیٹ پر باہر سے برقی رو I_G فراہم کی جاتی ہے۔ یوں Q_1 چالو ہو کر $I_{C2} = \beta_1 I_G$ خارج کرے گا جو کہ Q_2 کے بیس کی برقی رو ہے اور یوں Q_2 بھی چالو ہو کر $\beta_2 I_{B2}$ خارج کرے گا جو Q_1 کو برقرار چالو رکھے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر اب I_G کو صفر بھی کر دیا جائے تو قابو ریکٹیفائر چالو ہی رہے گا۔ حقیقت میں دیکھا گیا ہے کہ I_G منفی کرنے سے بھی قابو ریکٹیفائر منقطع نہیں ہوتا۔ قابو ریکٹیفائر کو بغیر I_G کے چالو رکھنے کی خاطر ضروری ہے کہ اس میں کم از کم برقی رو گزر رہی ہو۔ اس برقی رو کو ہم برقی رو چالو رکھنے کی حد⁷⁴ کہیں گے۔

چالو قابو ریکٹیفائر کو منقطع کرنے کا ایک ہی طریقہ ہے۔ اس سے گزرتے ہوئے برقی رو کو کچھ دورانیے کے لئے تقریباً صفر کرنا ہو گا۔ حقیقت میں اگر اس سے گزرتی برقی رو کو ایک مخصوص حد I_{H1} سے کم کر دی جائے تو

scr, thyristor⁷⁰
anode⁷¹
cathode⁷²
gate⁷³
latching current⁷⁴

قabo ریکٹیفائر منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے۔ اس حد کو ہم قابو ریکٹیفائر کی برقی رو منقطع کرنے کی حد⁷⁵ کہیں گے۔

چالو ہونے کے بعد قابو ریکٹیفائر بالکل ایک سادہ ڈایوڈ کی طرح کام کرتے ہوئے گزرتی برقی رو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دیتا ہے۔

قabo ریکٹیفائر بغیر I_G کے بھی کئی طریقوں سے چالو کیا جا سکتا ہے۔ اگر اس پر لاگو برقی دباؤ قابل برداشت حد سے تجاوز کر جائے تو یہ چالو ہو جاتا ہے۔ اسی طرح درجہ حرارت بڑھانے سے ٹرانزسٹر کی الٹی جانب رستا برقی رو بڑھتی ہے جس سے یہ چالو ہو سکتا ہے۔

جہاں قوی ٹرانزسٹر صرف چند ایمپیر برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے وہاں قابو ریکٹیفائر کئی ہزار ایمپیر قابو کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے اور یہ کئی سیکڑوں وولٹ کے برقی دباؤ کو برداشت کر سکتا ہے۔ اس وقت ٹرانزسٹر پر مینی انورٹر⁷⁶ تقریباً 100 kW تک دستیاب ہیں جبکہ قابو ریکٹیفائر پر مینی 10 MW طاقت کے انورٹر لوہے کی بھٹیوں میں عام استعمال ہوتے ہیں۔

holding current⁷⁵
inverter⁷⁶

$$i_C = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}$$

$$I_C = \alpha I_E$$

$$I_E = I_B + I_C$$

$$i_c = \beta i_b$$

$$i_e = (\beta + 1) i_b$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CE, \text{نقطه ثرائز ستر}} = 0.2 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_Q = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$r_o = \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_Q = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

$$R_E = \frac{10R_B}{\beta + 1}$$

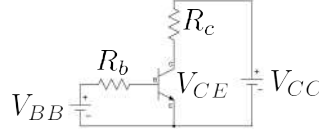
$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B \ll (\beta + 1) R_E$$

$$S_{V_{BE}} \approx -\frac{1}{R_E}$$

$$S_{\beta} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[\frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right]$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{یکہتی} + R_{تی}}$$

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\alpha \left(\frac{\text{کلکٹر پر کل مزاحمت}}{\text{ایمٹر پر کل مزاحمت}} \right)$$



شکل 3.138: ٹرانزسٹر کا ایک سہتی دور

سوالات

مندرجہ ذیل سوالات میں $I_C = I_E$ تصور کرتے ہوئے حل کریں۔

سوال 3.1: شکل 3.138 میں

$$V_{CC} = 10\text{ V} \quad V_{BB} = 2.5\text{ V} \quad \beta = 99$$

$$R_b = 147\text{ k}\Omega \quad R_c = 4\text{ k}\Omega$$

لیتے ہوئے I_C ، I_B اور V_{CE} حاصل کریں۔

جوابات: $I_C = 1.2245\text{ mA}$ ، $I_B = 12.245\text{ }\mu\text{A}$ اور $V_{CE} = 5.1\text{ V}$

سوال 3.2: سوال 3.1 میں $R_c = 8\text{ k}\Omega$ کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

جوابات: $I_C = 1.2245\text{ mA}$ ، $I_B = 12.245\text{ }\mu\text{A}$ اور $V_{CE} = 0.2\text{ V}$

سوال 3.3: سوال 3.1 میں $R_c = 12\text{ k}\Omega$ کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

جوابات: $I_C = 0.8166\text{ mA}$ ، $I_B = 12.245\text{ }\mu\text{A}$ اور $V_{CE} = 0.2\text{ V}$

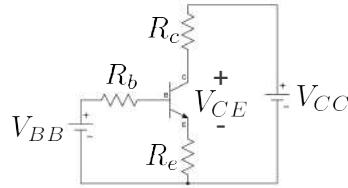
سوال 3.4: شکل 3.138 میں

$$V_{CC} = 20\text{ V} \quad \beta = 99$$

$$R_b = 100\text{ k}\Omega \quad R_c = 9\text{ k}\Omega$$

ہیں۔ V_{BB} کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

جواب: $V_{BB} = 2.9\text{ V}$ ، $I_B = 22\text{ }\mu\text{A}$ ، $I_C = 2.2\text{ mA}$ ، $V_{CE} = 0.2\text{ V}$



شکل 3.139:

سوال 3.5: سوال 3.4 میں V_{BB} کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر $V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$ ہو گا۔

جواب: $V_{BB} = 1.811 \text{ V}$ ، $I_B = 11.11 \mu\text{A}$ ، $I_C = 1.111 \text{ mA}$

سوال 3.6: شکل 3.139 میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V} \quad V_{BB} = 3.5 \text{ V} \quad \beta = 99$$

$$R_b = 14.7 \text{ k}\Omega \quad R_c = 4 \text{ k}\Omega \quad R_e = 1.47 \text{ k}\Omega$$

لیتے ہوئے V_{CE} اور I_B ، I_C حاصل کریں۔

جوابات: $V_{CE} = 5.528 \text{ V}$ اور $I_B = 17.49 \mu\text{A}$ ، $I_C = 1.73 \text{ mA}$

سوال 3.7: سوال 3.6 میں $V_{BB} = 6 \text{ V}$ کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

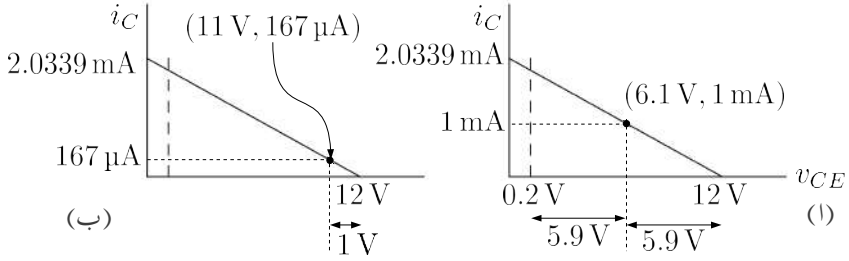
جوابات: ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہے۔ $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$ اور $I_B = 84.03 \mu\text{A}$ ، $I_C = 2.681 \text{ mA}$

سوال 3.8: سوال 3.7 میں ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہے۔ اس صورت میں ٹرانزسٹر کا β کیا ہے۔

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = 31.9 \quad \text{جواب:}$$

سوال 3.9: شکل 3.138 میں $\beta = 37$ ، $V_{CC} = 12 \text{ V}$ اور $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ رکھنے کی خاطر درکار R_B اور V_{BB} حاصل کریں۔

جوابات: $I_B = 49.14 \mu\text{A}$ ، $I_C = 1.8182 \text{ mA}$ ہیں۔ R_B اور V_{BB} کو $V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B$ سے حاصل کیا جا سکتا ہے۔ البتہ اس مساوات میں دو نا معلوم جزو ہیں۔ دو نا معلوم اجزاء حاصل کرنے کی خاطر دو مساوات درکار ہوتے ہیں۔ اس طرح کے مسائل سے انجینیئر کا عموماً واسطہ پڑتا ہے۔ انجینیئر کی صلاحیت یہاں کام آتی



شکل 3.140:

ہے۔ موجودہ مسئلہ میں اگر V_{BB} اور R_B میں سے کسی ایک کی قیمت چن لی جائے دو دوسرے کی قیمت اس مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ یوں $V_{BB} = 6V$ چنے سے $R_B = 107.86 k\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

سوال 3.10: شکل 3.139 میں $\beta = 37$ ، $V_{CC} = 12V$ اور $R_C = 3.3 k\Omega$ ہیں۔ $V_{CE} = 6V$ اور $I_C = 1 mA$ رکھنے کی خاطر بقایا اجزاء حاصل کریں۔

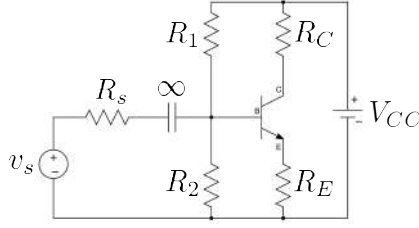
جوابات: $R_E = 2.7 k\Omega$ ، $R_B = 10.26 k\Omega$ اور $V_{BB} = 3.67 V$

سوال 3.11: شکل 3.139 میں $\beta = 37$ اور $V_{CC} = 12V$ ہیں۔ خارجی اشارے کا چیط زیادہ سے زیادہ رکھنے کی خاطر خط بوجھ کھینچیں اور اس سے V_{CEQ} حاصل کریں۔ بقایا تمام اجزاء بھی حاصل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے $R_C = 10R_E$ اور $I_C = 1 mA$ رکھیں۔

جوابات: خط بوجھ کو شکل 3.140 الف میں دکھایا گیا ہے جس سے $V_{CEQ} = 6.1V$ حاصل ہوتا ہے۔
 $V_{BB} = 1.29 V$ ، $R_B = 2.04 k\Omega$ ، $R_C = 5.36 k\Omega$ ، $R_E = 536 \Omega$

سوال 3.12: شکل 3.139 میں خارجی اشارے کا چیط $\pm 1V$ متوقع ہے۔ دور کو نو وولٹ کے بیٹری سے V_{CC} مہیا کیا جاتا ہے۔ بیٹری کو زیادہ دیر کارآمد رکھنے کی خاطر اس سے حاصل کی سستی برقی رو کم سے کم رکھا جاتا ہے۔ سوال 3.11 میں حاصل کئے گئے R_E اور R_C استعمال کرتے ہوئے خط بوجھ سے V_{CEQ} اور I_{CQ} کا تعین کر کے V_{BB} حاصل کریں۔

جوابات: خط بوجھ کو شکل 3.140 ب میں دکھایا گیا ہے جس سے $V_{CEQ} = 11V$ اور $I_C = 167 \mu A$ حاصل ہوتے ہیں۔ یوں $V_{BB} = 0.798 V$ حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.141:

سوال 3.13: سوال 3.12 میں R_E کی قیمت R_C سے بہت کم رکھی گئی جس کی وجہ سے V_{BB} کی قیمت بھی بہت کم حاصل ہوئی۔ دیکھتے ہیں کہ V_{BB} کی قیمت کم ہونے سے کیا مسئلہ پیدا ہوتا ہے۔ سوال 3.12 کے دور میں اگر حقیقت میں $V_{BE} = 0.7V$ کے بجائے $0.65V$ ہو تب I_C کیا ہوگی۔

جواب: $I_C = 251 \mu A$ - آپ دیکھ سکتے ہیں کہ V_{BE} میں ذرہ سی تبدیلی سے برقی رو پچاس فی صد بڑھ گئی ہے جبکہ ہم چاہتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے خصوصیات تبدیل ہونے سے برقی رو میں کم سے کم تبدیلی رونما ہو۔

سوال 3.14: شکل 3.139 میں $V_{CC} = 21V$ ، $I_C = 1mA$ اور $V_{CE} = 5V$ حاصل کرنی ہے۔ R_C اور R_E کو برابر رکھتے ہوئے R_B کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے β کی قیمت 49 تا 149 تبدیل ہونے کے باوجود I_C میں کل دس فی صد سے زیادہ تبدیلی رونما نہ ہو۔ V_{BB} بھی حاصل کریں۔

جوابات: $R_E = R_C = 8k\Omega$ ہیں۔ درکار ہے لہذا $\beta = 49$ پر برقی رو 5% کم یعنی $0.95mA$ جبکہ $\beta = 149$ پر برقی رو 5% زیادہ یعنی $1.05mA$ تصور کرتے ہوئے $R_B = 66.66k\Omega$ ، $V_{BB} = 9.566k\Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 3.15: سوال 3.14 کے نتائج حاصل کرنے کی خاطر شکل 3.141 میں R_1 اور R_2 حاصل کریں۔

جوابات: $R_2 = 328k\Omega$ ، $R_1 = 83k\Omega$

سوال 3.16: شکل 3.141 میں

$R_C = 500\Omega$ ، $R_E = 100\Omega$ ، $R_1 = 15k\Omega$ ، $R_2 = 4k\Omega$ ، $V_{CC} = 10V$

جبکہ $\beta = 100$ ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔ اس دور میں کم β کا ٹرانزسٹر استعمال کرنا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے برقی رو میں دس فی صد تک کی تبدیلی قابل قبول ہے۔ نئے ٹرانزسٹر کے کم سے کم قابل قبول β کی قیمت حاصل کریں۔

جوابات: $\beta = 68$ ، 3.57 V ، 10.7 mA

سوال 3.17: سوال 3.16 کے تمام مزاحمت اور ٹرانزسٹر کے بیس۔ کلکٹر جوڑ پر برقی طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔

جوابات: $I_C = I_E = 10.7 \text{ mA}$ لیتے ہوئے $P_{RC} = 11.4 \text{ mW}$ اور $P_{RE} = 57 \text{ mW}$ حاصل ہوتا ہے۔ $V_E = I_E R_E = 1.07 \text{ V}$ اور یوں $V_B = 1.77 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $P_{R2} = \frac{V_B^2}{R_2}$ سے $P_{R1} = 4.5 \text{ mW}$ اور 0.78 mW

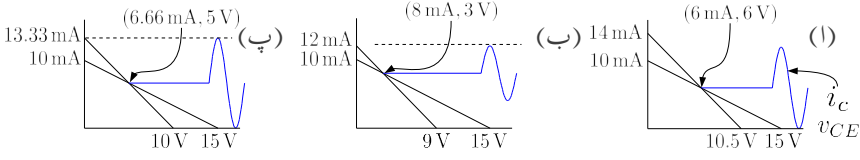
سوال 3.18: شکل 3.141 میں R_E کے متوازی لامحدود قیمت کا کپیسٹر نسب کیا جاتا ہے۔ $R_C = 750 \Omega$ ، $R_E = 750 \Omega$ ، $\beta = 37$ ، جبکہ $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ہیں۔

- $I_{CQ} = 6 \text{ mA}$ کی خاطر R_1 اور R_2 حاصل کریں۔
- یک سمتی اور بدلتی رو خط بوجھ کھینچیں اور ان پر تمام اہم نقطیں ظاہر کریں۔
- غیر افراطی V_{CE} کو نظر انداز کرتے ہوئے، حاصل قیمتوں کے استعمال سے خارجی اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹہ کیا ہو گا۔

جوابات:

$R_2 = 4572 \Omega$ اور $R_1 = 7566 \Omega$ ، $V_{BB} = 5.65 \text{ V}$ •

- شکل 3.142 الف میں یک سمتی اور بدلتی رو، خط بوجھ دکھائے گئے ہیں۔ بدلتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان $-\frac{1}{750}$ ہے اور یہ یک سمتی رو، خط بوجھ کو نقطہ کارکردگی پر ٹکراتا ہے۔
- شکل سے i_c کا جیٹہ 6 mA تک ممکن ہے۔ i_c کی منفی چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔



شکل 3.142:

سوال 3.19: سوال 3.18 میں $I_{CQ} = 9 \text{ mA}$ رکھتے ہوئے i_c کا زیادہ سے زیادہ جیٹہ کیا ممکن ہے۔

حل: شکل 3.142 ب میں یک سمتی اور بدلتی رو خطوط دکھائے گئے ہیں جہاں سے i_c کا زیادہ سے زیادہ جیٹہ 4 mA تک ممکن ہے۔ i_c کی مثبت چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔

سوال 3.20: سوال 3.18 میں نقطہ کارکردگی کس مقام پر رکھنے سے i_c کا جیٹہ زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ اس جیٹے کی قیمت حاصل کریں۔

حل: $(I_{CQ} = 6.66 \text{ mA}, 5 \text{ V})$ درکار نقطہ کارکردگی ہے۔ جیسے شکل 3.142 پ میں دکھایا گیا ہے i_c کا زیادہ سے زیادہ جیٹہ 6.66 mA ہو گا۔ i_c کا جیٹہ مزید بڑھانے سے دونوں جانب تراشا جائے گا۔

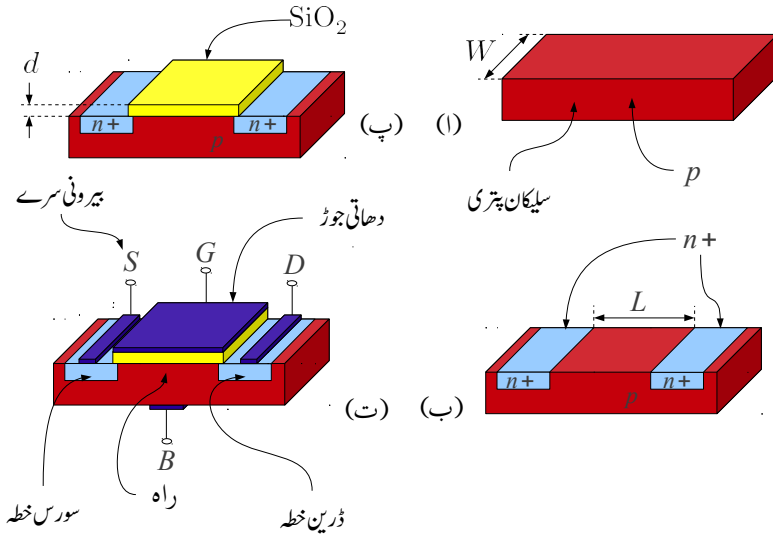
الباب 4

میدانی ٹرانزسٹر

دو جوڑ ٹرانزسٹر کی طرح میدانی ٹرانزسٹر یا فیٹ FET بھی اپنے دو سروں کے مابین برقی رو کا گزر قابو کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ یوں انہیں بطور امپلیفائر یا برقی سوئچ استعمال کیا جا سکتا ہے۔ میدانی ٹرانزسٹر کے دو سروں کے مابین برقی میدان کی شدت¹ اس میں برقی رو کے گزر کو قابو کرتا ہے۔ اسی سے اس کا نام میدانی ٹرانزسٹر نکلا ہے۔ میدانی ٹرانزسٹر n یا p قسم کا بنانا ممکن ہوتا ہے۔ n قسم فیٹ میں برقی رو کا گزر بذریعہ منفی برقی بار² جبکہ p قسم کے فیٹ میں بذریعہ مثبت برقی بار ہوتا ہے۔

میدانی ٹرانزسٹر کے کئی اقسام ہیں جن میں ماسفیٹ MOSFET سب سے زیادہ مقبول ہے۔ بقایا اقسام کے ٹرانزسٹروں کے نسبت ماسفیٹ کا بنانا نسبتاً آسان ہے۔ مزید یہ کہ ماسفیٹ کم رقبہ پر بنتا ہے اور یوں انہیں استعمال کرتے ہوئے سیلیکان کی پتہری پر زیادہ گھنے ادوار بنانا ممکن ہوتا ہے۔ مخلوط عددی ادوار صرف ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے تخلیق دینا ممکن ہے یعنی ایسے ادوار مزاحمت یا ڈیوڈ کے استعمال کے بغیر بنائے جا سکتے ہیں۔ انہیں وجوہات کی بنا پر جدید عددی مخلوط ادوار³ مثلاً مائیکرو پروسیسر⁴ اور حافظہ⁵ ماسفیٹ سے ہی تخلیق دئے جاتے ہیں۔ اس باب میں ماسفیٹ MOSFET پر بالخصوص اور جوڑ دار فیٹ JFET پر بالعموم غور کیا جائے گا۔

electric field intensity¹
charge²
digital integrated circuits³
microprocessor⁴
memory⁵

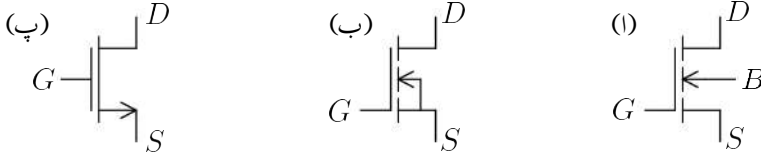


شکل 4.1: n ماسفیٹ کی ساخت

4.1 n ماسفیٹ کی ساخت (بڑھاتا n ماسفیٹ)

شکل 4.1 میں n ماسفیٹ بنتے ہوئے دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں وضاحت کی غرض سے ماسفیٹ کے مختلف حصے بڑھا چڑھا کر دکھائے گئے ہیں جن کا ماسفیٹ کے حقیقی جسامت سے کوئی تعلق نہیں۔ اگرچہ شکل میں سیلیکان کی پتری کی موٹائی کو کم دکھایا گیا ہے حقیقت میں یہ ماسفیٹ کے جسامت سے اتنی موٹی ہوتی ہے کہ اس کے موٹائی کو ماسفیٹ کی جسامت کے لحاظ سے لامحدود تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 4.1 الف میں مثبت یعنی p قسم کے سیلیکان⁶ کی پتری جس کی چوڑائی W ہے سے شروع کیا گیا ہے۔ سیلیکان پتری کی موٹائی ماسفیٹ کے وجود سے بہت زیادہ ہوتی ہے لہذا سیلیکان پتری کی موٹائی کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس پتری میں دو جگہ دوری جدول⁷ کے پانچویں گروہ، یعنی n قسم کے ایٹموں کے نفوذ سے ملاوٹ کر کے n+ خطے بنائے گئے ہیں۔ ان خطوں میں n ایٹموں کی عددی کثافت عام حالات سے کئی زیادہ رکھی جاتی ہے۔ اسی لئے انہیں n کے بجائے n+ خطے کہا گیا ہے۔ ان دو n+ خطوں کے مابین فاصلہ L ہے۔ شکل پ میں p قسم کی سیلیکان کی پتری

silicon⁶
periodic table⁷



شکل 4.2: n بڑھاتا ماسفیٹ کی مختلف علامتیں

کے اوپر، دو $n+$ خطوں کے مابین SiO_2 اگایا جاتا ہے۔ SiO_2 انتہائی بہتر غیر موصل ہے۔ اگائے گئے SiO_2 کی موٹائی d ہے۔ شکل ت میں $n+$ خطوں کے علاوہ SiO_2 کے اوپر اور سیلیکان پتہ کے نچلے سطح پر برقی جوڑ بنانے کی غرض سے دھات جوڑا گیا ہے۔ ان چاروں دھاتی سطحوں کے ساتھ برقی تار جوڑ کر انہیں بطور ماسفیٹ کے بیرونی سروں کے استعمال کیا جاتا ہے۔ ان بیرونی برقی سروں کو سورس، گیٹ⁸، ڈرین اور بدن⁹ کہا جائے گا اور انہیں S، G، D اور B سے پہچانا جاتا ہے۔ شکل 4.2 میں ماسفیٹ کی مختلف علامتیں دکھائی گئی ہیں۔ عموماً بدن¹⁰ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر باہر ان دونوں کے لئے ایک ہی سرا نکالا جاتا ہے جسے سورس تصور کیا جاتا ہے۔ ایسی صورت میں ماسفیٹ کے تین سرے پائے جائیں گے۔ شکل پ میں اسی کی علامت دکھائی گئی ہے جہاں تیر کا نشان ماسفیٹ میں سے گزرتے برقی رو کی صحیح سمت دکھاتا ہے۔ اس کتاب میں عموماً ماسفیٹ کو تین سروں کا ہی تصور کیا گیا ہے۔

بدن اور ڈرین pn ڈایوڈ بناتے ہیں۔ اسی طرح بدن اور سورس بھی pn ڈایوڈ بناتے ہیں۔ بدن اور سورس کو ایک ساتھ جوڑنے سے بدن اور سورس کے درمیان ڈایوڈ قصر دور ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ بدن اور ڈرین کے درمیان ڈایوڈ سورس اور ڈرین کے درمیان جڑ جاتا ہے۔ شکل 4.2 پ میں اگرچہ سورس سے ڈرین ڈایوڈ نہیں دکھایا گیا لیکن یہ یاد رکھنا ضروری ہے کہ ایسا ڈایوڈ پایا جاتا ہے۔ اسے عموماً استعمال بھی کیا جاتا ہے۔

جیسا کہ آپ دیکھیں گے گیٹ اور سورس سروں کے مابین برقی دباؤ کی شدت¹¹ کے ذریعہ سیلیکان کی پتہ میں، گیٹ کے نیچے، سورس اور ڈرین خطوں کے مابین برقی رو کے لئے راہ¹² پیدا کی جاتی ہے۔ اس راہ کے مقام کو شکل ت میں دکھایا گیا ہے۔ سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ لاگو کرنے سے اس راہ میں برقی رو کا گزر

gate⁸body¹⁰

¹¹MOSFET نام کے پہلے تین مختلف یعنی MOS اس کی ساخت یعنی MetalOxideSemiconductor سے حاصل کئے گئے ہیں جبکہ بتایا مختلف یعنی FET برقی دباؤ کی شدت سے پلے کے عمل یعنی FieldEffectTransistor سے لئے گئے ہیں۔

channel¹²

ہوتا ہے۔ جیسا کہ شکل سے واضح ہے اس راہ کی لمبائی L اور چوڑائی W ہوگی۔ راہ کی لمبائی عموماً $1 \mu\text{m}$ تا $10 \mu\text{m}$ جبکہ اس کی چوڑائی $2 \mu\text{m}$ تا $500 \mu\text{m}$ ہوتی ہے۔

دو جوڑ ٹرانزسٹر میں بیس پر لاگو برقی رو کی مدد سے ٹرانزسٹر میں برقی رو I_C کو قابو کیا جاتا ہے جہاں بیس میں برقی رو درکار ہوتی ہے۔ اس کے برعکس ماسفیٹ کے گیٹ اور بقایا حصوں کے درمیان غیر موصل SiO_2 پایا جاتا ہے جس میں برقی رو کا گزر تقریباً ناممکن ہوتا ہے۔ حقیقت میں گیٹ میں یک سمتی برقی رو کی مقدار 10^{-15} ایمپیر کے لگ بھگ ہوتی ہے جو ایک قابل نظر انداز مقدار ہے۔

دو جوڑ ٹرانزسٹر کے برعکس میدانی ٹرانزسٹروں میں دونوں $n+$ خطے بالکل یکساں ہوتے ہیں اور ان میں کسی ایک کو بطور سورس اور دوسرے کو ڈرین خطہ استعمال کیا جا سکتا ہے۔

اگرچہ موجودہ کئی اقسام کے میدانی ٹرانزسٹروں کے ساخت مندرجہ بالا بتلائے ساخت سے مختلف ہوتے ہیں (جیسے ان میں عموماً دھات کے بجائے دیگر مصنوعی اجزاء استعمال کئے جاتے ہیں) ہم پھر بھی انہیں ماسفیٹ پکاریں گے۔

4.2 n ماسفیٹ کی بنیادی کارکردگی

4.2.1 گیٹ پر برقی دباؤ کی عدم موجودگی

n ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں منفی ماسفیٹ بھی کہیں گے، کے گیٹ پر برقی دباؤ لاگو کئے بغیر اسے دو آپس میں الٹے جڑے ڈایوڈ تصور کیا جا سکتا ہے جہاں p سلیکان پتزی (بدن) اور $n+$ سورس پہلا ڈایوڈ اور اسی طرح p سلیکان پتزی (بدن) اور $n+$ ڈرین دوسرا ڈایوڈ ہے۔ یہ دو الٹے جڑے ڈایوڈ ڈرین اور سورس سروں کے مابین برقی رو کے گزر کو ناممکن بناتے ہیں۔ اس صورت میں ان دو سروں کے مابین نہایت زیادہ مزاحمت (تقریباً $10^{12} \Omega$) پائی جاتی ہے۔

شکل 4.3 الف میں ماسفیٹ کا گیٹ آزاد رکھ کر اس کے سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ v_{DS} لاگو کیا گیا ہے۔ مزید یہ کہ ان کے بدن اور ڈرین دونوں سروں کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ v_{DS} لاگو کرنے سے ڈرین-بدن جوڑ پر ویران خطہ بڑھ جاتا ہے اور اس برقی دباؤ کو روکے رکھتا ہے۔

4.2.2 گیٹ کے ذریعہ برقی رو کے لئے راہ کی تیاری

شکل 4.3 ب میں بدن اور سورس کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ پر برقی دباؤ v_{GS} مہیا کیا گیا ہے۔ گیٹ پر مثبت برقی دباؤ p قسم کی سیلیکان پتہری میں آزاد خول کو دور دھکیلتا ہے جبکہ یہاں موجود آزاد اقلیتی الیکٹران کو گیٹ کی جانب کھینچتا ہے۔ مزید یہ کہ اس برقی دباؤ کی وجہ سے دونوں $n+$ خطوں میں موجود (ضرورت سے زیادہ تعداد میں) آزاد الیکٹرانوں کو بھی گیٹ کے نیچے کھینچا جاتا ہے۔ اگر گیٹ پر مثبت برقی دباؤ بتدریج بڑھایا جائے تو گیٹ کے نیچے p سیلیکان میں الیکٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے اور آخر کار الیکٹرانوں کی تعداد خولوں کی تعداد سے بھی زیادہ ہو جاتی ہے۔ اس عمل سے p خطہ الٹا ہو کر n خطہ بن جاتا ہے۔ ایک قسم کے سیلیکان سے زبردستی دوسری قسم کی سیلیکان بنانے کے عمل کو الٹا کرنا¹³ کہتے ہیں اور ایسے الٹا کئے گئے خطے کو الٹا خطہ¹⁴ کہا جاتا ہے۔ گیٹ پر برقی دباؤ بڑھانے سے گیٹ کے نیچے الٹا خطہ بھی بڑھتا ہے اور آخر کار یہ سورس سے ڈرین تک پہنچ جاتا ہے۔ یوں سورس سے ڈرین تک n قسم کی راہ وجود میں آتی ہے۔ جیسے ہی سورس اور ڈرین خطوں کے مابین راہ پیدا ہوتا ہے ان خطوں کے مابین برقی رو کا گزر ممکن ہو جاتا ہے۔ جس برقی دباؤ پر ایسا ہو جائے اس کو ڈبلین برقی دباؤ¹⁵ V_t کہتے ہیں۔ شکل ب میں یوں پیدا کیا گیا راہ دکھایا گیا ہے۔ حقیقت میں V_t سے ذرا سی زیادہ برقی دباؤ پر برقی رو کا گزر ممکن ہوتا ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ گیٹ پر V_t یا اس سے کم برقی دباؤ کی صورت میں ٹرانزسٹر غیر چالو یا منقطع رہتا ہے جبکہ گیٹ پر V_t سے زیادہ برقی دباؤ کی صورت میں ٹرانزسٹر چالو یا غیر منقطع رہتا ہے یعنی

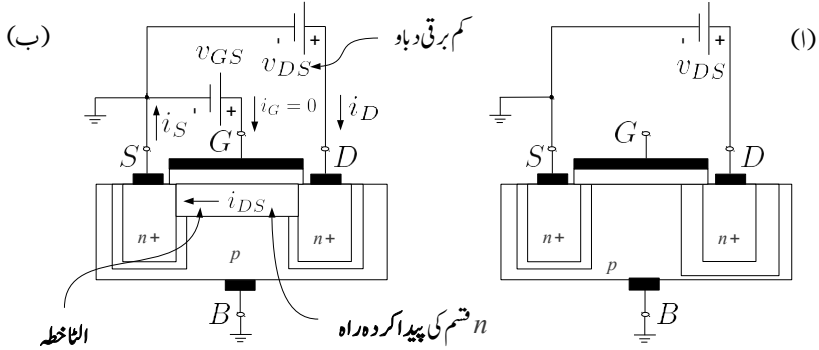
$$(4.1) \quad \begin{aligned} v_{GS} &\leq V_t && \text{منقطع} \\ v_{GS} &> V_t && \text{چالو یا غیر منقطع} \end{aligned}$$

یوں $v_{GS} = V_t$ کو ڈبلین تصور کیا جاسکتا ہے جس کی ایک جانب ماسفیٹ چالو جبکہ اس کی دوسری جانب ماسفیٹ منقطع رہتا ہے۔ چالو ماسفیٹ کے ڈرین اور سورس سروں کے مابین برقی دباؤ v_{DS} لاگو کرنے سے پیدا کردہ راہ میں برقی رو i_{DS} گزرے گی۔ چونکہ گیٹ کی برقی رو کی قیمت صفر ہے لہذا ڈرین سرے پر برقی رو i_D اور سورس سرے پر برقی رو i_S کی قیمتیں برابر ہوں گی یعنی

$$(4.2) \quad \begin{aligned} i_G &= 0 \\ i_D &= i_S = i_{DS} \end{aligned}$$

دھیان رہے کہ p قسم کی سیلیکان پتہری پر n قسم کا راہ پیدا ہوتا ہے اور ایسے ٹرانزسٹر کا پورا نام n ماسفیٹ nMOSFET ہے جہاں n اس پیدا کردہ راہ کے قسم کو بتلاتا ہے۔ n راہ میں برقی رو کا وجود الیکٹرانوں کے

¹³ inversion
¹⁴ inversion layer
¹⁵ threshold voltage



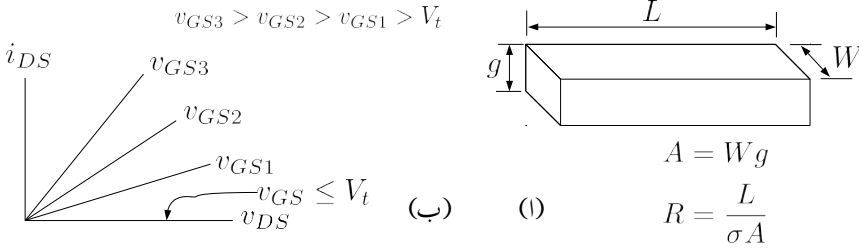
شکل 4.3: برقی راہ کا وجود پیدا ہونا

حرکت کی بدولت ہے جو سورس سے راہ میں داخل ہو کر ڈرین تک سفر کرتے ہیں۔ اس کو یوں بھی کہا جاسکتا ہے کہ الیکٹران سورس سے راہ میں خارج ہوتے ہیں اور ڈرین پر راہ سے حاصل کئے جاتے ہیں۔ اسی سے ماسفیٹ کے ان دو خطوں کے نام سورس¹⁶ اور ڈرین¹⁷ نکلے¹⁸ ہیں۔ جیسے آپ آگے دیکھیں گے، ماسفیٹ کے گیٹ کی مدد سے ماسفیٹ میں برقی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ اسی سے گیٹ کا نام نکلا ہے۔ جیسا کہ اوپر ذکر ہوا، v_{DS} لاگو کئے بغیر V_t یا اس سے زیادہ v_{GS} لاگو کرنے سے n قسم کا راہ پیدا ہوتا ہے۔ اس پیدا کردہ راہ کو شکل 4.4 الف میں دکھایا گیا ہے۔ گیٹ پر لاگو برقی دباؤ کو V_t سے مزید بڑھانے سے گیٹ کے نیچے الیکٹرانوں کی تعداد مزید بڑھتی ہے اور یوں پیدا کردہ راہ کی گہرائی g بڑھتی ہے۔ یوں اس قسم کے ماسفیٹ کو n بڑھاتا ماسفیٹ¹⁹ کہتے ہیں۔ شکل الف میں پیدا کردہ راہ اور اس کی مزاحمت R دکھائی گئی ہے جہاں n قسم کے راہ کے موصلیت کا مستقل²⁰ σ ہے۔ گیٹ پر v_{GS1} برقی دباؤ (جہاں V_{GS1} کی قیمت V_t سے زیادہ ہے) سے پیدا کردہ راہ کو مزاحمت R تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اس پر لمبائی کی جانب تھوڑا سا برقی دباؤ v_{DS} لاگو کرنے سے اس میں برقی رو i_{DS} گزرے گی۔ شکل 4.4 ب میں انہیں گراف کیا گیا ہے جہاں خط کے قریب لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ راہ کو V_{GS1} برقی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ گیٹ پر برقی دباؤ V_{GS} بڑھانے سے پیدا کردہ راہ کی گہرائی g بڑھتی ہے جس سے اس کی مزاحمت R کم ہوتی ہے اور یوں $v_{DS} - i_{DS}$ کے گراف کا ڈھلوان بڑھتا ہے۔ اس حقیقت کو شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں گیٹ پر نسبتاً زیادہ برقی دباؤ یعنی v_{GS2} لاگو

source¹⁶drain¹⁷

جس مقام سے کوئی چیز خارج ہو، اس کو انگریزی میں سورس کہتے ہیں اور جہاں سے نکالی ہو اس کو ڈرین کہتے ہیں۔

enhancement nMOSFET¹⁹conductivity²⁰



شکل 4.4: پیدا کردہ راہ کی مزاحمت

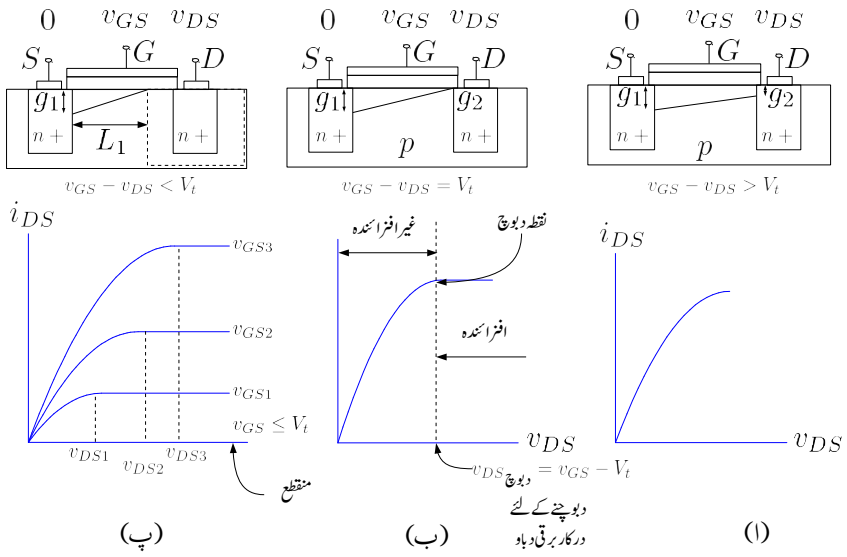
کرتے ہوئے $v_{DS} - i_{DS}$ کا خط گراف کیا گیا ہے۔ اسی طرح گیٹ پر برقی دباؤ کو مزید بڑھا کر v_{GS3} کرتے ہوئے بھی $v_{DS} - i_{DS}$ کا خط گراف کیا گیا ہے۔

سورس خطے کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ پر لاگو برقی دباؤ جیسے ہی V_t سے تجاوز کر جائے، سورس اور ڈرین خطوں کے درمیان راہ پیدا ہو جاتی ہے۔ یوں پیدا کردہ راہ کی گہرائی g گیٹ پر V_t سے اضافی برقی دباؤ ($v_{GS} - V_t$) پر منحصر ہوتی ہے۔

یاد رہے کہ گیٹ کے نیچے کسی بھی نقطے پر p قسم سیلیکان کی پتہری میں n قسم کی راہ پیدا کرنے کی خاطر یہ ضروری ہے کہ اس نقطے پر گیٹ اور سیلیکان کی پتہری کے مابین کم از کم V_t برقی دباؤ پایا جائے۔ اگر گیٹ اور سیلیکان پتہری کے مابین V_t برقی دباؤ پایا جائے تو پیدا کردہ راہ کی گہرائی لامحدود کم ہوگی۔ پیدا کردہ راہ کی گہرائی گیٹ اور سیلیکان پتہری کے مابین V_t سے اضافی برقی دباؤ پر منحصر ہے۔

شکل 4.5 الف میں سورس خطے برقی زمین یعنی صفر وولٹ پر ہے جبکہ گیٹ پر v_{GS} برقی دباؤ ہے۔ یوں یہاں گیٹ اور سیلیکان پتہری کے مابین ($v_{GS} - 0 = v_{GS}$) برقی دباؤ پایا جاتا ہے اور پیدا کردہ راہ کی گہرائی اضافی برقی دباؤ یعنی ($v_{GS} - V_t$) پر منحصر ہوگی جسے شکل میں g_1 کہا گیا ہے۔ اسی شکل میں ڈرین خطے v_{DS} وولٹ پر ہے اور یوں یہاں پیدا کردہ راہ کی گہرائی ($v_{GS} - v_{DS} - V_t$) کے اضافی برقی دباؤ پر منحصر ہوگی جسے شکل میں g_2 کہا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ g_2 کی مقدار g_1 سے کم ہے۔ یوں پیدا کردہ راہ تکونی شکل اختیار کر لے گا۔ v_{DS} کی مقدار صفر ہونے کی صورت میں g_1 اور g_2 برابر ہوتے ہیں اور پیدا کردہ راہ کی مزاحمت یعنی چالو ماسفیٹ کی مزاحمت

$$(4.3) \quad \text{مزاحمت} = \frac{\text{لمبائی}}{\text{رقبہ} \times \text{موصلیت کا مستقل}} = \frac{L}{\sigma W g}$$



شکل 4.5: پیدا کردہ راہ کی گہرائی اور n بڑھاتے ماسفیٹ کے خط

کے برابر ہوتی ہے۔ v_{DS} کی مقدار صفر وولٹ سے بڑھانے سے g_2 کم ہوتا ہے اور پیدا کردہ راہ کی مزاحمت بڑھتی ہے جس سے $v_{DS} - i_{DS}$ خط کی ڈھلوان کم ہوگی۔ شکل الف میں بڑھتے v_{DS} کے ساتھ $v_{DS} - i_{DS}$ خط کی ڈھلوان بتدریج کم ہوتی دکھائی گئی ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_{DS} کو بڑھا کر g_2 کی مقدار صفر کی جاسکتی ہے جیسے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ ہم کہتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ دبوچ²¹ دی گئی ہے۔

سورس خطے کو برقی زمین اور گیٹ کو v_{GS} برقی دباؤ پر رکھتے ہوئے اگر v_{DS} بڑھایا جائے تو ڈرین خطے کے بالکل قریب گیٹ اور سیلیکان پتزی کے مابین $v_{GS} - v_{DS}$ برقی دباؤ پایا جائے گا اور جب تک یہ برقی دباؤ V_t سے زیادہ رہے یہاں n قسم کی راہ برقرار رہے گی۔ اگر $v_{GS} - v_{DS}$ کی قیمت V_t سے کم ہو تب ڈرین کے قریب راہ کا بننا ممکن نہیں ہوگا۔ جب

$$(4.4) \quad v_{GS} - v_{DS} = V_t$$

ہو جائے تو ہم کہتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ دبوچ دی گئی ہے اور جس v_{DS} پر ایسا ہو اسے پیدا کردہ راہ دبوچنے کے لئے درکار برقی دباؤ $V_{DS\text{دبوچ}}$ کہتے ہیں۔ مساوات 4.4 سے

$$(4.5) \quad V_{DS\text{دبوچ}} = v_{GS} - V_t$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.4 میں $v_{GS} = v_G - v_S$ اور $v_{DS} = v_D - v_S$ لکھتے ہوئے

$$(v_G - v_S) - (v_D - v_S) = V_t$$

$$v_G - v_D = V_t$$

حاصل ہوتا ہے جس میں $v_{GD} = v_G - v_D$ لکھ کر

$$(4.6) \quad v_{GD\text{دبوچ}} = V_t$$

لکھا جاسکتا ہے۔

یہاں ایسا محسوس ہوتا ہے کہ پیدا کردہ راہ کی گہرائی صفر ہوتے ہی (یعنی راہ دبوچتے ہی) راہ کی مزاحمت لامحدود ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر میں برقی رو کا گزرنا ناممکن ہو جائے گا۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا۔ جب تک v_{DS} کی قیمت $V_{DS\text{دبوچ}}$ سے کم رہے، اسے بڑھانے سے i_{DS} بتدریج بڑھتا ہے مگر چونکہ v_{DS} بڑھانے سے پیدا

کردہ راہ کی مزاحمت بھی بڑھتی ہے لہذا i_{DS} کے بڑھنے کی شرح بتدریج کم ہوتی ہے۔ v_{DS} دبوچ پر ٹرانزسٹر میں گزرتی برقی رو کی قیمت i_{DS} دبوچ کہلاتی ہے اور اگر v_{DS} کو v_{DS} دبوچ سے بڑھایا جائے تو دیکھا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر سے گزرتی برقی رو مستقل i_{DS} دبوچ کے برابر ہی رہتی ہے اور اس میں کسی قسم کا اضافہ نہیں آتا۔ یہ تمام شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 4.5 ب میں ٹرانزسٹر کے افزائندہ اور غیر افزائندہ خطے بھی دکھائے گئے ہیں۔ یہ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے نوعیت کے ہی ہیں۔ شکل 4.5 پ میں مختلف گیٹ کے برقی دباؤ پر $i_{DS} - v_{DS}$ کے خط کھینچے گئے ہیں اور ان کے نقطہ دبوچ پر برقی دباؤ کو v_{DS1} ، v_{DS2} اور v_{DS3} لکھ کر واضح کیا گیا ہے۔ سورس خطہ برقی زمین پر رکھتے ہوئے اگر گیٹ پر برقی دباؤ V_t سے کم ہو تب راہ وجود میں نہیں آتا اور ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کئے رہتا ہے اور اس میں برقی رو کی قیمت صفر رہتی ہے۔ منقطع صورت بھی اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔

n ماسفیٹ کے ان نتائج کو یہاں ایک جگہ لکھتے ہیں۔

منقطع

$$(4.7) \quad v_{GS} \leq V_t$$

چالو

$$(4.8) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} - v_{DS} \geq V_t & \text{غیر افزائندہ} \\ v_{GS} - v_{DS} = V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GS} - v_{DS} \leq V_t & \text{افزائندہ} \end{array}$$

انہیں مساوات کو یوں

$$(4.9) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{منقطع} \\ v_{DS} \leq v_{GS} - V_t & \text{غیر افزائندہ} \\ v_{DS} = v_{GS} - V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{DS} \geq v_{GS} - V_t & \text{افزائندہ} \end{array}$$

یا یوں

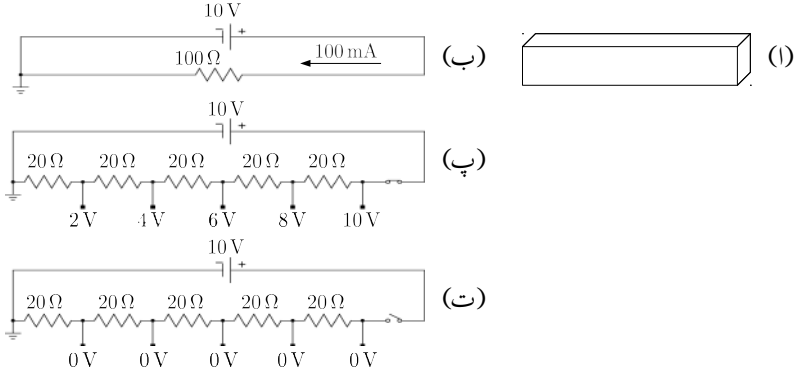
$$(4.10) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{منقطع} \\ v_{GD} \geq V_t & \text{غیر افزائندہ} \\ v_{GD} = V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GD} \leq V_t & \text{افزائندہ} \end{array}$$

بھی لکھا جا سکتا ہے۔ یاد رہے کہ افزائندہ یا غیر افزائندہ خطے ہونے کے لئے لازمی ہے کہ ماسفیٹ چالو (یعنی غیر منقطع) ہو۔ ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں رکھ کر ایمپلیفائر بنایا جاتا ہے۔

مثال 4.1: شکل 4.6 الف میں n ماسفیٹ کے پیدا کردہ راہ کو بطور سو اوہم (100Ω) کے موصل سلارخ دکھایا گیا ہے جس پر لمبائی کے جانب دس وولٹ (10 V) برقی دباؤ لگا دیا گیا ہے۔ مسئلہ کو سادہ رکھنے کی خاطر پیدا کردہ راہ کے ترچھا پن کو نظر انداز کریں۔

1. پیدا کردہ راہ کے مختلف مقامات پر برقی دباؤ حاصل کریں۔
2. اگر $V_t = 3 \text{ V}$ اور $v_{GS} = 15 \text{ V}$ ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہوگا۔
3. اگر $V_t = 3 \text{ V}$ اور $v_{GS} = 11 \text{ V}$ ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہوگا۔

حل:



شکل 4.6: پیدا کردہ راہ میں مختلف مقامات پر برقی دباؤ

1. موصل سلخ کو ایک مزاحمت تصور کیا جا سکتا ہے۔ یوں اس مسئلہ کو شکل ب کے طرز پر پیش کیا جا سکتا ہے جس میں 100 mA برقی رو پیدا ہوگی۔ مزید یہ کہ سو اوہم کے مزاحمت کو کئی مزاحمت سلسلہ وار جڑے تصور کیا جا سکتا ہے۔ شکل پ میں اسے چار عدد $20\ \Omega$ سلسلہ وار جڑے تصور کیا گیا ہے جہاں ہر جوڑ پر برقی دباؤ بھی دکھایا گیا ہے۔

2. چونکہ ڈرین سرے پر

$$v_{GS} - v_{DS} = 15 - 10 = 5 > V_t$$

ہے لہذا یہاں پیدا کردہ راہ وجود میں آئے گا اور ٹرانزسٹر میں برقی رو کا گزر ممکن ہو گا۔

3. چونکہ ڈرین سرے پر

$$v_{GS} - v_{DS} = 11 - 10 = 1 < V_t$$

ہے لہذا پیدا کردہ راہ دبوچا جائے گا۔ اگر ایسا ہونے سے پیدا کردہ راہ کی مزاحمت لامحدود ہو جائے اور اس میں برقی رو کی مقدار صفر ہو جائے تو صورت حال شکل ت کے مانند ہوگی جہاں ڈرین سرے پر لامحدود مزاحمت کو بطور منقطع کئے گئے برقی سوئچ دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ برقی رو کی عدم موجودگی میں پیدا کردہ راہ میں ہر مقام پر برقی دباؤ کی مقدار صفر وولٹ (0V) ہو جائے گی اور یوں ڈرین سرے پر بھی صفر وولٹ ہوں جس سے

$$v_{GS} - v_{DS} = 11 - 0 = 11 > V_t$$

ہو گا اور یوں برقی رو کا گزر ممکن ہو گا۔

مندرجہ بالا دو نتائج متضاد ہیں۔ پہلے نتیجے کے مطابق برقی رو کا گزر ناممکن ہے جبکہ دوسرے نتیجے کے مطابق، اس کے برعکس، برقی رو کا گزر ممکن ہے۔ حقیقی صورت حال کو شکل 4.5 پ میں دکھایا گیا ہے جہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ کے دبوچنے کا مقام تبدیل ہو چکا ہے اور یوں پیدا کردہ راہ کی لمبائی قدر کم ہو گئی ہے اور ساتھ ہی ساتھ ڈرین سرے پر ویران خطہ اتنا بڑھ گیا ہے کہ ایک جانب یہ ڈرین خطے کو اور دوسری جانب پیدا کردہ راہ کو چھوتا ہے۔ چونکہ نقطہ دبوچ پر گیٹ اور پیدا کردہ راہ کے مابین V_t برقی دباؤ پایا جاتا ہے لہذا نقطہ دبوچ پر

$$v_{DS\text{دبوچ}} = v_{GS} - V_t$$

ہو گا اور ڈرین-سورس سروں کے مابین اضافی برقی دباؤ $(v_{DS} - v_{DS\text{دبوچ}})$ ویران خطہ برداشت کرے گا۔

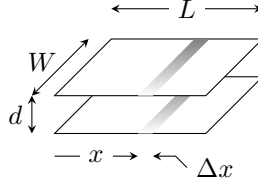
پیدا کردہ راہ پر لاگو برقی دباؤ $(v_{DS\text{دبوچ}})$ اس میں برقی رو پیدا کرے گا جو کہ سورس سے ڈرین جانب الیکٹران کے بہاؤ سے پیدا ہو گا۔ یہ الیکٹران نقطہ دبوچ پر پہنچتے ہی ویران خطے میں داخل ہوں گے۔ ویران خطے میں آزاد الیکٹران نہیں ٹھہر سکتے اور انہیں ڈرین خطے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔ یوں الیکٹران سورس سرے سے رواں ہو کر ڈرین سرے پہنچ کر i_{DS} پیدا کرتے ہیں۔

شکل پ میں گیٹ پر مختلف برقی دباؤ کے لئے ماسفیٹ کے خط گراف کئے گئے ہیں۔

4.3 n ماسفیٹ کی مساوات

مندرجہ بالا تینوں کو مد نظر رکھتے ہوئے n ماسفیٹ کی $i_{DS} - v_{DS}$ مساوات حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرتے وقت سورس سرے کو برقی زمین (یعنی صفر وولٹ) پر رکھا جائے گا جبکہ گیٹ کو v_{GS} اور ڈرین سرے کو v_{DS} پر رکھا جائے گا۔ مزید یہ کہ $v_{GS} - v_{DS} > V_t$ رکھا گیا ہے۔

پیدا کردہ راہ میں سورس سے ڈرین خطے کی جانب فاصلے کو x لیتے ہوئے سورس جانب $x = 0$ اور برقی دباؤ صفر وولٹ ہو گا جبکہ ڈرین جانب $x = L$ اور برقی دباؤ v_{DS} ہو گا۔ ان دو حدود کے درمیان کسی بھی نقطہ x پر برقی دباؤ کو ہم $v(x)$ لکھتے ہیں۔ گیٹ اور پیدا کردہ راہ (یعنی n قسم کا موصل) بطور دو چادر کے کیپیسٹور²²



شکل 4.7: گیٹ اور راہ بطور دو چادر کپیسٹر کردار ادا کرتے ہیں۔

کا کردار ادا کریں گے۔ پیدا کردہ راہ میں لمبائی کے نرخ نقطہ x پر ذرہ سی لمبائی Δx پر غور کرتے ہیں۔ یہ لمبائی بطور کپیسٹنس ΔC کردار ادا کرے گا جہاں

$$(4.11) \quad \Delta C = \frac{\epsilon \times \text{رقبہ}}{\text{فاصلہ}} = \frac{\epsilon W \Delta x}{d}$$

ہو گا۔ اس کپیسٹر کو شکل 4.7 میں دکھایا گیا ہے۔

آپ کپیسٹر کی مساوات $Q = C \times V$ سے بخوبی آگاہ ہوں گے۔ اس مساوات کے مطابق کپیسٹر کے مثبت چادر پر بار Q کی مقدار کپیسٹر کے دو چادروں کے مابین برقی دباؤ V پر منحصر ہوتا ہے۔ کپیسٹر کے منفی چادر پر $(-Q)$ بار پایا جاتا ہے۔ ماسفیٹ کے کپیسٹر ΔC پر بھی اسی طرح بار پایا جائے گا مگر اس کا تخمینہ لگانے کی خاطر اس مسئلہ کو زیادہ گہرائی سے دیکھنا ہو گا۔ آئیں ایسا ہی کرتے ہیں۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی نقطہ x پر تب راہ پیدا ہوتا ہے جب اس نقطہ پر گیٹ اور سلیکان پتری کے مابین V_t برقی دباؤ پایا جائے (یعنی جب $v_{GS} - v(x) = V_t$ ہو) اور ایسی صورت میں پیدا کردہ راہ میں قابل نظر انداز (تقریباً صفر) مقدار میں n قسم کا بار یعنی آزاد الیکٹران جمع ہوتے ہیں۔ یوں $(v_{GS} - V_t - v(x) = 0)$ ہونے کی صورت میں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد بھی (تقریباً) صفر ہوتی ہے۔ جیسے جیسے گیٹ اور سلیکان پتری کے مابین برقی دباؤ مزید بڑھایا جائے یہاں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے۔ یوں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد کا دارومدار برقی دباؤ $(v_{GS} - V_t - v(x))$ پر ہوتا ہے اور ہم ماسفیٹ کے گیٹ کے لئے کپیسٹر کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.12) \quad \Delta Q = \Delta C \times V \\ = \left[\frac{\epsilon W \Delta x}{d} \right] \times [v_{GS} - V_t - v(x)]$$

پیدا کردہ راہ میں اس نقطہ پر بار کی مقدار اتنی ہی مگر منفی قسم کی ہوگی۔ اس مساوات کو پیدا کردہ راہ کے لئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.13) \quad \frac{\Delta Q_n}{\Delta x} = - \left[\frac{\epsilon W}{d} \right] \times [v_{GS} - V_t - v(x)]$$

فاصلہ کے ساتھ برقی دباؤ کی شرح کو شدت برقی دباؤ E کہتے ہیں۔ یوں نقطہ x پر

$$(4.14) \quad E = - \frac{\Delta v(x)}{\Delta x}$$

ہوگا۔ اس کی سمت ڈرین سے سورس خطے کی جانب ہے۔ شدت برقی دباؤ کسی بھی مثبت بار کو E کی سمت میں جبکہ منفی بار کو الٹی جانب دھکیلتا ہے۔ چونکہ پیدا کردہ راہ میں منفی بار پائے جاتے ہیں لہذا شدت برقی دباؤ انہیں سورس سے ڈرین خطے کی جانب دھکیلے گا۔ کسی بھی موصل میں چارجوں کی رفتار وہاں کے شدت برقی دباؤ کے برائے راست متناسب ہوتا ہے۔ یوں منفی چارجوں کے رفتار کو $(-\mu_n E)$ اور مثبت چارجوں کے رفتار کو $(\mu_p E)$ لکھا جائے گا جہاں μ_n سیلیکان پتہری میں الیکٹران کی حرکت پذیری²³ کہلاتا ہے جبکہ μ_p سیلیکان پتہری میں خول کی حرکت پذیری²⁴ کہلاتا ہے۔ یہاں حرکت پذیری سے مراد الٹا خطے میں حرکت پذیری ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ یہ دو مساوات دونوں اقسام کے چارجوں کے رفتار کے صحیح سمت دیتے ہیں۔ یوں رفتار کو $\frac{\Delta x}{\Delta t}$ لکھتے ہوئے الیکٹرانوں کے لئے ہم یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.15) \quad \frac{\Delta x}{\Delta t} = -\mu_n E = \mu_n \frac{\Delta v(x)}{\Delta t}$$

مساوات 4.13 اور مساوات 4.15 کی مدد سے ہم پیدا کردہ راہ میں آزاد الیکٹرانوں کے حرکت سے پیدا برقی رویوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$(4.16) \quad i(x) = \frac{\Delta Q_n}{\Delta t} = \frac{\Delta Q_n}{\Delta x} \times \frac{\Delta x}{\Delta t} \\ = - \left[\frac{\epsilon W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] \times \left[\mu_n \frac{\Delta v(x)}{\Delta x} \right]$$

اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.17) \quad i(x) \Delta x = - \left[\frac{\epsilon W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] \times [\mu_n \Delta v(x)]$$

اس مساوات میں Δ کو ہارک سے ہارک تر لیتے ہوئے مساوات کا تکملہ لیتے ہیں جہاں پیدا کردہ راہ کے سوس سرے کو ابتدائی نقطہ جبکہ اس کے ڈرین سرے کو اختتامی نقطہ لیتے ہیں۔ یوں ابتدائی نقطہ پر $x = 0$ جبکہ اختتامی نقطہ پر $x = L$ ہے۔ اسی طرح ابتدائی برقی دباؤ $v(0) = 0$ جبکہ اختتامی برقی دباؤ $v(L) = v_{DS}$ ہے۔ یوں

$$(4.18) \quad \int_0^L i(x) dx = \int_0^{v_{DS}} - \left[\frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] dv(x)$$

چونکہ پیدا کردہ راہ میں از خود برقی رونہ پیدا اور نہ ہی غائب ہو سکتی ہے لہذا اس میں لمبائی کی جانب برقی رو تبدیل نہ ہوگی۔ اس برقی رو کو i لکھتے ہوئے تکملہ سے باہر نکالا جاسکتا ہے۔

$$(4.19) \quad \begin{aligned} \int_0^L i(x) dx &= i \int_0^L dx = \int_0^{v_{DS}} - \left[\frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] dv(x) \\ ix|_0^L &= - \left[\frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v(x) \Big|_0^{v_{DS}} - \frac{v(x)^2}{2} \Big|_0^{v_{DS}} \right] \\ iL &= - \left[\frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\ i &= - \left[\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

منفی برقی رو کا مطلب ہے کہ یہ بڑھتے x کے الٹ جانب رواں ہے یعنی ڈرین سے سوس جانب۔ ماسفیٹ میں اسی جانب برقی رو کو i_{DS} لکھا جاتا ہے۔ یوں

$$(4.20) \quad i_{DS} = \left[\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

نقطہ دبوچ پر $v_{DS, دبوچ} = v_{GS} - V_t$ استعمال کرتے اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.21) \quad \begin{aligned} i_{DS, دبوچ} &= \left[\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS, دبوچ} - \frac{v_{DS, دبوچ}^2}{2} \right] \\ &= \left[\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) (v_{GS} - V_t) - \frac{(v_{GS} - V_t)^2}{2} \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[\frac{W}{L} \right] (v_{GS} - V_t)^2 \end{aligned}$$

چونکہ افزائندہ خطے میں نقطہ دبوچ پر برقی رو کے برابر برقی رو ہی رہتی ہے لہذا افزائندہ خطے میں برقی رو کی بھی یہی مساوات ہے۔

ان مساوات میں

$$(4.22) \quad k'_n = \left(\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right)$$

$$k_n = \left(\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right) \left(\frac{W}{L} \right) = k'_n \left(\frac{W}{L} \right)$$

لیتے ہوئے انہیں دوبارہ لکھتے ہیں۔ ساتھ ہی ساتھ ان کا دائرہ عمل متعین کرنے کے نکات بھی درج کرتے ہیں۔

غیر افزائندہ خطہ:

$$(4.23) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = \geq V_t$$

$$(4.24) \quad i_{DS} = k'_n \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$= k_n \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

نقطہ دبوچ:

$$(4.25) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = V_t$$

$$(4.26) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2$$

$$= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

افزائندہ:

$$(4.27) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} \leq V_t$$

$$(4.28) \quad \begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k'_n}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \end{aligned}$$

منقطع:

$$(4.29) \quad \begin{aligned} v_{GS} &\leq V_t \\ i_{DS} &= 0 \end{aligned}$$

ماسفیٹ تخلیق دیتے وقت پیدا کردہ راہ کے چوڑائی W اور لمبائی L کی تناسب بدل کر مختلف $i_{DS} - v_{DS}$ خط حاصل کئے جاتے ہیں۔

یاد دہانی کی خاطر کچھ باتیں دوبارہ دہراتے ہیں۔

nMOSFET کو غیر افزا سندیہ خطے میں استعمال کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین V_t سے زیادہ برقی دباؤ مہیا کیا جاتا ہے اور ڈرین-سورس سروں کے مابین برقی دباؤ کو راہ دبوچ برقی دباؤ، v_{DS} سے کم رکھا جاتا ہے یعنی

$$(4.30) \quad \begin{aligned} v_{GS} &> V_t && \text{راہ پیدا} \\ v_{DS} &\leq v_{DS} \text{ دبوچ} && \text{نقطہ دبوچ} \\ &\leq v_{GS} - V_t \end{aligned}$$

اسی طرح nMOSFET کو افزا سندیہ خطے میں استعمال کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین V_t سے زیادہ برقی دباؤ مہیا کیا جاتا ہے اور ڈرین-سورس سروں کے مابین برقی دباؤ کو راہ دبوچ برقی دباؤ، v_{DS} سے زیادہ رکھا جاتا ہے یعنی

$$(4.31) \quad \begin{aligned} v_{GS} &> V_t && \text{راہ پیدا} \\ v_{DS} &\geq v_{DS} \text{ دبوچ} && \text{نقطہ دبوچ} \\ &\geq v_{GS} - V_t \end{aligned}$$

نقطہ دبوچ ان دو خطوں کے درمیان حد ہے جسے دونوں کا حصہ تصور کیا جاسکتا ہے۔

nMOSFET کو منقطع کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین V_t یا اس سے کم برقی دباؤ رکھا جاتا ہے یعنی

$$(4.32) \quad v_{GS} \leq V_t \quad \text{منقطع}$$

غیر افزائندہ ماسفیٹ پر جب باریک v_{DS} لاگو کیا جائے تو مساوات 4.24 میں v_{DS}^2 کو نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے اور اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$i_{DS} = k'_n \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \approx k'_n \left[\frac{W}{L} \right] [(v_{GS} - V_t) v_{DS}]$$

اس مساوات سے باریک v_{DS} کی صورت میں ماسفیٹ کی مزاحمت حاصل کی جاسکتی ہے یعنی

$$(4.33) \quad R = \frac{v_{DS}}{i_{DS}} = \frac{1}{k'_n \left[\frac{W}{L} \right] (v_{GS} - V_t)}$$

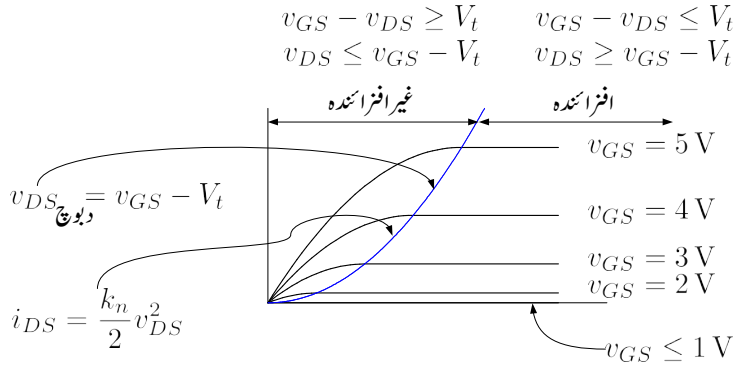
ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ تبدیل کر کے اس کی مزاحمت تبدیل کی جاتی ہے اور یوں ماسفیٹ کو بطور قابو مزاحمت استعمال کیا جاسکتا ہے۔

شکل 4.8 میں ماسفیٹ کا خط دکھایا گیا ہے جس میں افزائندہ اور غیر افزائندہ خطوں کے درمیان لکیر کھینچی گئی ہے۔ چونکہ ماسفیٹ غیر افزائندہ سے افزائندہ خطے میں اس وقت داخل ہوتا ہے جب $v_{GS} - v_{DS} = V_t$ یعنی $v_{GS} - V_t = v_{DS}$ ہو لہذا مساوات 4.28 میں $(v_{GS} - V_t)$ کی جگہ v_{DS} پُر کرنے سے اس لکیر کی مساوات حاصل ہوگی۔ یوں

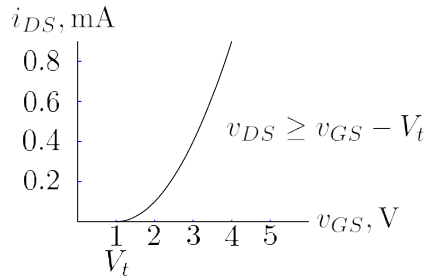
$$(4.34) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2$$

حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.8 میں ماسفیٹ کے خطوط پر کھینچا گیا ہے جبکہ مساوات 4.28 کو شکل 4.9 میں کھینچا گیا ہے۔ باب 3 میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے غیر افزائندہ اور افزائندہ خطے دکھائے گئے ہیں۔ ان کا ماسفیٹ کے خطوں کے ساتھ موازنہ کریں۔ ٹرانزسٹر تقریباً 0.2V سے کم v_{CE} پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباؤ پر افزائندہ ہوتا ہے۔ ماسفیٹ v_{DS} سے کم برقی دباؤ پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباؤ پر افزائندہ ہوتا ہے جہاں v_{DS} کی قیمت مساوات 4.5 سے حاصل کی جاتی ہے۔ شکل 4.8 اور 4.9 میں $k_n = 0.2 \frac{mA}{V^2}$ اور $V_t = 1V$ ہیں۔

ٹرانزسٹر کے β کی طرح ایک ہی قسم کے دو عدد ماسفیٹ کے k_n میں فرق پایا جاتا ہے۔ اسی طرح ان کے V_t میں بھی فرق پایا جاتا ہے۔ ان وجوہات کی بنا پر کسی بھی دور میں ماسفیٹ تبدیل کرنے سے نقطہ کارکردگی تبدیل ہونے کا امکان ہوتا ہے۔



شکل 4.8:



شکل 4.9: افزائندہ ماسیفٹ کا برقی ردوبال مقابل گیٹ کی برقی دباو

4.3.1 قابل برداشت برقی دباؤ

v_{DS} کو v_{DS} سے جتنا بڑھایا جائے، نقطہ دبوچ ڈرین خطے سے اتنا ہی دور ہو جاتا ہے۔ اگر اس برقی دباؤ کو بتدریج بڑھایا جائے تو نقطہ دبوچ آخر کار سورس خطے تک پہنچ جاتا ہے اور ان خطوں کے مابین برقی رو تیزی سے بڑھتا ہے۔ یہ عمل تقریباً 20 V پر پیدا ہوتا ہے۔ یہ عمل از خود نقصان دہ نہیں جب تک بے قابو برقی رو ماسفیٹ کی قابل برداشت برقی رو کے حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ یہ عمل نسبتاً کم لمبائی کے راہ رکھنے والے ماسفیٹ میں پایا جاتا ہے۔

ڈرین اور سلیکان پٹری کے مابین برقی دباؤ کو ویران خطہ برداشت کرتا ہے۔ اگر یہ برقی دباؤ ویران خطے کی برداشت سے تجاوز کر جائے تو ویران خطہ تودہ کے عمل سے بے قابو ہو جائے گا جس سے ان خطوں کے مابین برقی رو تیزی سے بڑھنے شروع ہو جائے گا۔ یہ عمل عموماً 50 V تا 100 V کے درمیان پیدا ہوتا ہے۔

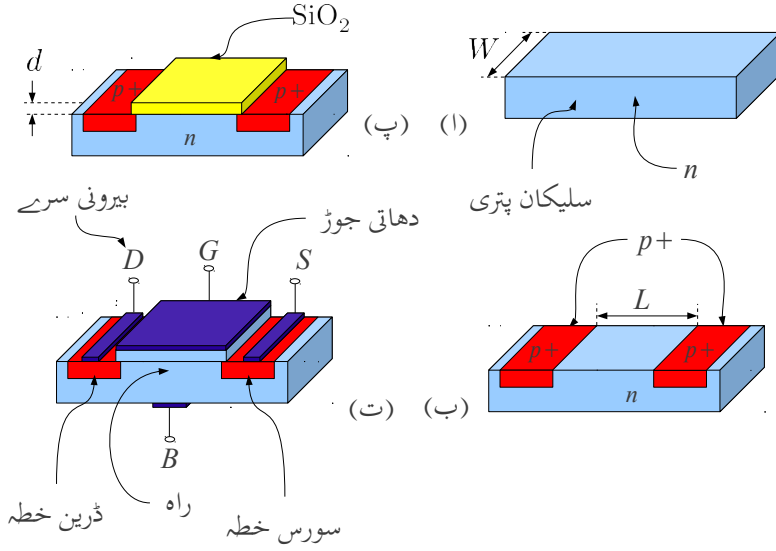
ایک تیسرا عمل جو ماسفیٹ کو فوراً تباہ کر لیتا ہے اس وقت پیش آتا ہے جب گیٹ اور سورس کے مابین برقی دباؤ یہاں کے قابل برداشت حد V_{GSBR} سے تجاوز کر جائے۔ یاد رہے کہ گیٹ اور سورس کے درمیان انتہائی باریک غیر موصل SiO_2 کی تہہ ہوتی ہے۔ یوں گیٹ اور سورس کے مابین کچھ ہی برقی دباؤ پر اس غیر موصل میں شدت برقی دباؤ بہت زیادہ بڑھ کر اس کے برداشت کی حد سے تجاوز کر جاتا ہے۔ یہ عمل تقریباً 50 V پر نمودار ہوتا ہے۔ اس عمل سے بچنے کی خاطر گیٹ پر ڈایوڈ بطور شکنجہ لگایا جاتا ہے جو گیٹ پر برقی دباؤ کو اس خطرناک حد سے کم رکھتا ہے۔ یاد رہے کہ عام استعمال میں ماسفیٹ کو قابل برداشت برقی دباؤ سے کم برقی دباؤ پر استعمال کیا جاتا ہے۔

4.3.2 درجہ حرارت کے اثرات

V_t اور k'_n دونوں پر درجہ حرارت کا اثر پایا جاتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے V_{BE} کی طرح V_t بھی حرارت بڑھنے سے کم ہوتا ہے یعنی

$$(4.35) \quad \frac{dV_t}{dT} = -2 \frac{mV}{^\circ C}$$

البتہ k'_n کی قیمت درجہ حرارت بڑھنے سے بڑھتی ہے اور k'_n بڑھنے کا اثر V_t گھٹنے کے اثر سے زیادہ ہوتا ہے لہذا ماسفیٹ کی مزاحمت درجہ حرارت بڑھنے سے بڑھتی ہے۔ قوی ماسفیٹ کو آپس میں متوازی جوڑتے وقت اس حقیقت کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

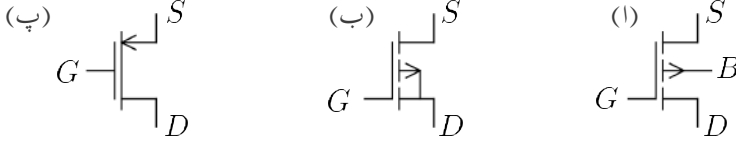


شکل 4.10: p ماسفیٹ کی ساخت

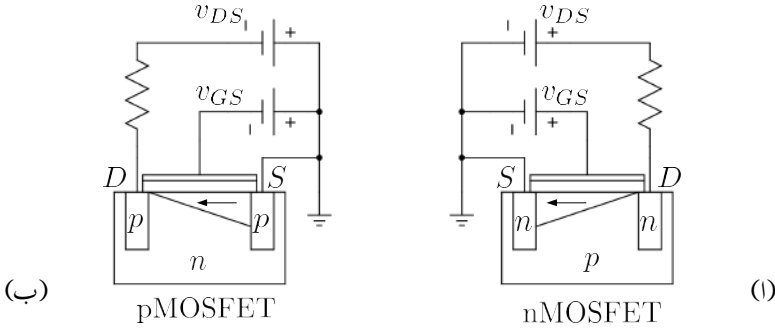
4.4 بڑھاتا pMOSFET ماسفیٹ

p ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں مثبت ماسفیٹ بھی کہیں گے، کو n قسم کی سیلیکان پتری پر بنایا جاتا ہے جس میں دو عدد p+ قسم کے خطے بنائے جاتے ہیں۔ pMOSFET کی کارکردگی بالکل nMOSFET کی طرح ہے البتہ اس میں v_{GS} اور V_t تینوں کی قیمتیں منفی ہوتی ہیں۔ اسی طرح برقی رو i_{DS} کی سمت بھی الٹی ہوتی ہے یعنی برقی رو ٹرانزسٹر کے ڈرین سرے سے باہر کی جانب ہوتا ہے۔ اسی لئے pMOSFET کے برقی رو کو i_{SD} لکھا جائے گا۔ p ماسفیٹ بنانے کی ترکیب شکل 4.10 میں دکھائی گئی ہے جبکہ اس کی علامتیں شکل 4.11 میں دکھائی گئی ہیں۔ pMOSFET کے راہ میں برقی رو خول کے حرکت کی بدولت ہے۔ سورس سے خول راہ میں خارج ہو کر ڈرین تک سفر کرتے ہیں جہاں انہیں راہ سے حاصل کیا جاتا ہے۔ ماسفیٹ میں برقی رو خولوں کے اسی حرکت کی بدولت ہے۔

nMOSFET کی جسامت کم ہونے کی بدولت سیلیکان پتری پر انہیں زیادہ تعداد میں بنایا جاسکتا ہے۔ یوں اگرچہ مخلوط ادوار میں nMOSFET کو pMOSFET پر ترجیح دی جاتی ہے مگر پھر بھی ان کی اپنی اہمیت



شکل 4.11: p بڑھاتا ماسفیٹ کی علامتیں



شکل 4.12: بڑھاتے nMOSFET اور pMOSFET نقطہ دبوچ پر

ہے جس کی بنا پر انہیں بھی مخلوط ادوار میں استعمال کیا جاتا ہے۔ بالخصوص جڑوا ماسفیٹ (CMOS) ادوار جو کہ اہم ترین ادوار تصور کئے جاتے ہیں ان دونوں اقسام کو استعمال کرتے ہی بنائے جاتے ہیں۔

شکل 4.12 میں موازنے کے لئے بڑھاتے nMOSFET اور pMOSFET کو نقطہ دبوچ پر مائل کرتے دکھائے گئے ہیں۔ nMOSFET میں سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ راہ میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر راہ کا بائیں سرا صفر وولٹ پر ہو تو اس کا دایاں سرا مثبت برقی دباؤ پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور بائیں سرے کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور دائیں سرے کے مابین برقی دباؤ نسبتاً کم ہو گا جس سے راہ ترچھی شکل کا پیدا ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سیلیکان کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو وہاں راہ کی گہرائی زیادہ ہو گی۔ pMOSFET میں بھی سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ راہ میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر راہ کا دایاں سرا صفر وولٹ پر ہو تو اس کا بائیں سرا منفی برقی دباؤ پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور دائیں سرے کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور بائیں سرے کے مابین برقی دباؤ نسبتاً کم ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سیلیکان کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو وہاں راہ کی گہرائی زیادہ ہو گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں اقسام کے ماسفیٹ میں

پیدا کردہ راہ ڈرین پر دیوچ جاتا ہے۔

پMOSFET کے v_{GS} ، v_{DS} اور i_{DS} منفی مقداریں ہیں لہذا v_{SG} ، v_{SD} اور i_{SD} مثبت مقدار ہوں گے۔ pMOSFET کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

4.4.1 غیر افزائندہ

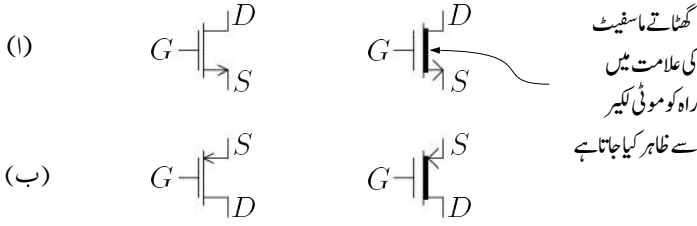
$$(4.36) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\geq -V_t \\ i_{SD} &= k'_p \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

نقطہ دیوچ

$$(4.37) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &= -V_t \\ i_{SD} &= \frac{k'_p}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{SG} + V_t]^2 \end{aligned}$$

افزائندہ

$$(4.38) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\leq -V_t \\ i_{SD} &= \frac{k'_p}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{SG} + V_t]^2 \end{aligned}$$



شکل 4.13: گھٹاتے اور بڑھاتے ماسفیٹ کی علامتیں

منقطع

$$(4.39) \quad \begin{aligned} v_{SG} &\leq -V_t \\ i_{SD} &= 0 \end{aligned}$$

4.5 گھٹاتا n ماسفیٹ

nMOSFET بناتے وقت، اس کے سورس اور ڈرین خطوں کے درمیان سیلیکان پتہری میں گیٹ کے بالکل نیچے n قسم کے خطے کے اضافہ سے n قسم کا ماسفیٹ گھٹاتا²⁵ وجود میں آتا ہے۔ شکل 4.13 الف میں n قسم کے گھٹاتے ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔ گھٹاتے ماسفیٹ کی علامت میں راہ کو موٹی لکیر سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ شکل الف میں n گھٹاتا ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔ ساتھ ہی موازنے کی خاطر n بڑھاتے ماسفیٹ کی علامت بھی دکھائی گئی ہے۔

چونکہ گھٹاتا ماسفیٹ میں پہلے سے ہی سورس اور ڈرین خطوں کے مابین راہ موجود ہوتا ہے لہذا گیٹ پر صفر وولٹ ($v_{GS} = 0$) ہوتے ہوئے بھی اگر سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ v_{DS} لاگو کی جائے تو ماسفیٹ میں برقی رو i_{DS} گزرے گا۔ گیٹ پر برقی دباؤ بڑھانے سے راہ کی گہرائی بڑھتی ہے جس سے برقی رو میں اضافہ ہوتا ہے جبکہ گیٹ پر منفی برقی دباؤ لاگو کرنے سے راہ کی گہرائی گھٹتی ہے جس سے i_{DS} میں کمی آتی

depletion nMOSFET²⁵

ہے۔ اسی سے اس کا نام n قسم کا گھٹانا ماسفیٹ نکلا ہے۔ اگر گیٹ پر لاگو برقی دباؤ کو بتدریج منفی جانب لے جایا جائے تو آخر کار راہ کی گہرائی صفر ہو جائے گی اور ماسفیٹ میں برقی رو کا گزرنا ممکن نہیں رہے گا۔ یہ برقی دباؤ اس ماسفیٹ کا V_t ہوتا ہے۔ یوں n قسم کے گھٹانا ماسفیٹ کا V_t منفی قیمت رکھتا ہے۔

گھٹانا اور بڑھانا منفی ماسفیٹ کے مساوات میں کوئی فرق نہیں لہذا اب تک کے تمام بڑھانا ماسفیٹ کے مساوات جوں کے توں گھٹانا ماسفیٹ کے لئے بھی استعمال کئے جائیں گے۔

4.5.1 منقطع صورت

اگر گھٹانا ماسفیٹ کے v_{GS} پر V_t سے کم (یعنی مزید منفی) برقی دباؤ لاگو کیا جائے تو راہ کا وجود نہیں رہے گا یعنی پیدا کردہ راہ نہیں رہے گا اور ماسفیٹ منقطع صورت²⁶ اختیار کر لے گا۔ اس شرط کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$(4.40) \quad v_{GS} \leq V_t$$

یوں اگر کسی گھٹانا ماسفیٹ کا $V_t = -3.5V$ ہو اور اس کے گیٹ پر $v_{GS} = -4V$ لاگو کیا جائے تو یہ منقطع ہو جائے گا اور اگر اس کے گیٹ پر $v_{GS} = -2.2V$ یا $v_{GS} = 1.2V$ اور یا $v_{GS} = 5.3V$ لاگو کیا جائے تو ماسفیٹ چالو رہے گا۔

4.5.2 غیر افزائندہ

v_{GS} پر V_t سے زیادہ برقی دباؤ لاگو کرنے سے ماسفیٹ چالو حالت اختیار کر لیتا ہے۔ جب تک چالو ماسفیٹ کے گیٹ پر ڈرین خطے سے $|V_t|$ وولٹ کم نہ ہو جائیں گھٹانا ماسفیٹ غیر افزائندہ ہو گا۔ اس شرط کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$(4.41) \quad \begin{aligned} v_{GS} - v_{DS} &\geq V_t \\ v_{GD} &\geq V_t \end{aligned}$$

یوں اسی مثال کو آگے بڑھاتے ہوئے اگر $V_t = -3.5V$ ہو اور $v_{GS} = 5.3V$ ہو تب جب تک $v_{DS} < 8.8V$ رہے ماسفیٹ غیر افزائندہ رہے گا۔

4.5.3 دیوچ

جب گیٹ پر ڈرین سے $|V_t|$ وولٹ کم ہو جائیں تو پیدا کردہ راہ دیوچا جاتا ہے۔ اس شرط کو یوں بیان کرتے ہیں۔

$$(4.42) \quad \begin{aligned} v_{GS} - v_{DS} &= V_t \\ v_{GD} &= V_t \end{aligned}$$

یوں $V_t = -3.5V$ اور $v_{GS} = 5.3V$ کی صورت میں جب $v_{DS} = 8.8V$ ہو تب پیدا کردہ راہ دیوچا جائے گا۔

4.5.4 افزائندہ

جب چالو ماسفیٹ کے ڈرین پر گیٹ سے $|V_t|$ وولٹ زیادہ ہوں تب یہ افزائندہ حال میں ہو گا۔ اس شرط کو یوں بیان کرتے ہیں۔

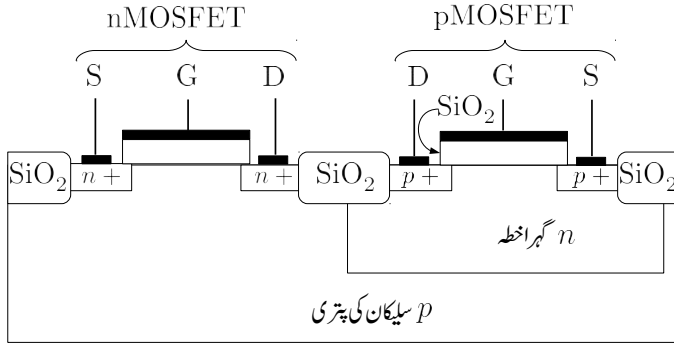
$$(4.43) \quad \begin{aligned} v_{GS} - v_{DS} &\leq V_t \\ v_{GD} &\leq V_t \end{aligned}$$

یوں $V_t = -3.5V$ اور $v_{GS} = 5.3V$ کی صورت میں جب $v_{DS} > 8.8V$ ہو تب ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہو گا۔

یہاں تسلی کر لیں کہ گھٹاتا ماسفیٹ کے مختلف خطوں کی مساواتیں بالکل وہی ہیں جو عام ماسفیٹ کی ہیں۔ فرق صرف اتنا ہے کہ گھٹاتا ماسفیٹ کے V_t کی قیمت منفی ہوتی ہے۔

4.6 گھٹاتا p ماسفیٹ

p قسم کا گھٹاتا ماسفیٹ اسی طرح p ماسفیٹ بناتے وقت سیلیکان پتری میں گیٹ کے بالکل نیچے p قسم کی راہ، سورس سے ڈرین خطے تک بنانے سے پیدا ہوتا ہے۔ p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ اور عام p قسم کے ماسفیٹ کے مساوات ایک ہی طرح کے ہیں۔ فرق صرف اتنا ہے کہ p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کی V_t کی قیمت مثبت ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ کسی بھی p قسم کے ماسفیٹ کی طرح p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ میں برقی رو ڈرین سرے سے باہر کی جانب ہوتا ہے۔ شکل 4.13 ب میں p قسم کے گھٹاتے ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔



شکل 4.14: سیماس پاچڑو ماسفیٹ کی ساخت

4.7 جڑو ماسفیٹ CMOS

جڑو ماسفیٹ nMOSFET اور pMOSFET دونوں استعمال کرتے بنتے ہیں جنہیں p سیلیکان پر بنایا جاتا ہے۔ nMOSFET تو بنتا ہی p سیلیکان پر ہے البتہ pMOSFET بناتے وقت پہلے p سیلیکان میں گہرا n خطہ بنایا جاتا ہے اور پھر اس خطے میں pMOSFET بنایا جاتا ہے۔ شکل 4.14 میں جڑو ماسفیٹ کی ساخت دکھائی گئی ہے۔ جڑو ماسفیٹ کو عام فہم میں سیماس²⁷ کہتے ہیں۔ شکل میں ماسفیٹ کے دونوں جانب SiO₂ کے گہرے حصے دکھائے گئے ہیں جو ساتھ ساتھ دو ماسفیٹ کو مکمل طور پر علیحدہ رکھنے کی خاطر استعمال کئے جاتے ہیں۔ یاد رہے کہ SiO₂ نہایت عمدہ غیر موصل ہے۔ سیماس کو p سیلیکان پر بھی بنایا جاسکتا ہے۔ پس اس میں pMOSFET کو گہرے n خطے میں بنانا ہو گا جبکہ nMOSFET تو بنتا ہی p سیلیکان پر ہے۔

4.8 ماسفیٹ کے یک سمتی ادوار کا حل

اس حصے میں ماسفیٹ کے یک سمتی ادوار حل کئے جائیں گے۔ جیسے اس کتاب کے شروع میں بتلایا گیا ہے، یک سمتی متغیرات انگریزی کے بڑے حروف سے ظاہر کئے جاتے ہیں۔ یوں گیٹ پر برقی دباؤ کو v_{GS} کی جگہ V_{GS} لکھا جائے گا۔ اسی طرح v_{DS} کو V_{DS} اور i_{DS} کو I_{DS} لکھا جائے گا۔

اس حصے میں دئے گئے مثالوں کو پہلے خود حل کرنے کی کوشش کریں اور بعد میں کتاب میں دئے حل دیکھیں۔

مثال 4.2: ایک منفی گھٹا ماسفیٹ جس کا $v_{DS} = 1\text{ V}$ ، $V_t = -3.2\text{ V}$ اور $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہیں کا برقی رومندرجہ ذیل پر حاصل کریں۔

$$v_{GS} = -4\text{ V} \quad .1$$

$$v_{GS} = -3.2\text{ V} \quad .2$$

$$v_{GS} = -2.8\text{ V} \quad .3$$

$$v_{GS} = -2.2\text{ V} \quad .4$$

$$v_{GS} = 1.5\text{ V} \quad .5$$

حل:

1. $v_{GS} = -4\text{ V}$ اور $V_t = -3.2\text{ V}$ ہیں۔ چونکہ $(-4 < -3.2)$ ہے لہذا $v_{GS} < V_t$ ہے اور یوں گھٹا ماسفیٹ منقطع ہے اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی $i_{DS} = 0$ ہے۔

2. $v_{GS} = -3.2\text{ V}$ اور $V_t = -3.2\text{ V}$ ہونے کی وجہ سے $v_{GS} = V_t$ ہے۔ اس صورت پیدا کردہ راہ وجود میں آئے گا مگر اس کی گہرائی تقریباً صفر ہوگی اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی $i_{DS} = 0$ ہے۔

3. $v_{GS} = -2.8\text{ V}$ اور $V_t = -3.2\text{ V}$ پر چونکہ $(-2.8 > -3.2)$ ہے لہذا $v_{GS} > V_t$ ہے اور یوں گھٹا ماسفیٹ چالو ہے۔ $V_{DS} = 1\text{ V}$ پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ

$$v_{GS} - v_{DS} = (-2.8) - (1) = -3.8\text{ V}$$

ہے جو کہ V_t سے کم ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} < V_t$$

لہذا گھٹاتا ماسفیٹ افزا سندی ہے اور یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} \times [(-2.8) - (-3.2)] \\ &= 8 \mu\text{A} \end{aligned}$$

4. $v_{GS} > V_t$ ہے لہذا $(-2.2 > -3.2)$ پر چونکہ $V_t = -3.2\text{V}$ اور $v_{GS} = -2.2\text{V}$ ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔ $V_{DS} = +1\text{V}$ پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ $v_{GS} - v_{DS} = (-2.2) - (1) = -3.2\text{V}$

ہے جو کہ V_t کے برابر ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} = V_t$$

لہذا گھٹاتا ماسفیٹ نقطہ دیوبج پر ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(-2.2) - (-3.2)]^2 \\ &= 50 \mu\text{A} \end{aligned}$$

5. $v_{GS} > V_t$ ہے لہذا $(+1.5 > -3.2)$ پر چونکہ $V_t = -3.2\text{V}$ اور $v_{GS} = 1.5\text{V}$ ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔ $V_{DS} = 1\text{V}$ پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ

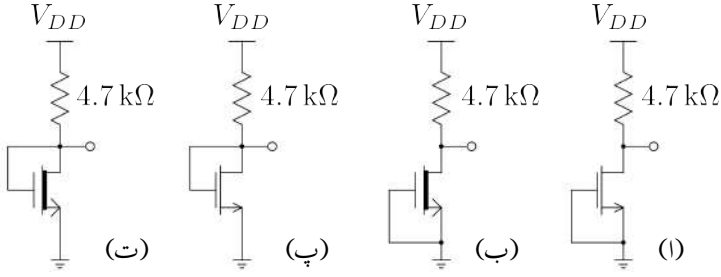
$$v_{GS} - v_{DS} = +1.5 - 1 = 0.5\text{V}$$

ہے جو کہ V_t سے زیادہ ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} > V_t$$

لہذا گھٹاتا ماسفیٹ غیر افزا سندی ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= k_n \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\ &= 0.1 \times 10^{-3} \times \left[(1.5 - (-3.2)) \times 1 - \frac{1^2}{2} \right] \\ &= 0.42\text{mA} \end{aligned}$$



شکل 4.15: ماسفیٹ کے یک سمتی ادوار

مثال 4.3: شکل 4.15 الف میں منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $V_t = 3V$ اور $k_n = 0.2 \text{ mA/V}^2$ ہیں جبکہ دور میں $V_{DD} = 10V$ ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔ حل: n قسم کے بڑھاتا ماسفیٹ کے V_t کی قیمت ہر صورت مثبت ہوتی ہے۔ n قسم کے ماسفیٹ کا گیٹ اور سورس آپس میں جوڑنے سے $V_{GS} = 0$ ہو جاتا ہے اور یوں $V_{GS} < V_t$ ہوتا ہے جس سے ماسفیٹ منقطع ہو جاتا ہے اور $I_{DS} = 0$ ہوتا ہے۔

مثال 4.4: شکل 4.15 ب میں منفی گھٹاتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $V_t = -3V$ اور $k_n = 0.2 \text{ mA/V}^2$ ہیں جبکہ دور میں $V_{DD} = 10V$ ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: n قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کے V_t کی قیمت ہر صورت منفی ہوتی ہے۔ n قسم کے ماسفیٹ کا گیٹ اور سورس آپس میں جوڑنے سے $V_{GS} = 0$ ہو جاتا ہے اور یوں $V_{GS} > V_t$ یعنی ماسفیٹ چالو ہوتا ہے۔ اب یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا یہ ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے یا کہ غیر افزائندہ خطے میں۔

ماسفیٹ کے سوالات میں عموماً قبل از وقت یہ جاننا ممکن نہیں ہوتا کہ ماسفیٹ افزائندہ یا غیر افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں آپ جان نہیں سکتے کہ ماسفیٹ کی برقی رو حاصل کرتے وقت افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات یا غیر افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال ہوگی۔

اس طرح کے سوالات حل کرتے وقت آپ تصور کریں گے کہ ماسفیٹ افزائندہ (یا غیر افزائندہ) خطے میں ہے²⁸ اور پھر دور حل کرنے کی کوشش کریں گے۔ حل کرنے کے بعد دوبارہ تسلی کریں گے کہ ماسفیٹ افزائندہ (یا غیر افزائندہ) خطے میں ہی ہے۔ اگر حتمی جواب اور تصور کردہ صورتیں یکساں نکل آئیں تو حل تسلیم کر لیا جاتا ہے ورنہ ماسفیٹ کو غیر افزائندہ (افزائندہ) تصور کر کے دور کو دوبارہ حل کیا جاتا ہے۔ آئیں اس ترکیب کو استعمال کریں۔

ہم تصور کرتے ہیں کہ گھٹاتا ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں مساوات 4.28 کے تحت

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (0 - (-3))^2 = 0.9 \text{ mA}$$

اور شکل ب میں خارجی جانب کرخوف کا قانون برائے برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے

$$V_{DD} = I_{DS}R_D + V_{DS}$$

$$10 = 0.9 \times 10^{-3} \times 4.7 \times 10^3 + V_{DS}$$

$$V_{DS} = 5.77 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس جواب کو استعمال کرتے ہوئے ہم نے یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا ماسفیٹ واقعی افزائندہ ہے یا نہیں۔ مساوات 4.8 کا آخری جزو افزائندہ ماسفیٹ کی شرط بیان کرتا ہے۔ موجودہ مثال میں

$$V_{GS} - V_{DS} = 0 - 5.77 = -5.77 \text{ V}$$

ہے جبکہ $V_t = -3 \text{ V}$ ہے۔ یوں $V_{GS} - V_{DS} < V_t$ کی شرط پوری ہوتی ہے اور ماسفیٹ یقیناً افزائندہ ہی ہے لہذا $I_{DS} = 0.9 \text{ mA}$ ہی صحیح جواب ہے۔

آئیں اسی مثال میں ماسفیٹ کو غیر افزائندہ تصور کر کے مثال کو دوبارہ حل کرتے ہیں۔ غیر افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات حل کرنے کی خاطر V_{DS} کا معلوم ہونا ضروری ہے۔ دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے

²⁸ میری عادت ہے کہ میں ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کر کے دور حل کرنے کی کوشش پہلے کرتا ہوں۔

برقی دباؤ سے ملتا ہے

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{DS} \\ 10 &= I_{DS} \times 4.7 \times 10^3 + V_{DS} \\ V_{DS} &= 10 - 4700I_{DS} \end{aligned}$$

غیر افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات میں V_{DS} کی جگہ اسے استعمال کرتے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} I_{DS} &= k_n \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{I_{DS}}{k_n} &= \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{I_{DS}}{0.2 \times 10^{-3}} &= \left[(0 - (-3)) (10 - 4700I_{DS}) - \frac{(10 - 4700I_{DS})^2}{2} \right] \end{aligned}$$

سے

$$I_{DS} = 1.26 \mp j0.46 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ مخلوط جوابات ہیں۔ غیر حقیقی برقی رو معنی نہیں رکھتی لہذا ماسفیٹ کے غیر افزائندہ ہونے کو رد کیا جاتا ہے۔

مثال 4.5: شکل 4.15 پ میں منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے ڈرین اور گیٹ جوڑ کر یک سمتی دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $V_t = 3 \text{ V}$ اور $k_n = 0.2 \text{ mA/V}^2$ ہیں جبکہ دور میں $V_{DD} = 10 \text{ V}$ ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے گیٹ اور ڈرین برابر برقی دباؤ پر ہوں گے یعنی

$$V_{GS} = V_{DS}$$

ہو گا۔ یوں $V_{GS} - V_{DS} = 0$ ہو گا اور یوں $V_{GS} - V_{DS} < V_t$ ہو گا۔ اس طرح ماسفیٹ افزائندہ ہو گا اور ہم برقی رو

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

سے حاصل کر سکتے ہیں۔ البتہ ایسا کرنے کی خاطر ہمیں V_{GS} کی قیمت درکار ہو گی۔ شکل پ کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{DD} = I_{DS}R_D + V_{DS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ اس مثال میں $V_{GS} = V_{DS}$ ہے لہذا اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$V_{DD} = I_{DS}R_D + V_{GS}$$

$$10 = I_{DS} \times 4.7 \times 10^3 + V_{GS}$$

$$V_{GS} = 10 - 4700I_{DS}$$

اس مساوات کو افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات کے ساتھ حل کرنے سے برقی رو حاصل کی جاسکتی ہے۔ اس مساوات سے حاصل V_{GS} کو افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات میں استعمال کرتے ہیں

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$\frac{2I_{DS}}{k_n} = (V_{GS} - V_t)^2$$

$$22090000I_{DS}^2 - 75800I_{DS} + 49 = 0$$

$$I_{DS} = 2.567 \text{ mA}, 0.8639 \text{ mA}$$

ان دو جوابات سے V_{DS} کے دو قیمتیں حاصل ہوتی ہیں۔

$$V_{DS} = V_{GS} = 10 - 2.567 \times 10^{-3} \times 4700 = -2.06 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_{GS} = 10 - 0.8639 \times 10^{-3} \times 4700 = 5.94 \text{ V}$$

ان میں پہلے جواب کے مطابق $V_{GS} = -2.06 \text{ V}$ ہے جس سے $V_{GS} < V_t$ حاصل ہوتا ہے۔ اگر ایسا ہوتا تو ماسفیٹ منقطع ہوتا اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن ہی نہیں ہوتا لہذا یہ جواب غلط ہے۔ دوسرے جواب کے مطابق $V_{GS} = 5.94 \text{ V}$ حاصل ہوا ہے اور یوں $V_{GS} > V_t$ ہے۔ اس طرح ماسفیٹ چالو حال میں ہے اور جواب تسلیم کرنا ہو گا۔

مثال 4.6: شکل 4.15 ت میں منفی گھٹاتا ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $V_t = -3\text{ V}$ اور $k_n = 0.2\text{ mA/V}^2$ ہیں جبکہ دور میں $V_{DD} = 10\text{ V}$ ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{DS} \\ 10 &= I_{DS} \times 4700 + V_{DS} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا ان پر برابر برقی دباؤ پایا جائے گا یعنی $V_{GS} = V_{DS}$ ہو گا اور اس مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{GS} \\ 10 &= I_{DS} \times 4700 + V_{GS} \\ V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \end{aligned}$$

اگر ماسفیٹ منقطع ہو تب برقی رو کی مقدار صفر ہو گی اور اس صورت میں اس مساوات کے تحت $V_{GS} = 10\text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ گھٹاتا ماسفیٹ کا V_t منفی ہوتا ہے اور یوں یہاں $V_{GS} > V_t$ ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں اس ماسفیٹ کو منقطع تصور کرنا غلط ہے۔ آئیں اب دیکھتے ہیں کہ آیا ماسفیٹ افزا سندانہ یا غیر افزا سندانہ خطے میں ہے۔

گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہونے کی وجہ سے $V_{GS} - V_{DS} = 0$ ہو گا۔ چونکہ گھٹاتا ماسفیٹ کا V_t منفی مقدار ہوتا ہے لہذا $V_{GS} - V_{DS} > V_t$ ہو گا اور یوں اگر یہ ماسفیٹ چالو ہو تو یہ ہر صورت غیر افزا سندانہ خطے میں ہو گا اور اس کی مساوات غیر افزا سندانہ ماسفیٹ کی مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$I_{DS} = k_n \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\frac{2I_{DS}}{k_n} = (10 - 4700I_{DS} + 3) (10 - 4700I_{DS}) - \frac{(10 - 4700I_{DS})^2}{2}$$

$$I_{DS} = 1.45\text{ mA}, 4.98\text{ mA}$$

ہم جانتے ہیں کہ اگر یہاں ماسفیٹ چالو ہو تب یہ غیر افزا سندانہ ہو گا لہذا دیکھنا یہ ہے کہ آیا ماسفیٹ چالو ہے یا نہیں۔

اگر $I_{DS} = 4.98 \text{ mA}$ ہو تب

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 4.98 \times 10^{-3} \\ &= -13 \text{ V} \end{aligned}$$

اور یوں $V_{GS} < V_t$ ہو گا جو کہ منقطع ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ منقطع ماسفیٹ برقی رو گزار ہی نہیں سکتا لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔

اگر $I_{DS} = 1.45 \text{ mA}$ ہو تب

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 1.45 \times 10^{-3} \\ &= 3.2 \text{ V} \end{aligned}$$

اور یوں $V_{GS} > V_t$ ہو گا جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں $I_{DS} = 1.45 \text{ mA}$ ہی درست جواب ہے۔

مثال 4.7: شکل 4.15 پ میں

$$\begin{aligned} k_n &= 0.15 \text{ mA V}^{-2} \\ V_t &= 3.5 \text{ V} \\ V_{DD} &= 10 \text{ V} \end{aligned}$$

ہیں۔ برقی رو $I_{DS} = 0.6 \text{ mA}$ حاصل کرنے کی خاطر R_D کی قیمت دریافت کریں۔

حل: جیسے مثال 4.6 میں ثابت کیا گیا، بڑھاتا n ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے ماسفیٹ چالو حال میں رہتا ہے۔ مزید یہ کہ یہ افزائندہ ہوتا ہے جیسے مندرجہ ذیل مساوات سے دیکھا جاسکتا ہے۔

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_{DS} \\ V_{GS} - V_{DS} &= 0 \\ V_{GS} - V_{DS} &< V_t \end{aligned}$$

یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال کرتے ہوئے V_{GS} کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$0.6 \times 10^{-3} = \frac{0.15 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3)^2$$

$$\frac{2 \times 0.6 \times 10^{-3}}{0.15 \times 10^{-3}} = (V_{GS} - 3)^2$$

$$8 = (V_{GS} - 3)^2$$

$$V_{GS} = \pm\sqrt{8} + 3$$

$$V_{GS} = 0.172 \text{ V}, 5.828 \text{ V}$$

$V_{GS} = 0.172 \text{ V}$ کے جواب کو رد کرتے ہیں چونکہ اس طرح $V_{GS} < V_t$ ہوگا اور ماسفیٹ منقطع ہوگا۔
 $V_{GS} = 5.828 \text{ V}$ کو تسلیم کرتے ہوئے دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ میں V_{DS} کی قیمت کو حاصل شدہ V_{GS} کی قیمت کے برابر لیتے ہوئے

$$V_{DD} = I_{DS}R_D + V_{DS}$$

$$10 = 0.6 \times 10^{-3} \times R_D + 5.828$$

$$R_D = 6.95 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.8: اگر شکل 4.16 میں $k_n = 0.4 \text{ mA/V}^2$ ، $V_t = 2.5 \text{ V}$ ، $I_{DS} = 0.8 \text{ mA}$ اور $V_D = 2 \text{ V}$ ہوں تو اس دور کے مزاحمت کی قیمت حاصل کریں۔

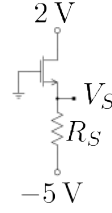
حل: دور کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$V_{GS} + I_{DS}R_S - 5 = 0$$

$$V_{GS} = 5 - I_{DS}R_S$$

اگر ماسفیٹ منقطع ہو تب برقی رو کی قیمت صفر ہوگی اور یوں

$$V_{GS} = 5 - I_{DS}R_S = 5 - 0 \times R_S = 5 \text{ V}$$



شکل 4.16:

حاصل ہوتا ہے جس سے $V_{GS} > V_t$ ثابت ہوتا ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ لہذا ماسفیٹ منقطع نہیں ہے۔

گیٹ برقی زمین پر ہے جبکہ ڈرین دو وولٹ پر ہے۔ یوں

$$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - 2 = -2V$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں $V_{GD} < V_t$ ثابت ہوتا ہے جو کہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ اس طرح افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال ہوگی

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} ([5 - I_{DS}R_S] - V_t)^2$$

$$0.8 \times 10^{-3} = \frac{0.4 \times 10^{-3}}{2} (5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S - 2.5)^2$$

$$\mp \sqrt{4} = (2.5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S)$$

$$R_S = 0.625 \text{ k}\Omega, 5.625 \text{ k}\Omega$$

اگر $R_S = 0.625 \text{ k}\Omega$ ہو تب

$$V_{GS} = 5 - I_{DS}R_S = 5 - 0.8 \times 10^{-3} \times 0.625 \times 10^3 = 4.5V$$

ہو گا اور یوں $V_{GS} > V_t$ ہو گا یعنی ماسفیٹ چالو ہو گا جو کہ قابل قبول جواب ہے۔ اس کے برعکس اگر $R_S = 5.625 \text{ k}\Omega$ ہو تب

$$V_{GS} = 5 - I_{DS}R_S = 5 - 0.8 \times 10^{-3} \times 5.625 \times 10^3 = 0.5V$$

ہو گا اور یوں $V_{GS} < V_t$ ہو گا یعنی ماسفیٹ منقطع ہو گا۔ منقطع ماسفیٹ میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں اور یوں یہ ناقابل قبول جواب ہے اور اسے رد کیا جاتا ہے۔

مثال 4.9: شکل 4.17 الف میں دئے گئے دور کو اس طرح تخلیق کریں کہ جبکہ $I_{DS} = 2 \text{ mA}$ جبکہ $V_D = 2 \text{ V}$ ہوں۔ دور میں استعمال کئے گئے ماسفیٹ کی $V_t = 3.3 \text{ V}$ جبکہ اس کی $k_n = 0.6 \text{ mA/V}^2$ ہے۔ دور میں $V_{DD} = 15 \text{ V}$ اور $V_{SS} = -10 \text{ V}$ رکھیں۔

حل: چونکہ گیٹ صفر جبکہ ڈرین دو وولٹ پر ہے لہذا $V_{GD} = -2 \text{ V}$ اور یوں $V_{GD} < V_t$ ہے جو کہ افزا سندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$2 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3.3)^2$$

$$V_{GS} = 3.3 \mp \sqrt{\frac{4}{0.6}}$$

$$V_{GS} = 0.718 \text{ V}, 5.88 \text{ V}$$

اگر $V_{GS} = 0.718 \text{ V}$ لیا جائے تب $V_{GS} < V_t$ ہو گا اور ماسفیٹ منقطع ہو گا لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ یوں صحیح جواب ہے۔ دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

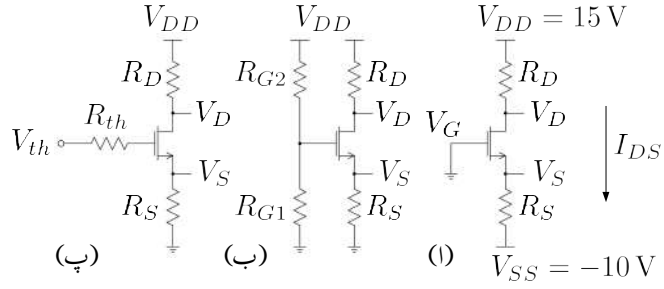
$$V_{GS} = V_G - V_S$$

$$5.88 = 0 - V_S$$

$$V_S = -5.88 \text{ V}$$

یوں اوہم کے قانون کے تحت

$$R_S = \frac{V_S - V_{SS}}{I_{DS}} = \frac{-5.88 - (-10)}{2 \times 10^{-3}} = 2.06 \text{ k}\Omega$$



شکل 4.17: ماسفیٹ کے مزید یک سمتی ادوار

اور

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_{DS}} = \frac{15 - 2}{2 \times 10^{-3}} = 6.5 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 4.10: شکل 4.17 ب میں دو جوڑ ٹرانزسٹر مائل کرنے کے طرز پر گیٹ کے ساتھ دو مزاحمت منسلک کر کے ماسفیٹ کو مائل کیا گیا ہے۔ اگر

$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$R_D = 6.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{G1} = R_{G2} = 10 \text{ M}\Omega$$

$$V_t = 2.5 \text{ V}$$

$$k_n = 0.1 \text{ mA V}^{-2}$$

ہوں تب اس دور میں تمام برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اس کا مساوی تھونن دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$V_{th} = \frac{R_{G1}V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} = 6V$$

$$R_{th} = \frac{R_{G1}R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 5M\Omega$$

چونکہ ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی رو کی قیمت صفر ہوتی ہے ($I_G = 0$) لہذا ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ اسی تھونن برقی دباؤ کے برابر ہو گا یعنی

$$V_G = 6V$$

شکل ب میں گیٹ کو کھلے سرے تصور کرتے ہوئے R_1 اور R_2 کے جوڑ پر یہی 6V پائے جائیں گے۔ یوں ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے ہوئے تھونن مساوی دور بنانا لازم نہیں اور شکل ب پر ہی گیٹ پر 6V لکھ کر آگے بڑھا جا سکتا ہے۔

خارجی جانب مزاحمت پر اوہم کا قانون لاگو کرنے سے ماسفیٹ کے سورس اور ڈرین سروں پر برقی دباؤ کے مندرجہ ذیل کلیات حاصل ہوتے ہیں۔

$$V_{DD} - V_D = I_{DS}R_D$$

$$V_D = V_{DD} - I_{DS}R_D$$

$$V_D = 12 - 6800I_{DS}$$

$$V_S = I_{DS}R_S = 5600I_{DS}$$

یوں

$$V_{GS} = V_G - V_S = (6) - (5600I_{DS})$$

$$V_{GD} = V_G - V_D = (6) - (12 - 6800I_{DS}) = -6 + 6800I_{DS}$$

ہو گا۔ ان معلومات کے ساتھ رہتے ہوئے ہم یہ نہیں کہہ سکتے کہ ماسفیٹ افزائندہ یا غیر افزائندہ نقطے میں ہے۔ اس طرح کے مسائل میں ہم ماسفیٹ کو افزائندہ (غیر افزائندہ) تصور کر کے دور کو حل کرتے ہیں۔ حتمی جواب حاصل ہونے کے بعد دوبارہ دیکھتے ہیں کہ آیا ماسفیٹ افزائندہ (غیر افزائندہ) ہی ہے۔ آئیں ایسا ہی کرتے ہوئے ہم ماسفیٹ

کو افزائندہ تصور کرتے ہیں۔ یوں

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(6 - 5600I_{DS}) - 2.5]^2$$

$$3.136 \times 10^7 I_{DS}^2 - 5.92 \times 10^4 I_{DS} + 12.65 = 0$$

$$I_{DS} = 1.65 \text{ mA}, 0.237 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ 1.65 mA سے

$$V_{GS} = 6 - 1.65 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 = -3.24 \text{ V}$$

یعنی $V_{GS} < V_t$ حاصل ہوتا ہے لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ 0.237 mA سے

$$V_{GS} = 6 - 0.237 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 = 4.67 \text{ V}$$

یعنی $V_{GS} > V_t$ حاصل ہوتا ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ مزید یہ کہ اس برقی رو سے

$$V_{GD} = -6 + 0.237 \times 10^{-3} \times 6.8 \times 10^3 = -4.39 \text{ V}$$

یعنی $V_{GD} < V_t$ حاصل ہوتا ہے جو کہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں 0.237 mA کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ اس طرح

$$V_D = 12 - 0.237 \times 10^{-3} \times 6.8 \times 10^3 = 10.388 \text{ V}$$

$$V_S = 0.237 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 = 1.327 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 4.11: شکل 4.17 ب میں

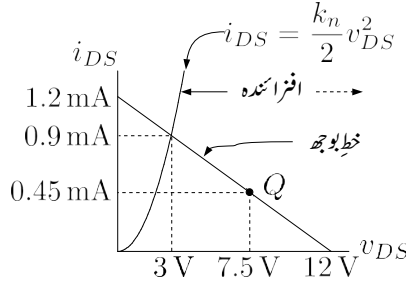
$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$R_D = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 2 \text{ k}\Omega$$

$$V_t = 2.5 \text{ V}$$

$$k_n = 0.2 \text{ mA V}^2$$



شکل 4.18: خط بوجھ سے نقطہ کار کردگی کا حصول

ہیں۔ اس ایمپلیفائر کے گیٹ پر لامحدود کپیسٹر کے ذریعہ داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ v_{DS} کی زیادہ سے زیادہ متشاکل چوٹی کے لئے درکار نقطہ مائل حاصل کریں۔

حل: خط بوجھ²⁹ کی مساوات

$$V_{DD} = v_{DS} + i_{DS} (R_D + R_S)$$

$$12 = v_{DS} + 10000i_{DS}$$

کو شکل 4.18 میں گراف کیا گیا ہے۔ شکل میں نقطہ دبوچ کے گراف کی مدد سے افزائندہ خطے کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ نقطہ دبوچ کا خط مساوات 4.34 سے حاصل کیا گیا یعنی

$$i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2$$

ان دو مساوات کو اکٹھے کرتے ہوئے

$$12 = v_{DS} + 10000i_{DS}$$

$$= v_{DS} + 10000 \times \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} v_{DS}^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس دو درجی مساوات سے $v_{DS} = 3V$ حاصل ہوتا ہے۔ اس کا دوسرے جواب $-4.5V$ ہے جسے رد کیا جاتا ہے چونکہ v_{DS} منفی ممکن نہیں۔ حاصل v_{DS} سے $i_{DS} = 0.9 \text{ mA}$ حاصل ہوتا ہے۔

load line²⁹

ماسفیٹ ایمپلیفائر خط بوجھ پر چہل قدمی کرتا ہے۔ جیسے شکل میں دکھایا گیا ہے، ماسفیٹ اس وقت تک افزائندہ رہتا ہے جب تک v_{DS} کی قیمت v_{DS} سے زیادہ ہو۔ یوں ماسفیٹ کا v_{DS} تین ولٹ سے کم نہیں رکھا جا سکتا لہذا

$$3\text{ V} \leq v_{DS} < 12\text{ V}$$

$$0 < i_{DS} < 0.9\text{ mA}$$

خارجی متغیرات کے حدود ہیں جن میں ماسفیٹ افزائندہ رہے گا۔ ان قیمتوں کے بالکل درمیانی نقطے پر نقطہ کارکردگی رکھنے سے زیادہ سے زیادہ v_{DS} اور i_{DS} حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ یوں نقطہ کارکردگی کو $(7.5\text{ V}, 0.45\text{ mA})$ رکھا جائے گا۔

مثال 4.12: p بڑھاتا ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے شکل 4.19 الف کا دور بنایا گیا ہے۔ ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں رکھتے ہوئے $V_D = 4\text{ V}$ اور $I_{SD} = 0.2\text{ mA}$ حاصل کریں۔

حل: $I_{SD} = 0.2\text{ mA}$ اور $V_D = 4\text{ V}$ حاصل کرنے کی خاطر اوہم کے قانون کے تحت

$$V_D = I_{SD}R_D$$

$$4 = 0.2 \times 10^{-3}R_D$$

$$R_D = 20\text{ k}\Omega$$

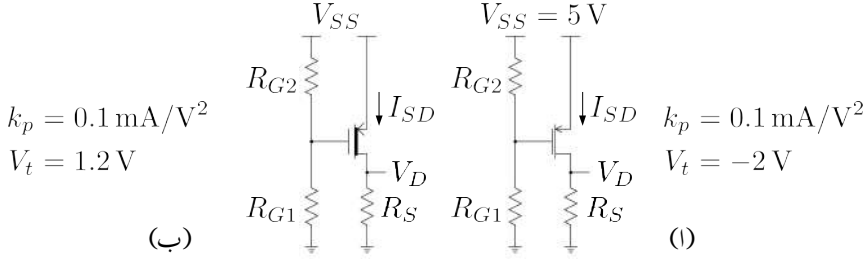
حاصل ہوتا ہے۔

افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$I_{SD} = \frac{k_p}{2} (V_{SG} + V_t)^2$$

$$0.2 \times 10^{-3} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} - 2)^2$$

$$V_{SG} = 0\text{ V}, 4\text{ V}$$

شکل 4.19: p ماسفیٹ کے یک سمتی ادوار

حاصل ہوتے ہیں۔ افزائندہ p بڑھانا ماسفیٹ کے لئے ضروری ہے کہ $V_{SG} > -V_t$ رہے۔ چونکہ

$$-V_t = -(-2) = 2 \text{ volt}$$

ہے لہذا اس شرط کا مطلب ہے کہ $V_{SG} > 2 \text{ V}$ ہو۔ یوں $V_{SG} = 4 \text{ V}$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ $V_S = 5 \text{ V}$ لہذا

$$V_{SG} = V_S - V_G$$

$$4 = 5 - V_G$$

$$V_G = 1 \text{ V}$$

درکار ہے۔ R_{G1} اور R_{G2} کے قیمتیں چن کر $V_G = 1 \text{ V}$ حاصل کیا جاسکتا ہے۔ مثلاً اگر $R_{G1} = 1 \text{ M}\Omega$ چنا جائے تو

$$V_G = \frac{R_{G1} V_{SS}}{R_{G1} + R_{G2}}$$

$$R_{G2} = R_{G1} \left(\frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right)$$

$$R_{G2} = 4 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.13: شکل 4.19 ب میں p قسم کا گھٹانا ماسفیٹ استعمال کرتے دور بنایا گیا ہے جس میں ماسفیٹ کو افزائندہ رکھتے ہوئے $V_D = 1\text{ V}$ اور $I_{SD} = 0.2\text{ mA}$ درکار ہیں۔ اس دور کو حل کریں۔

حل: اوہم کے قانون کے تحت

$$\begin{aligned} V_D &= I_{SD} R_D \\ 1 &= 0.2 \times 10^{-3} R_D \\ R_D &= 5\text{ k}\Omega \end{aligned}$$

افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$\begin{aligned} I_{SD} &= \frac{k_p}{2} (V_{SG} + V_t)^2 \\ 0.2 \times 10^{-3} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} + 1.2)^2 \\ V_{SG} &= -3.2\text{ V}, 0.8\text{ V} \end{aligned}$$

چالو p قسم کے گھٹانا ماسفیٹ کے لئے $V_{SG} > -V_t$ یعنی $V_{SG} > -1.2\text{ V}$ ضروری ہے۔ یوں $V_{SG} = -3.2\text{ V}$ کو رد کیا جاتا ہے اور $V_{SG} = 0.8\text{ V}$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 0.8 &= 5 - V_G \\ V_G &= 4.2\text{ V} \end{aligned}$$

درکار ہے۔ $R_{G1} = 10\text{ M}\Omega$ لیتے ہوئے

$$R_{G2} = R_{G1} \left(\frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right) = 10 \times 10^6 \left(\frac{5}{4.2} - 1 \right) = 1.9\text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.14: شکل 4.20 الف میں I_{DS} اور V_{DS} حاصل کریں۔ گھٹانا ماسفیٹ کے

$$\begin{aligned} k_n &= 0.1\text{ mA V}^{-2} \\ V_t &= -1\text{ V} \end{aligned}$$

ہیں۔

حل: ماسفیٹ کا گیٹ برقی زمین پر ہے یعنی $V_G = 0V$ ہے۔ بقایا دو سروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_S = I_{DS}R_S = 2000I_{DS}$$

$$V_D = V_{DD} - I_{DS}R_D = 5 - 16000I_{DS}$$

یوں

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - 2000I_{DS} = -2000I_{DS}$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افزائندہ ہے۔ اس طرح

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(-2000I_{DS}) - (-1)]^2$$

$$I_{DS} = 5.958 \text{ mA}, 0.042 \text{ mA}$$

5.958 mA کے برقی رو سے $V_{GS} = -5.958 \times 10^{-3} \times 2000 = -11.9V$ حاصل ہوتا ہے جو کہ منقطع ماسفیٹ کی نشانی ہے لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ 0.042 mA کے برقی رو سے $V_{GS} = -0.084V = -0.042 \times 10^{-3} \times 2000$ حاصل ہوتا ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یہی صحیح جواب ہے۔ مزید یہ کہ

$$V_S = 0.042 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.084V$$

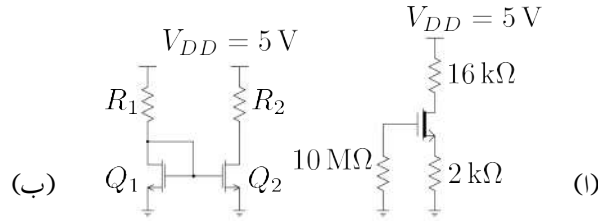
$$V_D = 5 - 0.042 \times 10^{-3} \times 16000 = 4.328V$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 4.328 - 0.084 = 4.224V$$

$$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - 4.328 = -4.328V$$

چونکہ $V_{GD} < V_t$ ہے لہذا ماسفیٹ افزائندہ ہی ہے جیسے تصور کیا گیا تھا۔

مثال 4.15: شکل 4.20 ب میں برقی آئینہ³⁰ دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں استعمال ہونے والے دونوں ماسفیٹ کو بالکل یکساں تصور کرتے ہوئے اسے حل کریں۔



شکل 4.20: ماسفیٹ کے یک سمتی ادوار

حل: Q_1 کا گیٹ اس کے ڈرین کے ساتھ منسلک کیا گیا ہے۔ یہاں رک کر مثال 4.5 کو دوبارہ دیکھیں جہاں اس طرح جڑے ماسفیٹ پر تفصیلی گفتگو کی گئی ہے۔

ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جڑے ہونے کی وجہ سے ان دونوں پر برابر برقی دباؤ پایا جائے گا یعنی $V_{G1} = V_{D1}$ ہو گا۔ یوں $V_{GS1} = V_{DS1}$ اور $V_{GS1} - V_{DS1} < V_t$ ہو گا۔ یہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔

کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$V_{DD} = I_{DS1}R_1 + V_{DS1}$$

$$V_{DS1} = V_{DD} - I_{DS1}R_1$$

ہے۔ چونکہ V_{GS1} اور V_{DS1} برابر ہیں لہذا

$$V_{GS1} = V_{DS1} = V_{DD} - I_{DS1}R_1$$

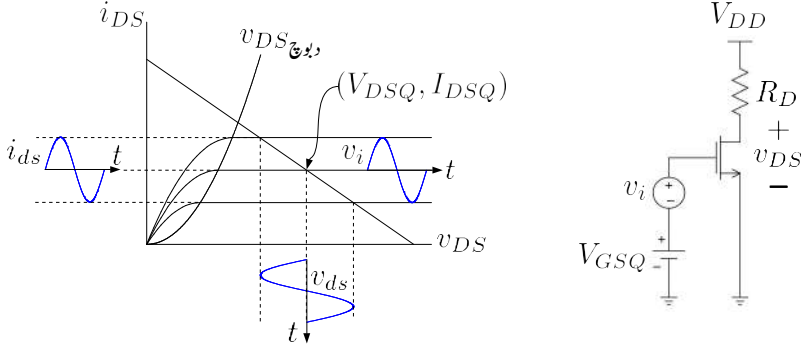
ہو گا اور یوں

$$\begin{aligned} I_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{DD} - I_{DS1}R_1) - V_t]^2 \end{aligned}$$

ہو گا۔ اس مساوات کو حل کرتے برقی رو کی دو مقداریں حاصل ہوں گے جن میں سے صرف ایک مقدار قابل قبول ہو گی۔ اس برقی رو کے مطابق V_{GS1} حاصل کیا جا سکتا ہے۔

دور میں دونوں ماسفیٹ کے گیٹ آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے سورس برقی زمین پر ہیں۔ یوں $V_{GS2} = V_{GS1}$ ہو گا۔ جب تک ماسفیٹ Q_2 بھی افزائندہ رہے اس کی برقی رو

$$I_{DS2} = \frac{k_n}{2} (V_{GS2} - V_t)^2$$



شکل 4.21: ماسفیٹ ایمپلیفائر

ہوگی جو کہ ماسفیٹ Q_1 کے برقی رو کے برابر ہے یعنی $I_{DS2} = I_{DS1}$ ۔ یوں R_1 کی مدد سے Q_1 میں درکار برقی رو حاصل کی جاتی ہے۔ چونکہ V_{GS1} اور V_{GS2} برابر ہیں لہذا Q_2 میں بھی Q_1 کے برقی رو جتنا برقی رو گزرے گا۔

4.9 ماسفیٹ ایمپلیفائر کا تریسیجی تجزیہ

ماسفیٹ کو بطور ایمپلیفائر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ خطے میں مائل کیا جاتا ہے۔ شکل 4.21 میں ماسفیٹ ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی ماسفیٹ کے خطوط اور برقی خط بوجھ بھی دکھایا گیا ہے۔ افزائندہ خطے کے حد کو v_{DSQ} کے خط سے دکھایا گیا ہے۔ ماسفیٹ ایمپلیفائر اس وقت تک خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کو بڑھاتا ہے جب تک ماسفیٹ افزائندہ خطے میں رہے۔ ہم یہاں nMOSFET کو مثال بنا کر ماسفیٹ ایمپلیفائر پر تبصرہ کریں گے۔ ماسفیٹ کے بقایا تمام اقسام پر مبنی ایمپلیفائر بھی اسی طرح کام کرتے ہیں۔

شکل 4.21 میں نقطہ کارکردگی ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ V_{GSQ} ، بوجھ کی مزاحمت R_D اور برقی دباؤ کی منبع V_{DD} تعین کرتے ہیں۔ $v_i = 0$ ہونے کی صورت میں ماسفیٹ نقطہ کارکردگی پر پایا جائے گا جہاں اس کے ایک سمتی برقی دباؤ V_{DSQ} اور ایک سمتی برقی رو I_{DSQ} ہوں گے۔ اب تصور کریں کہ باریک اشارہ v_i مثبت

جانب بڑھتا ہے۔ یوں ماسفیٹ کے گیٹ پر کل برقی دباؤ V_{GSQ} سے بڑھ جائے گا جس سے i_{DS} بڑھ جائے گی جبکہ v_{DS} گھٹ جائے گا۔ اسی طرح اگر v_i منفی ہوتا ہے تو گیٹ پر برقی دباؤ گھٹے گا جس سے i_{DS} گھٹے گی جبکہ v_{DS} بڑھے گا۔ شکل میں سائن نما v_i کی صورت میں ایسا ہوتا دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خط بوجھ کی ڈھلوان کم کرنے سے v_{ds} بڑھتا ہے۔ $\frac{v_{ds}}{v_i}$ اس ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباؤ A_v ہے۔

4.10 ماسفیٹ ایمپلیفائر کا تحلیلی تجزیہ

شکل 4.22 میں بڑھاتا ماسفیٹ کو استعمال کرتے ہوئے ایمپلیفائر کا دور بنایا گیا ہے جس میں دو عدد منبع برقی دباؤ V_{DD} اور V_{GS} ماسفیٹ کو مائل کرنے کی خاطر استعمال کئے گئے ہیں۔ جیسا کہ ہم اسی باب میں آگے دیکھیں گے، حقیقت میں عموماً ایسا نہیں کیا جاتا۔ بہر حال اس دور کی مدد سے ایمپلیفائر پر غور کرنا نسبتاً آسان ہے۔

اس دور میں داخلی جانب یک سمتی منبع V_{GS} کے ساتھ سلسلہ وار بدلتا اشارہ v_{gs} منسلک کیا گیا ہے۔ اس دور کا مقصد داخلی اشارہ v_{gs} کا حیطہ بڑھانا ہے۔ بڑھایا گیا اشارہ ماسفیٹ کے ڈرین سے حاصل کیا جائے گا۔

مندرجہ ذیل بحث گزشتہ باب میں ٹرانزسٹر پر بحث کے ہو بہو ہے۔

4.10.1 یک سمتی تجزیہ

ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی حاصل کرنے کی خاطر بدلتے اشارہ کو قصر دور کیا جاتا ہے یعنی اس کی قیمت صفر کر دی جاتی ہے۔ یوں

$$(4.44) \quad I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

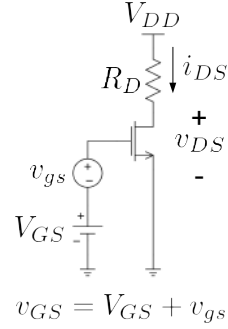
$$(4.45) \quad V_{DS} = V_{DD} - I_{DS}R_D$$

حاصل ہوتا ہے۔ ماسفیٹ افزائندہ رہنے کی خاطر

$$V_{GS} - V_{DS} < V_t$$

کا ہونا ضروری ہے۔

$$\begin{aligned}
 i_{DS} &= \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2 = \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2 \\
 &= \underbrace{\frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2}_{I_{DS} \text{ یک سمتی جزو}} + \underbrace{k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}}_{i_{ds} \text{ اشاراتی جزو}} + \underbrace{\frac{k_n}{2} v_{gs}^2}_{\text{ناگوار جزو}}
 \end{aligned}$$



شکل 4.22: ماسیفٹ ایپلیٹاؤر کے برقی رو کے مختلف اجزاء

4.10.2 بدلتی رو تجزیہ

بدلتی رو تجزیہ کی خاطر دور میں v_{gs} پر نظر رکھی جائے گی۔ شکل 4.22 میں V_{GS} اور v_{gs} سلسلہ وار جوڑنے سے

$$(4.46) \quad v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے

$$(4.47) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2$$

سے

$$\begin{aligned}
 (4.48) \quad i_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2 \\
 &= \frac{k_n}{2} [(V_{GS} - V_t) + v_{gs}]^2 \\
 &= \frac{k_n}{2} [(V_{GS} - V_t)^2 + 2(V_{GS} - V_t)v_{gs} + v_{gs}^2] \\
 &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n (V_{GS} - V_t)v_{gs} + \frac{k_n}{2} v_{gs}^2
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کا پہلا جزو $\frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$ یک سمتی جزو ہے۔ یہ مساوات 4.44 میں دئے I_{DS} کے برابر ہے اور یوں اسے I_{DS} لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات کا دوسرا جزو $k_n (V_{GS} - V_t)v_{gs}$ بدلتی رو

جزو ہے۔ یہ جزو داخلی اشارہ کا $k_n (V_{GS} - V_t)$ گنتا بڑھایا جزو ہے اور یوں اسے i_{ds} لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات کا تیسرا جزو v_{gs} کے مربع کے راست تناسب ہے اور یوں یہ جزو اشارہ کی شکل بگاڑتا³¹ ہے۔ یہ آخری جزو $\frac{k_n}{2} v_{gs}^2$ ناگوارہ جزو ہے۔ اشارہ کی اصل شکل برقرار رکھنے کی خاطر اس جزو کی قیمت دوسرے جزو سے بہت کم رکھنی ضروری ہے یعنی

$$\frac{k_n}{2} v_{gs}^2 \ll k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$$

اس سے حاصل ہوتا ہے

$$(4.49) \quad v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_t)$$

مساوات 4.49 باریک اشارہ³² کی شرط بیان کرتا ہے۔ جو اشارہ اس مساوات پر پورا اترے اسے باریک اشارہ تصور کیا جاتا ہے۔

اگر داخلی اشارہ باریک اشارہ کی شرط پر پورا اترے تب مساوات 4.48 میں آخری جزو کو نظر انداز یا جاسکتا ہے اور اسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.50) \quad i_{DS} \approx I_{DS} + i_{ds}$$

جہاں

$$(4.51) \quad i_{ds} = k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$$

مساوات 4.51 کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.52) \quad i_d = g_m v_{gs}$$

جہاں

$$(4.53) \quad g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = k_n (V_{GS} - V_t)$$

ماسفیٹ کی باریک اشاراتی موصل۔ نما افزائش ہے۔ مساوات 4.44 کی مدد سے g_m کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.54) \quad g_m = \frac{\sqrt{2I_{DS}k_n}}{V_{GS} - V_t}$$

g_m کے باضابطہ تعریف کے مطابق یہ ماسفیٹ کے $i_{DS} - v_{GS}$ خط کے نقطہ ماٹل پر مماس کی ڈھلوان ہے یعنی

$$(4.55) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GSQ}}$$

اشارہ v_{gs} کی موجودگی میں مساوات 4.45 مندرجہ ذیل صورت اختیار کر لیتا ہے۔

$$(4.56) \quad v_{DS} = V_{DD} - i_{DS}R_D$$

مساوات 4.50 کے استعمال سے

$$(4.57) \quad \begin{aligned} v_{DS} &= V_{DD} - (I_{DS} + i_{ds})R_D \\ &= V_{DD} - I_{DS}R_D - i_{ds}R_D \end{aligned}$$

یہ مساوات داخلی اشارہ کے موجودگی میں خارجی برقی دباؤ دیتا ہے۔ داخلی اشارہ کے عدم موجودگی میں i_{ds} کی قیمت صفر ہوگی اور اس سے مساوات 4.45 حاصل ہوگا۔ اس مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.58) \quad v_{DS} = V_{DS} + v_{ds}$$

جہاں V_{DS} مساوات 4.45 میں دی گئی ہے جبکہ

$$(4.59) \quad v_{ds} = -i_{ds}R_D$$

ہے۔ مساوات 4.52 کی مدد سے

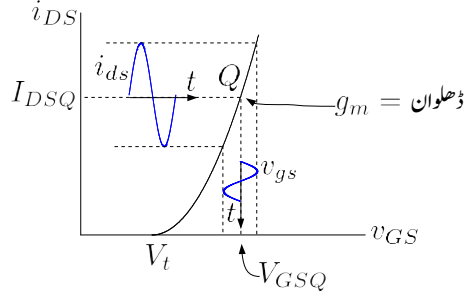
$$(4.60) \quad v_{ds} = -g_m R_D v_{gs}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے افزائش برقی دباؤ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.61) \quad A_v = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = -g_m R_D$$

یہاں منفی علامت کا مطلب یہ ہے کہ جب داخلی اشارہ v_{gs} مثبت ہو تب خارجی اشارہ v_{ds} منفی ہو گا یعنی یہ دو اشارات آپس میں 180 زاویہ پر رہتے ہیں۔

شکل 4.23 میں مساوات 4.47 کا خط کھینچا گیا ہے۔ نقطہ کارکردگی پر اس خط کی ڈھلوان g_m کہلاتی ہے۔ داخلی اشارہ v_{gs} کے عدم موجودگی میں ماسفیٹ نقطہ کارکردگی Q پر رہے گا اور یوں اس پر V_{GSQ} اور I_{DSQ} پائے جائیں گے۔ سائن نما v_{gs} کی صورت میں i_{DS} میں سائن نما جزو پایا جائے گا جسے i_{ds} کہا جاتا ہے۔



شکل 4.23: ماسفیٹ ایمپلیفائر کا گیٹ پر برقی دباؤ بالمشابہ ماسفیٹ کی برقی ریکاؤ خط

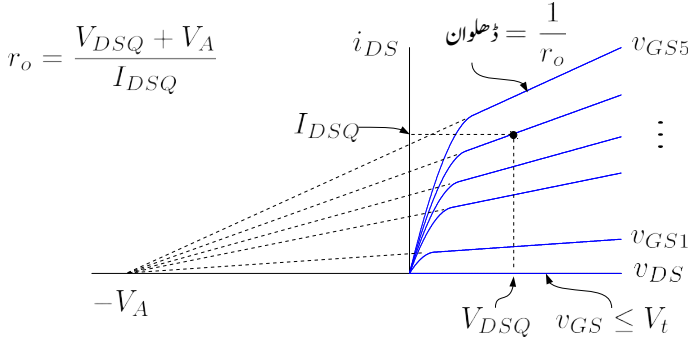
4.11 ماسفیٹ ریاضی نمونہ

اس حصے میں ماسفیٹ کے ریاضی نمونے³³ حاصل کئے جائیں گے جنہیں استعمال کر کے بدلتے برقی دباؤ اور بدلتے برقی ریکاؤ حاصل کئے جاتے ہیں۔

4.11.1 خارجی مزاحمت r_o

ماسفیٹ کو بطور ایمپلیفائر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ خطے میں مائل کیا جاتا ہے۔ مساوات 4.26 کے مطابق افزائندہ خطے میں v_{DS} تبدیل کرنے سے i_{DS} پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ صفحہ 442 پر شکل 4.5 پ میں v_{DS} کو v_{DSQ} سے بڑھانے پر پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہوتے دکھائی گئی ہے۔ مساوات 4.26 حاصل کرتے وقت اس اثر کو نظر انداز کیا گیا۔ پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہونے سے پیدا کردہ راہ کی مزاحمت کم ہو جاتی ہے اور یوں i_{DS} بڑھ جاتا ہے۔ بڑھتے برقی دباؤ کے ساتھ پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہونے کے اثر کو ہم مساوات 4.26 میں ادنیٰ برفی دباؤ³⁴ V_A کے طرز کا جزو شامل کرنے سے حاصل کر سکتے ہیں جیسے

$$\begin{aligned}
 (4.62) \quad i_{DS} &= \frac{k'_n}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2 \left[1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right] \\
 &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \left[1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right]
 \end{aligned}$$



شکل 4.24: ارلی برقی دباؤ

ارلی برقی دباؤ کے اثر کو شامل کرتے ہوئے ماسفیٹ کے خط شکل 4.24 میں گراف کئے گئے ہیں۔ اس مساوات سے ماسفیٹ کا خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی غرض سے اس کا تفرق نقطہ مائل پر لیتے ہیں۔

$$\left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \frac{1}{V_A}$$

اور یوں

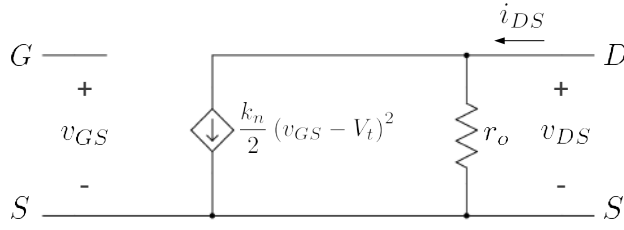
$$(4.63) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} = \frac{1}{\frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \frac{1}{V_A}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر ارلی برقی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کیا جائے تو $\frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2$ کو I_{DS} لکھا جاسکتا ہے اور یوں مندرجہ بالا خارجی مزاحمت کی مساوات کو بہتر طریقے سے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.64) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} \approx \frac{V_A}{I_{DS}}$$

ہم V_A کو ارلی برقی دباؤ ہی کہیں گے۔ ارلی برقی دباؤ کی قیمت پیدا کردہ راہ کے لمبائی کے راست تناسب ہوتا ہے۔

$$(4.65) \quad V_A \propto L_{ch}$$



شکل 4.25: وسیع اشارات ماسفیٹ ریاضی نمونہ

یوں r_o بڑھانے کی خاطر زیادہ لمبائی کی راہ تخلیق دی جاتی ہے۔ ماسفیٹ کے ارلی برقی دباؤ کی عمومی قیمت 200 V تا 300 V ہوتی ہے۔

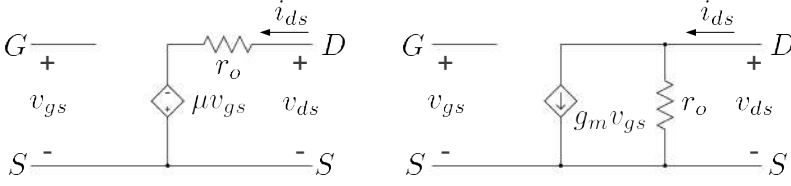
4.11.2 وسیع اشاراتی ماسفیٹ ریاضی نمونہ

افزائندہ نخلے میں ماسفیٹ کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ³⁵ شکل 4.25 میں دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کے داخلی جانب مزاحمت لا محدود ہے جبکہ مساوات 4.64 اس کا خارجی مزاحمت r_o دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس ریاضی نمونے سے درست i_{DS} حاصل ہوتا ہے۔

4.11.3 باریک اشاراتی ماسفیٹ π ریاضی نمونہ

ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ بالکل BJT ٹرانزسٹر کی طرح حاصل کیا جاتا ہے۔ افزائندہ نخلے میں استعمال ہوتے ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کرنے کی غرض سے مساوات 4.28 کا جزوی تفرق حاصل کرتے ہیں جس سے افزائش g_m حاصل ہوگی۔ جزوی تفرق کی قیمت نقطہ مائل V_{GS} پر حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں

$$(4.66) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{GS}} = k_n [V_{GS} - V_t]$$



شکل 4.26: پست تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.28 کی یک سمتی شکل

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

سے

$$V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}}$$

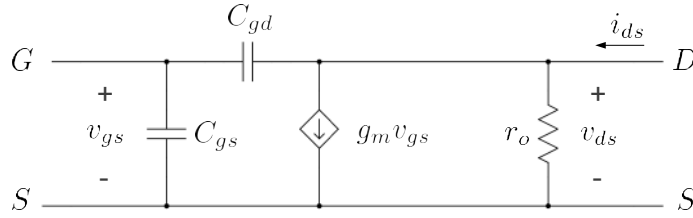
حاصل ہوتا ہے جس کی مدد سے مساوات 4.66 کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.67) \quad g_m = k_n [V_{GS} - V_t] = k_n \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}} = \sqrt{2k_n I_{DS}}$$

مساوات 4.64 سے حاصل r_o اور مساوات 4.67 سے حاصل g_m استعمال کرتے ہوئے ماسفیٹ کا پست تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.26 میں دائیں ہاتھ دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کا عمومی نام π ریاضی نمونہ ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ ماسفیٹ کا داخلی مزاحمت لامحدود ہونے کی وجہ سے اس کی داخلی برقی رو صفر ہوگی۔ ماسفیٹ کے g_m کا دو جوڑ ٹرانزسٹر کے g_m کے ساتھ موازنہ کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ ماسفیٹ کی برقی رو چارگنا کرنے سے اس کا g_m دگنا ہوتا ہے جبکہ دو جوڑ ٹرانزسٹر کی برقی رو صرف دگنا کرنے سے ہی اس کا g_m دگنا ہو جاتا ہے۔

شکل 4.26 میں اسی ریاضی نمونے کی دوسری شکل بھی دکھائی گئی ہے جہاں ریاضی نمونے میں خارجی جانب نارٹن مساوی کی جگہ تھونن مساوی استعمال کیا گیا ہے۔ یوں تھونن برقی دباؤ $g_m v_{gs} r_o$ کے برابر لیتے ہوئے

$$\mu = g_m r_o$$



شکل 4.27: بلند تعددی باریک اثراتی ماسفیٹ پائے ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔

ماسفیٹ کے گیٹ اور سورس کے مابین C_{gs} کپیسٹر پایا جاتا ہے۔ اسی طرح گیٹ اور ڈرین کے مابین C_{gd} کپیسٹر پایا جاتا ہے۔ کم تعدد پر ان کپیسٹرز کو نظر انداز کیا جاتا ہے البتہ بلند تعدد پر ان کو نظر انداز کرنا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں بلند تعدد پر ماسفیٹ کے پائے ریاضی نمونے میں انہیں شامل کرنے سے بلند تعددی بائس ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.27 میں دکھایا گیا ہے۔ کم v_{DS} کی صورت میں غیر افزائندہ ماسفیٹ کے گیٹ کے نیچے الناخطہ سورس سے ڈرین تک تقریباً یکساں شکل کا ہوتا ہے۔ گیٹ اور الناخطہ مل کر کپیسٹر $\frac{\epsilon WL}{d}$ کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کا آدھا حصہ C_{gs} اور آدھا C_{gd} ہے یعنی

$$(4.68) \quad C_{gs} \approx C_{gd} \approx \left(\frac{1}{2}\right) \frac{\epsilon WL}{d}$$

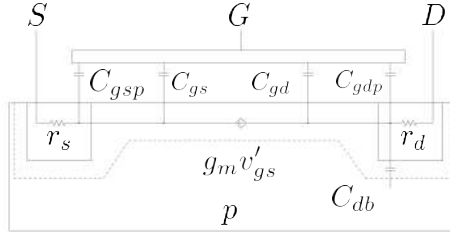
جہاں W گیٹ کی چوڑائی، L گیٹ کی لمبائی، d گیٹ اور سیلکان کے درمیان فاصلہ ہے۔ $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ ہے جہاں $\epsilon_r = 3.9$ جبکہ $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{F}{m}$ ہے۔

افزائندہ ماسفیٹ کے ڈرین جانب راہ دبوچا گیا ہوتا ہے۔ یوں گیٹ کے نیچے پیدا کردہ راہ ہر جگہ یکساں نہیں ہوتا۔ اس صورت میں $C_{gd} \approx 0$ جبکہ $C_{gs} \approx \frac{2\epsilon WL}{3d}$ ہوتا ہے۔

$$(4.69) \quad C_{gd} \approx 0$$

$$C_{gs} \approx \left(\frac{2}{3}\right) \frac{\epsilon WL}{d}$$

ان کے علاوہ گیٹ کا کچھ حصہ سورس کو اور کچھ حصہ ڈرین کو ڈھانپتا ہے جس سے گیٹ اور سورس کے مابین غیر مطلوب کپیسٹر C_{gsp} اور اسی طرح گیٹ اور ڈرین کے مابین غیر مطلوب کپیسٹر C_{gdp} پیدا ہوتا ہے۔ ڈرین اور سیلکان پتہ کا مابین pn جوڑ پایا جاتا ہے جس کے کپیسٹر کو C_{db} سے ظاہر کیا جاتا ہے۔



شکل 4.28: ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء

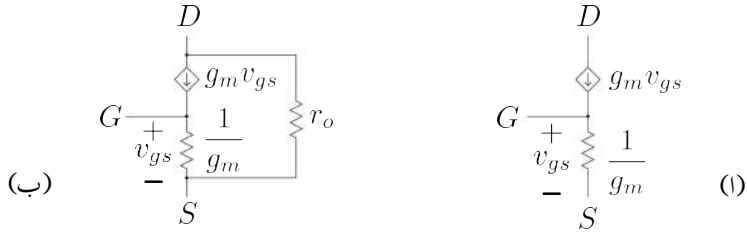
ماسفیٹ کے ریاضی نمونے میں C_{gs} گیٹ اور سورس کے درمیان دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموعے کو کہتے ہیں۔ اسی طرح C_{gd} بھی دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموعے کو ظاہر کرتا ہے۔ شکل 4.28 میں ان تمام قسم کے کپیسٹروں کو دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی مزاحمت r_s اور r_d بھی دکھائے گئے ہیں۔ بیرونی سورس سرے اور اندرونی سورس کے درمیان r_s مزاحمت پایا جاتا ہے۔ اسی طرح بیرونی ڈرین سرے اور اندرونی ڈرین کے درمیان r_d پایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں r_s ، r_d اور C_{db} کو استعمال نہیں کیا جائے گا۔

دو جوڑ ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونوں کی طرح ماسفیٹ کے باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونے nMOSFET اور pMOSFET دونوں کے لئے یکساں قابل استعمال ہیں۔

4.11.4 باریک اشاراتی ماسفیٹ ٹی ریاضی نمونہ

شکل 4.29 الف میں r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے ماسفیٹ کا ٹی ریاضی نمونہ³⁶ دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے میں گیٹ اور سورس کے مابین مزاحمت نسب ہے جس کی قیمت $\frac{1}{g_m}$ ہے۔ اس ماسفیٹ ریاضی نمونے کو پائے ریاضی نمونے سے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے میں

$$(4.70) \quad \begin{aligned} i_g &= 0 \\ i_d &= i_s = i_{ds} = g_m v_{gs} \end{aligned}$$



شکل 4.29: باریک اثراتی ماسفیٹ ٹی ریاضی نمونہ

پائے جاتے ہیں جہاں i_d اور i_s ڈرین اور سورس کے برقی رو ہیں۔ داخلی مزاحمت لامحدود ہے۔ آئیں اب ٹی ریاضی نمونے پر نظر ڈالیں۔ ٹی ریاضی نمونے میں $i_d = g_m v_{gs}$ ہے۔ گیٹ اور سورس کے مابین مزاحمت نسب ہے جس پر برقی دباؤ v_{gs} ہے۔ یوں اُوہم کے قانون سے اس مزاحمت میں برقی رو کی مقدار

$$\frac{\text{دباؤ برقی}}{\text{رو برقی}} = \frac{v_{gs}}{\frac{1}{g_m}} = g_m v_{gs}$$

ہوگی۔ یہی برقی رو سورس پر ہوگی۔ گیٹ G کے جوڑ پر D کی جانب سے $g_m v_{gs}$ برقی رو آتی ہے۔ اس جوڑ سے اتنی ہی برقی رو مزاحمت سے گزرتے ہوئے S رواں ہے۔ یوں کخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے گیٹ پر برقی رو $i_g = 0$ حاصل ہوتی ہے۔ داخلی مزاحمت $\frac{v_{gs}}{i_g}$ کی قیمت $i_g = 0$ کی بنا پر لامحدود حاصل ہوتی ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ ٹی ریاضی نمونے سے بھی بالکل وہی جوابات حاصل ہوتے ہیں جو پائے ریاضی نمونے سے حاصل ہوتے ہیں لہذا ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت ٹی ریاضی نمونے کو بھی استعمال کیا جاسکتا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے میں r_o کی شمولیت شکل 4.29 ب میں دکھایا گیا ہے۔

دو جوڑ ٹرانزسٹر کے ٹی ریاضی نمونے کی طرح شکل 4.29 میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے ٹی ریاضی نمونے دونوں اقسام کے ماسفیٹ یعنی nMOSFET اور pMOSFET کے لئے قابل استعمال ہیں۔

4.11.5 یک سمتی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

مندرجہ بالا تذکرہ سے ہم دیکھتے ہیں کہ برقی دباؤ اور برقی رو کے دو حصے (یعنی یک سمتی حصہ اور بدلتا حصہ) ہوتے ہیں۔ ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت ان دو حصوں کو علیحدہ علیحدہ حل کیا جاتا ہے۔ پہلے بدلتے متغیرات کی قیمتیں

صفر کرتے ہوئے یک سمتی حصہ حل کر کے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے اور پھر بدلتے حصے کو ریاضی نمونے کی مدد سے حل کیا جاتا ہے۔

مثال 4.16: مساوات 4.48 میں $\frac{k_n v_{gs}^2}{2}$ نا پسندیدہ حصہ ہے۔ اگر داخلی اشارہ $v_{gs} = V_p \cos \omega t$ ہو تب نا پسندیدہ جزو میں $\cos^2 \omega t = \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2}$ استعمال کرتے ہوئے $\frac{k_n V_p^2}{4} [1 + \cos(2\omega t)]$ لکھا جا سکتا ہے جو داخلی اشارے کے دگنی تعدد کا جزو ہے۔ یہی اصل اشارے کی شکل بگاڑتا ہے۔ خارجی اشارے میں دگنی تعدد اور اصل تعدد کے اجزاء کے حیثوں کی نسبت حاصل کریں۔ اگر $V_t = 1.4 \text{ V}$ اور $V_{GS} = 4 \text{ V}$ ہوں تب داخلی اشارے کی چوٹی کی وہ حد حاصل کریں جس پر حاصل کردہ نسبت 1% ہو۔

حل: دگنی تعدد کا حصہ $\frac{k_n V_p^2}{4} \cos(2\omega t)$ ہے۔ یوں

$$\frac{\text{بگڑا جزو}}{\text{اصل جزو}} = \frac{V_p}{4(V_{GS} - V_t)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$\frac{V_p \times 100}{4(4 - 1.4)} = 1$$

سے $V_p \leq 104 \text{ mV}$ حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.17: ایک دور جسے شکل 4.17 ب میں دکھایا گیا ہے کا تجزیہ کرتے ہوئے مندرجہ ذیل معلومات حاصل کئے جاتے ہیں۔

$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$R_D = 6.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{G1} = R_{G2} = 10 \text{ M}\Omega$$

ہیں۔ مزید اس کے گیٹ پر $V_G = 6\text{ V}$ جبکہ سورس پر $V_S = 0.81\text{ V}$ ناپے جاتے ہیں۔ ساتھ ہی ساتھ باریک اشاراتی برقی دباؤ کی افزائش $A_v = -6.8\text{ V}$ ناپی جاتی ہے جہاں خارجی اشارے کو ڈرین سے لیا گیا۔ استعمال کئے گئے ماسفیٹ کی k_n اور V_t حاصل کریں۔

حل: اوہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{V_S}{R_S} = \frac{0.81}{5600} = 1.4464\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ

$$V_{GS} = V_G - V_S = 6 - 0.81 = 5.19\text{ V}$$

ہے۔ مساوات 4.61 کی مدد سے $g_m = 1\text{ mA/volt}$ حاصل کرتے ہوئے مساوات 4.53 میں پر کرتے ملتا ہے۔

$$10^{-3} = k_n (5.19 - V_t)$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.4464 \times 10^{-3} = \frac{k_n}{2} (5.19 - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو نتائج ملا کر

$$1.4464 \times 10^{-3} = \frac{k_n}{2} \left(\frac{10^{-3}}{k_n} \right)^2$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے $k_n = 0.345 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے $V_t = 2.29\text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔

شکل کو دیکھتے ہوئے

$$V_D = V_{DD} - I_{DS}R_D = 15 - 1.4464 \times 10^{-3} \times 6800 = 5.16\text{ V}$$

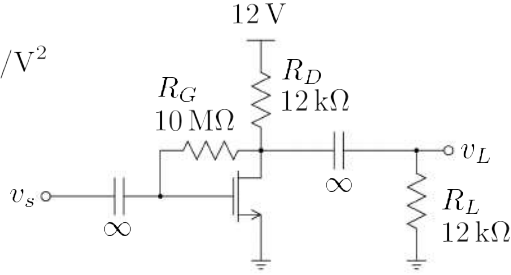
لکھا جاسکتا ہے۔ یوں

$$V_{GD} = V_G - V_D = 6 - 5.16 = 0.835\text{ V}$$

$$V_t = 2 \text{ V}$$

$$k_n = 0.2 \text{ mA/V}^2$$

$$V_A = 60 \text{ V}$$



شکل 4.30: ماسفیٹ امپلیفائر

حاصل ہوتا ہے جو V_t سے کم ہے لہذا ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہی ہے۔

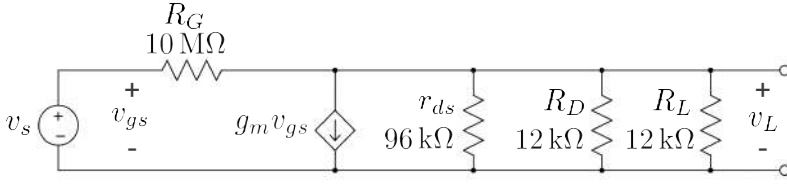
مثال 4.18: شکل 4.30 میں ماسفیٹ امپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ داخلی اور خارجی مزاحمتوں اور فریکوئنسی کی کمیٹی کی پیروی استعمال کئے گئے ہیں۔ داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور افزائش $A_v = \frac{v_L}{v_s}$ حاصل کریں۔

حل: چونکہ گیٹ پر برقی رو صفر ہے لہذا R_G پر صفر ولٹ کا گھٹا ہو گا۔ اس طرح $V_G = V_D$ ہوں گے، یعنی $V_{GS} = V_{DS}$ ہو گا، لہذا $V_{GD} = 0 \text{ V}$ ہو گا۔ یوں $V_{GD} < V_t$ ہے جس سے ثابت ہوتا ہے کہ ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 2)^2 \\ &= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{DS} - 2)^2 \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اوہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{12 - V_{DS}}{R_D} = \frac{12 - V_{DS}}{12000}$$



شکل 4.31: ماسفیٹ ایپلیفائر کا مساوی باریک اشاراتی دور

حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حل کرنے سے

$$V_{DS} = 4.5 \text{ V}, \quad I_{DS} = 0.625 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ دو درجی مساوات کے دوسرے جواب کو رد کیا جاتا ہے۔

g_m کی قیمت

$$\begin{aligned} g_m &= k_n (V_{GS} - V_t) \\ &= 0.2 \times 10^{-3} (4.5 - 2) \\ &= 0.5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \end{aligned}$$

اور خارجی مزاحمت r_o کی قیمت

$$r_o = \frac{V_A}{I_{DS}} = \frac{60}{0.625 \times 10^{-3}} = 96 \text{ k}\Omega$$

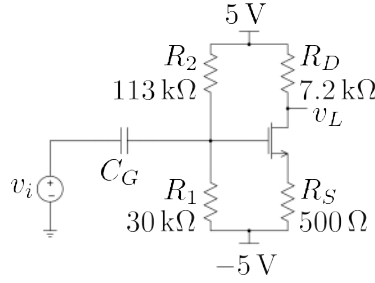
حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 4.31 میں ان قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوی پست تعددی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ R_G سے گزرتے برقی رو کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} v_L &\approx -g_m v_{gs} (r_o \parallel R_D \parallel R_L) \\ &= -2.823 v_{gs} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ v_{gs} اور v_s برابر ہیں لہذا

$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = -2.823 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ R_G میں برقی رو



شکل 4.32: مشترک ایئر بیج ایئر مزاحمت

$$\begin{aligned}
 i_s &= \frac{v_s - v_L}{R_G} \\
 &= \frac{v_s}{R_G} \left(1 - \frac{v_L}{v_s} \right) \\
 &= \frac{v_s}{R_G} [1 - (-2.823)] \\
 &= 3.823 \frac{v_s}{R_G}
 \end{aligned}$$

کے برابر ہے لہذا داخلی مزاحمت

$$R_i = \frac{v_s}{i_s} = \frac{R_G}{3.823} = 2.6 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.19: شکل 4.32 میں $V_t = 0.8 \text{ V}$ اور $k_n = 1.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہیں۔ r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔ کپیسٹرز کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: یک سمتی تجزیہ سے $V_{GS} = 1.8\text{ V}$ ، $I_{DS} = 0.6\text{ mA}$ اور $V_{DS} = 5.38\text{ V}$ حاصل ہوتے ہیں۔ یوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ انہیں استعمال کرتے ہوئے

$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 1.2 \times 10^{-3} \times 0.6 \times 10^{-3}} = 1.2\text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایملپیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور شکل 4.33 میں دکھایا گیا ہے جس سے

$$v_L = -g_m v_{gs} R_D = -8.64 v_{gs}$$

$$v_g = v_i$$

$$v_s = g_m v_{gs} R_S = 0.6 v_{gs}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ $v_{gs} = v_g - v_s$ ہے لہذا

$$v_{gs} = v_i - 0.6 v_{gs}$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$v_{gs} = \frac{v_i}{1.6} = 0.625 v_i$$

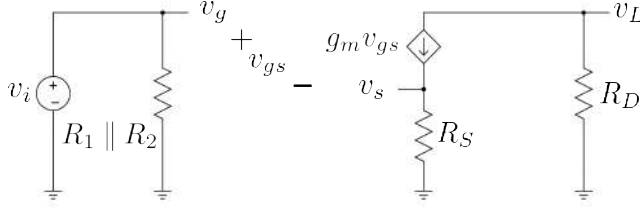
حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو v_L کی مساوات میں پُر کرتے ملتا ہے

$$v_L = -8.64 \times 0.625 \times v_i = -5.4 v_i$$

یعنی

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -5.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 4.20: مثال 4.19 میں R_S کے متوازی لامحدود قیمت کا کپیسٹرنس نسبت کرتے ہوئے A_v دوبارہ حاصل کریں۔



شکل 4.33: مشترک ایسٹریج ایسٹریج مزاحمت کا باریک اشاراتی مساوی دور

حل: کپیسیٹر نسب کرنے سے نقطہ کارکردگی پر کوئی اثر نہیں پڑتا لہذا $g_m = 1.2 \text{ mS}$ ہی رہے گا۔ باریک اشاراتی مساوی دور شکل 4.34 میں دکھایا گیا ہے جس سے

$$v_L = -g_m v_{gs} R_D = -8.64 v_{gs}$$

$$v_g = v_i$$

$$v_s = 0$$

یعنی

$$v_{gs} = v_i$$

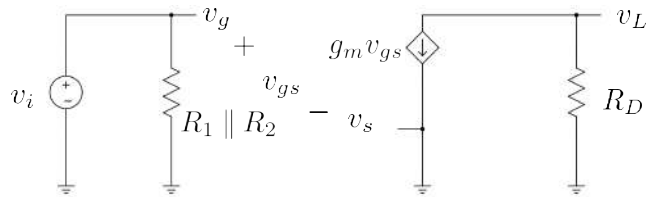
$$v_L = -8.64 v_i$$

اور

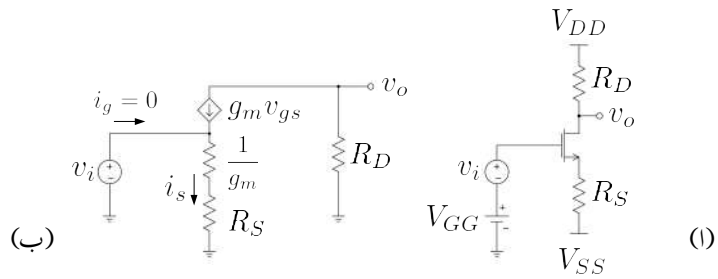
$$A_v = -8.64 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ان دو مثالوں سے آپ دیکھتے ہیں کہ R_S کی شمولیت سے A_v گھٹتا ہے لیکن چونکہ R_S کے استعمال سے نقطہ کارکردگی مستحکم ہوتا ہے لہذا R_S کا استعمال کیا جاتا ہے۔ R_S کے متوازی لامحدود کپیسیٹر نسب کرنے سے A_v پر R_S کے بُرے اثر کو ختم کیا جاتا ہے۔



شكل 4.34:



شكل 4.35:

مثال 4.21: شکل 4.35 الف کے ایمپلیمینٹ کو ٹی ریاضی نمونے سے حل کریں۔

حل: شکل ب میں ٹی ریاضی نمونے استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے استعمال کرتے وقت اس حقیقت کو بروئے کار لائیں کہ گیٹ پر برقی رو صفر رہتی ہے۔ شکل میں $i_g = 0$ لکھ کر اس حقیقت کی یاد دہانی کرائی گئی ہے۔ داخلی جانب کرنخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_s = \frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

چونکہ $i_g = 0$ ہے لہذا یہی برقی رو R_D سے بھی گزرے گی۔ اس طرح

$$v_o = - \left(\frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_S} \right) R_D$$

ہو گا۔ جس سے

$$(4.71) \quad A_v = \frac{v_o}{v_i} = - \left(\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کو یوں بہتر طرز پر لکھا جا سکتا ہے

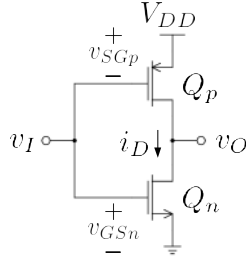
$$(4.72) \quad A_v = - \frac{\sum R_{\text{ڈریں}}}{\sum R_{\text{سورس}}}$$

صفحہ 354 پر مساوات 3.217 میں $\alpha = 1$ لیتے ہوئے مساوات 4.72 ہی حاصل ہوتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹرز کی صورت میں $\frac{1}{g_m}$ کو r_e لکھا گیا جبکہ یہاں ہم اس کو $\frac{1}{g_m}$ ہی لکھیں گے۔

4.12 سیاس نفی کار

عددی ادوار³⁷ میں نفی کار³⁸ کلیدی کردار ادا کرتا ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر کیا گیا، سیاس ٹیکنالوجی کی بہتر خصوصیات کی بنا پر مخلوط ادوار زیادہ تر انہیں کو استعمال کرتے ہوئے بنائے جاتے ہیں۔

digital circuits³⁷
NOT gate³⁸



$$v_{SGp} = V_{DD} - v_I$$

$$v_{GSn} = v_I$$

$$V_{tn} = -V_{tp} = \frac{V_{DD}}{2}$$

شکل 4.36: نفی کار

شکل 4.36 الف میں ایک عدد pMOSFET اور ایک عدد nMOSFET استعمال کرتے ہوئے نفی کار بنایا گیا ہے۔ عددی اشارات صرف دو ہی قیمتیں 0V یعنی پست صورت یا 5V یعنی بلند صورت اختیار کر سکتے ہیں۔ آئیں v_I کو ان قیمتوں پر رکھتے ہوئے خارجی اشارہ v_O حاصل کریں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$(4.73) \quad \begin{aligned} v_{SGp} &= V_{DD} - v_I \\ v_{GSn} &= v_I \end{aligned}$$

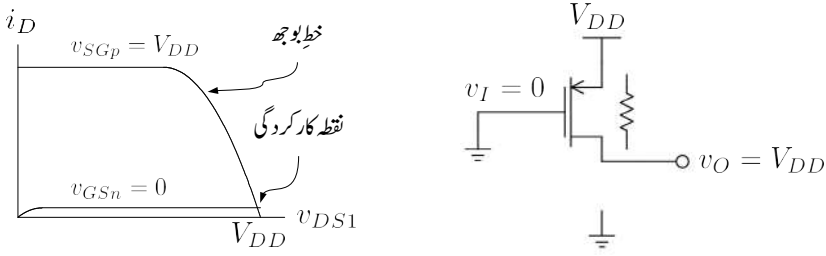
لکھا جاسکتا ہے۔ مزید تصور کریں کہ

$$(4.74) \quad V_{tn} = -V_{tp} = V_t$$

کے برابر ہے۔

داخلی اشارہ $v_I = 0V$ کی صورت میں مساوات 4.73 سے $v_{GSn} = 0V$ حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ V_{tn} مثبت مقدار ہے لہذا $v_{GSn} < V_{tn}$ ہے۔ اس طرح Q_n منقطع ہو گا اور اس کی برقی رو صفر ہو گی۔ اس کے برعکس Q_p کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق $v_{SGp} = V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $v_{SGp} > -V_{tp}$ ہے لہذا Q_p چالو ہو گا۔ شکل 4.37 میں منقطع Q_n کے خط پر چالو Q_p کے خط کو بطور خطِ بوجھ دکھایا گیا ہے۔ Q_p کے خط کا عمودی محور میں عکس لینے کے بعد اس عکس کو افقی محور پر دائیں جانب V_{DD} اکایاں منتقل کرنے سے خطِ بوجھ³⁹ حاصل ہوتا ہے۔ Q_n کے خط کو افقی محور سے قدر اوپر کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے علیحدہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کارکردگی کے مطابق $v_{DSQ} \approx V_{DD}$ کے برابر ہے۔ اس طرح $v_I = 0$ کی صورت میں $v_O = V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے۔

³⁹صفحہ 314 پر حصہ 3.12 کے شروع میں ٹرانزسٹر خطِ بوجھ کھینچنا دکھایا گیا۔ اس طریقے پر ایک مرتبہ دوبارہ نظر ڈالیں۔



شکل 4.37: داخلی اشارہ پست ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ بلند حاصل ہوتا ہے۔

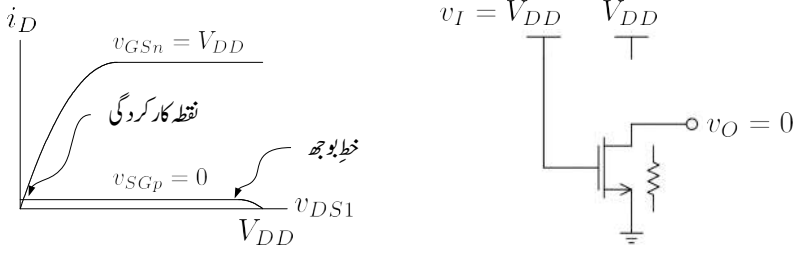
یہی جواب خطوط کھینچنے بغیر یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔ منقطع Q_n کو کھلے دور جبکہ چالو Q_p کو بطور مزاحمت تصور کریں۔ ایسا کرنے سے شکل 4.37 میں دکھایا دور حاصل ہوتا ہے جس کو دیکھ کر $v_O = V_{DD}$ لکھا جاسکتا ہے۔

داخلی اشارہ $v_I = V_{DD}$ کی صورت میں مساوات 4.73 سے $v_{GSn} = V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے لہذا $v_{GSn} > V_{tn}$ ہے۔ اس طرح Q_n چالو ہو گا۔ اس کے برعکس Q_p کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق $v_{SGp} = 0$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $v_{SGp} < -V_{tp}$ ہے لہذا Q_p منقطع ہو گا۔ شکل 4.38 میں چالو Q_n کے خط پر منقطع Q_p کے خط کو بطور خط بوجھ دکھایا گیا ہے۔ خط بوجھ کو افقی محور سے قدر اوپر کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے علیحدہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کار کردگی کے مطابق $v_{DSQ} \approx 0$ کے برابر ہے۔ اس طرح $v_I = V_{DD}$ کی صورت میں $v_O = 0$ حاصل ہوتا ہے۔

یہی جواب خطوط کھینچنے بغیر یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔ چالو Q_n کو مزاحمت جبکہ منقطع Q_p کو کھلے دور تصور کریں۔ ایسا کرنے سے شکل 4.38 میں دکھایا دور حاصل ہوتا ہے جس کو دیکھ کر $v_O = V_{DD}$ لکھا جاسکتا ہے۔

$v_I = 0$ کی صورت میں $v_{DS} = V_{DD}$ جبکہ $i_D \approx 0$ کے برابر حاصل ہوتا ہے لہذا Q_n میں برقی طاقت کا ضیاع قابل نظر انداز ہو گا۔ چونکہ اس صورت میں $V_{SD} \approx 0$ ہے لہذا Q_p میں طاقت کا ضیاع اس سے بھی کم ہو گا۔ $v_I = V_{DD}$ کی صورت میں Q_n اور Q_p کے کردار آپس میں تبدیل ہو جاتے ہیں لہذا طاقت کا ضیاع جوں کا توں رہتا ہے۔ حقیقت میں ماسفیٹ سے بنائے نفی کار میں کل طاقت کا ضیاع ایک مائیکرو واٹ سے بھی کم ہوتا ہے۔

آئیں شکل 4.36 میں دئے نفی کار کا v_O بالمقابل v_I خط حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر v_I کو بتدریج 0V سے V_{DD} تک تبدیل کرتے ہوئے v_O حاصل کیا جائے گا۔ پہلے دونوں ماسفیٹ کے برقی رو بالمقابل برقی دباؤ مساوات لکھتے ہیں۔



شکل 4.38: داخلی اشارہ بلند ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ پست حاصل ہوتا ہے۔

شکل سے Q_n کے لئے $v_{GS} = v_I$ اور $v_{DS} = v_O$ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں مساوات 4.23 اور مساوات 4.24 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.75) \quad i_{DS} = k_n \left[(v_I - V_{tn}) v_O - \frac{v_O^2}{2} \right] \quad \text{جب } v_O \leq v_I - V_{tn}$$

اسی طرح مساوات 4.27 اور مساوات 4.28 کو

$$(4.76) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} [v_I - V_{tn}]^2 \quad \text{جب } v_O \geq v_I - V_{tn}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اسی طرح Q_p کے لئے مساوات 4.36 کو

$$(4.77) \quad i_{SD} = k_p \left[(V_{DD} - v_I + V_{tp}) (V_{DD} - v_O) - \frac{(V_{DD} - v_O)^2}{2} \right] \quad \text{جب } v_O \geq v_I - V_{tp}$$

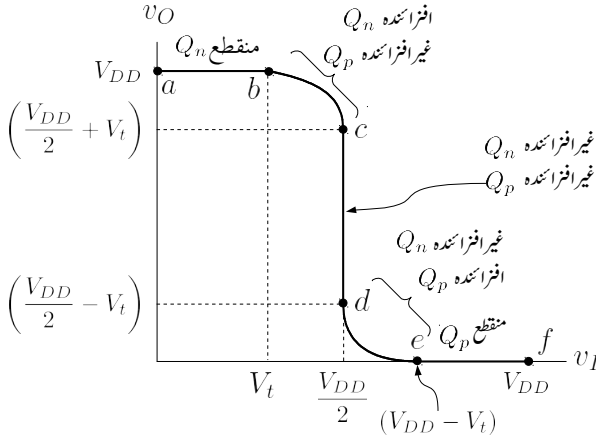
اور مساوات 4.38 کو

$$(4.78) \quad i_{SD} = \frac{k_p}{2} [V_{DD} - v_I + V_{tp}]^2 \quad \text{جب } v_O \leq v_I - V_{tp}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ نئی کار کو عموماً یوں تخلیق دیا جاتا ہے کہ

$$(4.79) \quad V_{tn} = |V_{tp}| = V_t$$

$$(4.80) \quad k_n = k_p$$

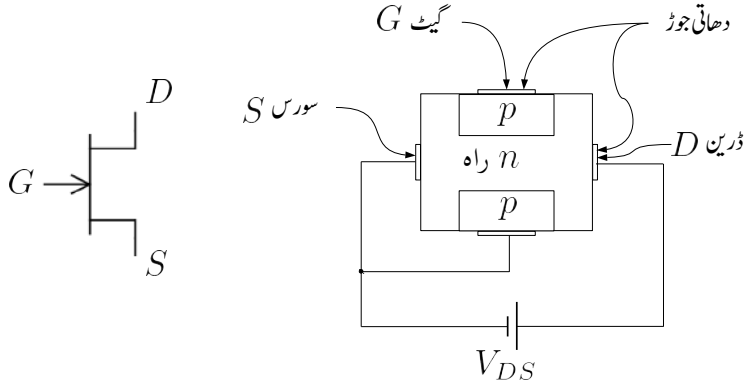


شکل 4.39: نئی کار کا خط

ہوں۔ اس طرح v_O بالمتقابل v_I کا خط متماثل تناسب رکھتا ہے اور خارجی سرے پر v_O کی پست اور بلند دونوں صورتوں میں نئی کار یکساں برقی رو کی صلاحیت رکھتا ہے۔ مندرجہ بالا چار مساوات سے شکل 4.39 میں دکھایا گیا خط حاصل ہوتا ہے۔ عددی ادوار کے نقطہ نظر سے غالباً اس خط سے زیادہ اہم کوئی خط نہیں پایا جاتا لہذا اس کو اچھی طرح سمجھ کر ہی آگے بڑھیں۔ آئیں اس پر خط مزید غور کریں۔

شکل 4.39 پر اہم نقطے دکھائے گئے ہیں۔ تصور کریں کہ $V_t = 1V$ اور $V_{DD} = 5V$ ہیں۔ اس طرح $V_{tn} = 1V$ اور $V_{tp} = -1V$ ہوں گے۔ شکل میں a تا b خطے پر غور کریں۔ یہاں v_I کی قیمت $0V$ تا $1V$ ہے۔ چونکہ Q_n کی $v_{GS} = v_I$ ہے لہذا $v_{GS} < V_{tn}$ ہے۔ یوں Q_n منقطع ہے۔ اس کے برعکس Q_p کی $v_{SG} = V_{DD} - v_I$ ہے لہذا v_{SG} کی قیمت $5V$ تا $4V$ رہے گی۔ چونکہ $V_{tp} = -1V$ ہے لہذا $-V_{tp} = 1V$ ہو گا اور اس طرح $v_{SG} > -V_{tp}$ ہے۔ اس طرح Q_p چالو ہے۔ مزید $v_O = 5V$ ہے لہذا اسی ماسفیٹ کے v_{GD} کی قیمت $4V$ تا $5V$ رہے گی جو V_{tp} سے کم ہے لہذا Q_p غیر افزائندہ ہو گا۔

شکل 4.39 سے v_I اور v_O کی قیمتیں پڑھتے ہوئے تسلی کر لیں کہ b تا c منفی ماسفیٹ افزائندہ جبکہ مثبت ماسفیٹ غیر افزائندہ ہے۔ بقایا نقطوں کے درمیان بھی صورت حال دیکھیں۔



شکل 4.40: جوڑدار منفی فیٹ کی ساخت

4.13 جوڑدار فیٹ (JFET)

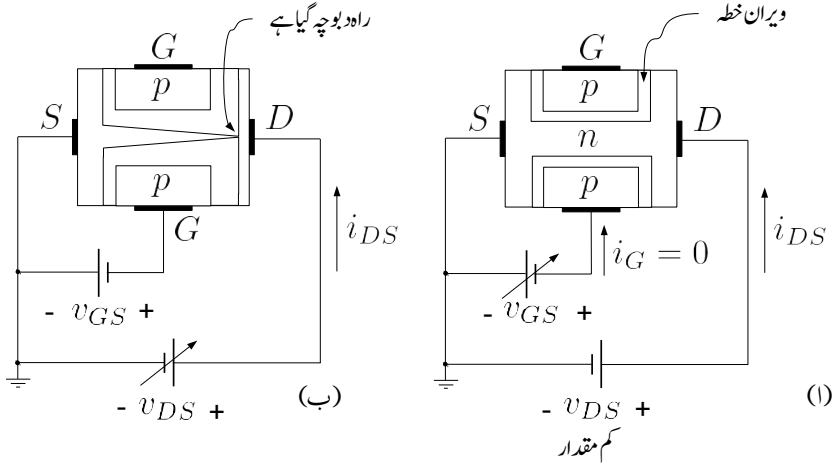
جوڑدار فیٹ کے دو اقسام یعنی n اور p پائے جاتے ہیں۔ شکل 4.40 میں n قسم کے جوڑدار فیٹ یعنی $(nJFET)$ کی ساخت اور علامت دکھائے گئے ہیں۔ منفی جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر n قسم سیلیکان ٹکڑے کے دونوں اطراف p قسم کے خطے بنائے جاتے ہیں جنہیں گیٹ⁴⁰ کہتے ہیں۔ ان دو خطوں کو بیرونی دھاتی تار سے جوڑ کر بطور گیٹ (G) استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل میں اس بیرونی دھاتی تار کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ دو گیٹوں کے درمیان راہ میں آزاد الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ اس راہ پر بیرونی برقی دباؤ v_{DS} لاگو کرنے سے راہ میں موجود آزاد الیکٹران منفی برقی دباؤ والے سرے سے مثبت برقی دباؤ والے سرے کی جانب حرکت کریں گے جس سے برقی رو i_{DS} پیدا ہوگی۔ یوں منفی برقی دباؤ والے سرے سے خارج الیکٹران، مثبت برقی دباؤ والے سرے پر حاصل ہوتے ہیں۔ اسی سے ان دو سروں کو سورس S اور ڈرین D کے نام دئے گئے ہیں۔ روایتی برقی رو الیکٹران کے حرکت کی الٹ سمت ہوتی ہے۔ یوں $(nJFET)$ میں روایتی برقی رو کی سمت راہ میں ڈرین سے سورس کی جانب ہوگی۔ اگرچہ راہ میں برقی رو دونوں جانب بالکل یکساں طور ممکن ہے اور یوں اس کے سروں کو S اور D کے نام دینا شاید درست نہ لگے ہم پھر بھی اس راہ کے ایک سرے کو سورس (S) جبکہ دوسرے سرے کو ڈرین (D) پکاریں گے۔ بیرونی برقی دباؤ کا مثبت سرا $(nJFET)$ کے D کی جانب رکھا جائے گا۔ $nJFET$ میں راہ n قسم کے نیم موصل سے حاصل ہوتا ہے اور اس کے نام میں n اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

gate⁴⁰

آئیں شکل 4.41 کی مدد سے nJFET کی کارکردگی پر غور کریں۔ راہ اور گیٹ آپس میں pn جوڑ یعنی ڈایوڈ بناتے ہیں۔ nJFET کی علامت میں گیٹ پر تیر کا نشان اس ڈایوڈ کے سیدھے رخ کو دکھاتا ہے۔ اس جوڑ پر بالکل ڈایوڈ کی طرح ویران خطہ وجود میں آتا ہے اور جیسا کہ آپ جانتے ہیں، اس ویران خطے کی چوڑائی کا دار و مدار اس جوڑ پر پائے جانے والے برقی دباؤ پر ہے۔ شکل الف میں سورس S کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ G پر منفی برقی دباؤ لاگو کیا گیا ہے۔ گیٹ پر لاگو منفی برقی دباؤ کو جتنا زیادہ منفی کیا جائے ویران خطہ اتنا ہی زیادہ چوڑا ہو گا اور n راہ کی چوڑائی اتنی ہی کم ہو گی۔ v_{GS} کو اگر بتدریج منفی جانب بڑھایا جائے تو ویران خطہ بڑھتے بڑھتے آخر کار تمام n راہ کو گھیر لے گا۔ جس v_{GS} پر ایسا ہو، اس کو nJFET کے دبوچنے کا برقی دباؤ کہتے ہیں اور روایتی طور سے V_p سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ یوں nJFET کے V_p کی قیمت منفی ہو گی۔ اس سے معلوم یہ ہوا کہ راہ کی گہرائی کو گیٹ پر برقی دباؤ سے قابو کیا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ گیٹ اور راہ pn جوڑ بناتے ہیں۔ اگر گیٹ اور راہ کے درمیان مثبت برقی دباؤ دی جائے تو راہ کی گہرائی مزید نہیں بڑھ سکتی بلکہ گیٹ اور راہ کے مابین pn جوڑ سیدھا مائل ہو جائے گا اور اس میں برقی رو گزرنے شروع ہو جائے گی۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ nJFET میں گیٹ اور راہ کے درمیان برقی دباؤ کو pn جوڑ کے چالو برقی دباؤ 0.5 V سے کم ہی رکھا جاتا ہے۔

D اور S کے مابین راہ بالکل ایک موصل سلخ کی مانند مزاحمت کا کردار ادا کرے گا۔ یوں اگر راہ کی لمبائی L، گہرائی g، چوڑائی W اور اس کے موصلیت کا مستقل σ ہو تو اس کا مزاحمت $R = \frac{L}{\sigma Wg}$ ہو گا۔

اب تصور کریں کہ ڈرین D پر معمولی مثبت برقی دباؤ v_{DS} لاگو کیا جاتا ہے۔ n راہ میں برقی رو i_{DS} گزرے گی جس کی قیمت اُوہم کے قانون سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ v_{DS} کو کم یا زیادہ کرتے ہوئے i_{DS} کو کم یا زیادہ کرنا ممکن ہے۔ کم v_{DS} پر، کسی بھی مزاحمت کی طرح، برقی دباؤ بالمقابل برقی رو کا خط تقریباً سیدھا ہو گا۔ اب تصور کریں کہ v_{GS} کو تبدیل کئے بغیر v_{DS} کو بڑھایا جائے۔ یوں n راہ کے سورس سرے پر 0V جبکہ اس کے ڈرین سرے پر v_{DS} برقی دباؤ پائی جائے گی۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، یوں سورس سرے کے قریب pn جوڑ پر ویران خطے کی چوڑائی کم جبکہ ڈرین سرے کے قریب ویران خطے کی چوڑائی زیادہ ہو گی۔ ان دو سروں کے درمیان ویران خطے کی چوڑائی ترچھی شکل اختیار کرے گی۔ اس ترچھا پن کی وجہ سے n راہ کی مزاحمت بڑھے گی جس سے راہ کا مزاحمت بھی بڑھے گا۔ یوں اگرچہ کم v_{DS} پر $v_{DS} - i_{DS}$ کا خط سیدھا ہو گا لیکن جیسے جیسے v_{DS} بڑھایا جائے، راہ کا مزاحمت ایسے ایسے بڑھے گا اور یوں $v_{DS} - i_{DS}$ کے خط میں جھکاؤ پیدا ہو گا۔ اگر v_{DS} کو بتدریج بڑھایا جائے تو آخر کار ڈرین سرے کی جانب ویران خطہ بڑھتے بڑھتے راہ کو دبوچ جائے گا۔ شکل ب میں ایسا ہوتے دکھایا گیا ہے۔ v_{DS} کو مزید بڑھانے سے برقی رو میں تبدیلی نہیں پیدا ہوتی اور اس کی قیمت نقطہ دبوچ پر پائے جانے والے برقی رو کے قیمت پر ہی رہتی ہے۔



شکل 4.41: جوڑدار منفی فیٹ کی کارکردگی

مندرجہ بالا تذکرے سے ظاہر ہے کہ JFET بالکل گھٹاتا ماسفیٹ کی مانند کام کرتا ہے۔ البتہ جہاں ماسفیٹ کے گیٹ پر مثبت یا منفی برقی دباؤ دینا ممکن ہے، nJFET کے گیٹ پر صرف منفی برقی دباؤ ہی دینا ممکن ہے۔ اگر اس کے گیٹ پر مثبت برقی دباؤ دی جائے تو گیٹ اور راہ کے مابین pn جوڑ یعنی یہاں کا ڈیوڈ سیدھا مائل ہو جائے گا اور گیٹ nJFET کو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دے گا۔ چونکہ JFET کے گیٹ پر ڈیوڈ کو الٹا مائل رکھا جاتا ہے لہذا اس کے گیٹ پر نہایت کم (اٹلے مائل ڈیوڈ کے برابر) برقی رو پائی جاتی ہے جسے عموماً صفر ایمپیر تصور کیا جاتا ہے۔ یہ برقی رو اگرچہ نہایت کم ہے لیکن ماسفیٹ کے گیٹ پر اس سے بھی کئی درجے کم برقی رو پائی جاتی ہے۔

4.13.1 برقی رو بالمقابل برقی دباؤ

چونکہ JFET کی کارکردگی بالکل گھٹاتا ماسفیٹ کی مانند ہے لہذا گھٹاتا ماسفیٹ کے مساوات ہی JFET کے لئے بھی استعمال کئے جائیں گے۔ البتہ ادب میں JFET کے مساوات کو قدر مختلف طریقے سے لکھا جاتا ہے۔ آئیں nJFET کے مساوات دیکھیں۔

4.13.1.1 منقطع خط

جیسا کہ اوپر ذکر کیا گیا، اگر v_{GS} کو V_p سے کم کیا جائے تو ویران خطہ تمام راہ کو گھیر لیتا ہے اور برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہوتا یعنی

$$(4.81) \quad v_{GS} \leq V_p \quad i_D = 0$$

4.13.1.2 غیر افزائندہ خطہ

غیر افزائندہ خطے میں pn جوڑ کو الٹا مائل رکھتے ہوئے v_{GS} کو V_p سے زیادہ رکھا جاتا ہے۔ مزید یہ کہ v_{DS} کو نقطہ دبوچ سے کم رکھا جاتا ہے۔ اس خطے میں ماسفیٹ کی مساوات 4.24 کو JFET کے لئے یہاں لکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے V_t کی جگہ V_p لکھا جائے گا۔

$$i_{DS} = k_n \left[(v_{GS} - V_p)v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$= \frac{k_n V_p^2}{2} \left[2 \left(\frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left(\frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right]$$

اس مساوات میں $\frac{k_n V_p^2}{2}$ کو JFET کے لئے I_{DSS} لکھا جاتا ہے۔ یوں

$$(4.82) \quad V_p \leq v_{GS} \leq 0, \quad v_{DS} \leq v_{GS} - V_p$$

$$i_{DS} = I_{DSS} \left[2 \left(\frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left(\frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right]$$

4.13.1.3 افزائندہ خطہ

ماسفیٹ کی مساوات 4.28 کو یوں لکھا جاتا ہے۔

$$(4.83) \quad V_p \leq v_{GS} \leq 0, \quad v_{DS} \geq v_{GS} - V_p$$

$$i_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$$

جہاں ارلی برقی دباؤ V_A ⁴¹ کے اثر کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ ارلی برقی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے، $v_{GS} = 0$ پر اس مساوات سے $i_{DS} = I_{DSS}$ حاصل ہوتا ہے لہذا I_{DSS} وہ برقی رو ہے جو گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑنے سے حاصل ہوتی ہے۔ مندرجہ بالا مساوات میں $(v_{DS} \geq v_{GS} - V_p)$ کو $(v_{GS} - V_p)$ یا $v_{DS} \leq V_p$ بھی لکھا جاسکتا ہے۔

pJFET 4.13.2

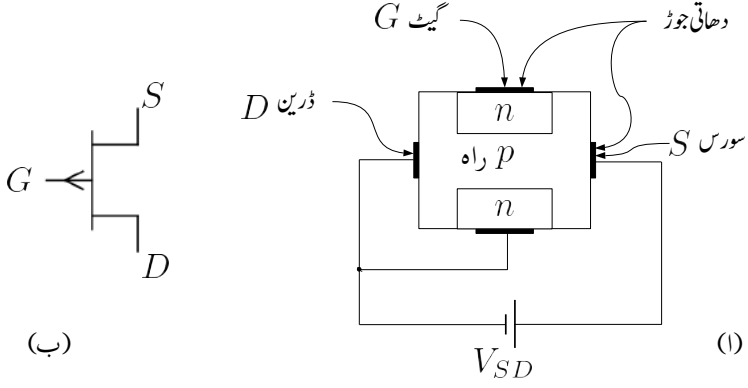
جیسا شکل 4.42 الف میں دکھایا گیا ہے، مثبت جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر p قسم سیلیکان ٹکڑے کے دونوں اطراف n گیٹ بنائے جاتے ہیں۔ ان دو خطوں کو بیرونی دھاتی تار سے جوڑ کر بطور گیٹ (G) استعمال کیا جاتا ہے۔ دو گیٹوں کے درمیان راہ میں آزاد خول پائے جاتے ہیں۔ اس راہ پر بیرونی برقی دباؤ v_{SD} لاگو کرنے سے راہ میں موجود آزاد خول مثبت برقی دباؤ والے سرے سے منفی برقی دباؤ والے سرے کی جانب حرکت کریں گے جس سے برقی رو i_{SD} پیدا ہوگی۔ یوں مثبت برقی دباؤ والے سرے سے خارج خول، منفی برقی دباؤ والے سرے پر حاصل ہوتے ہیں۔ اسی سے ان دو سروں کو سورس S اور ڈرین D کے نام دئے گئے ہیں۔ یوں (pJFET) میں روایتی برقی رو کی سمت راہ میں سورس سے ڈرین کی جانب ہوگی۔ بیرونی برقی دباؤ کا مثبت سرا (pJFET) کے S کی جانب رکھا جائے گا۔ pJFET میں راہ p قسم کے نیم موصل سے حاصل ہوتا ہے اور اس کے نام میں p اسی کو ظاہر کرتا ہے۔ جیسا شکل 4.42 ب میں دکھایا گیا ہے، pJFET کی علامت میں گیٹ پر تیر کا نشان راہ سے گیٹ کی جانب کو ہوتا ہے۔ pJFET کی صحیح کارکردگی کے لئے ضروری ہے کہ گیٹ اور راہ پر بننے والے pn جوڑ کو غیر چالو رکھا جائے یعنی اس جوڑ پر ڈایوڈ کے سیدھے رخ $0.5V$ سے برقی دباؤ کو کم رکھا جائے۔

4.13.3 باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

چونکہ JFET اور MOSFET کی کارکردگی یکساں ہے لہذا ان کے پست تعددی اور بلند تعددی پائے ریاضی نمونے بھی یکساں ہیں۔ یہاں

$$(4.84) \quad g_m = \left(\frac{-2I_{DSS}}{V_p} \right) \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

$$(4.85) \quad = \left(\frac{-2I_{DSS}}{V_p} \right) \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$



شکل 4.42: جوڈار فیٹ کی ساخت

کے برابر ہے جہاں I_D نقطہ مائل پر یک سمتی برقی رو ہے۔ اسی طرح

$$(4.86) \quad r_o = \frac{V_A}{I_D}$$

کے برابر ہے۔

مثال 4.22: ایک nJFET کے $V_p = -3\text{V}$ اور $I_{DSS} = 8\text{mA}$ ہیں۔ اس کی برقی رو $v_{GS} = -1.5\text{V}$ اور $v_{DS} = 3.5\text{V}$ پر حاصل کریں۔ اریلی برقی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کریں۔

حل: چونکہ $v_{GS} - V_p$ کی قیمت

$$(-1.5\text{V}) - (-3\text{V}) = 1.5\text{V}$$

دئے گئے v_{DS} کے قیمت سے کم ہے لہذا مساوات 4.83 کے پہلے جزو کے تحت فیٹ افزائندہ خطے میں ہے اور یوں اسی مساوات کے دوسرے جزو کے تحت

$$i_{DS} = 8 \times 10^{-3} \left[1 - \left(\frac{-1.5}{-3} \right) \right]^2 = 2\text{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.23: مندرجہ بالا مثال میں v_{GS} کو بڑھا کر -1.4 V کر دیا جاتا ہے۔ i_{DS} میں تبدیلی حاصل کرتے ہوئے $\frac{\Delta i_{DS}}{\Delta v_{GS}}$ حاصل کریں۔ مساوات 4.84 سے g_m کی قیمت حاصل کرتے ہوئے دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔

حل: اب بھی $(v_{DS} \geq v_{GS} - V_p)$ ہے لہذا

$$i_{DS} = 8 \times 10^{-3} \left[1 - \left(\frac{-1.4}{-3} \right) \right]^2 = 2.2756 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\frac{\Delta i_{DS}}{\Delta v_{GS}} = \frac{2.2756 \text{ mA} - 2 \text{ mA}}{(-1.4) - (-1.5)} = 2.756 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.84 کے تحت

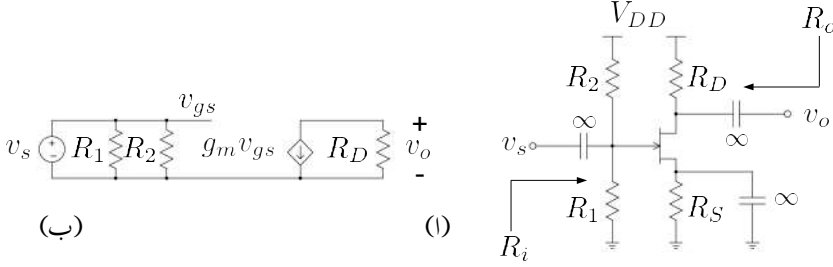
$$g_m = \left(\frac{-2 \times 8 \text{ mA}}{-3} \right) \sqrt{\frac{2 \text{ mA}}{8 \text{ mA}}} = 2.6667 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان دونوں جوابات میں صرف

$$\left(\frac{2.756 - 2.6667}{2.6667} \right) \times 100 = 3.34\%$$

کا فرق ہے۔ v_{GS} میں تبدیلی کو کم سے کم کرتے ہوئے زیادہ درست جواب حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.24: ارلی برقی دباؤ V_A کی قیمت 75 V لیتے ہوئے خارجی مزاحمت r_o کا تخمینہ 1 mA اور 10 mA پر لگائیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ فیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔



شکل 4.43: جوڈار منفی فیٹ کی مثال

حل: ایک ملی ایمپیٹر پر

$$r_o = \frac{75}{0.001} = 75 \text{ k}\Omega$$

اور دس ملی ایمپیٹر پر

$$r_o = \frac{75}{0.01} = 7.5 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.25: شکل 4.43 میں منفی جوڈار فیٹ کا ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں استعمال ہونے والے فیٹ کی $V_p = -3 \text{ V}$ اور $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$ ہیں۔ $V_{DD} = 15 \text{ V}$ تصور کرتے ہوئے برقی رو $I_{DS} = 5 \text{ mA}$ ، $V_G = 4 \text{ V}$ جبکہ $V_D = 9 \text{ V}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت معلوم کریں۔ ایسا کرتے وقت گیٹ پر نسب مزاحمت میں $10 \mu\text{A}$ کی برقی رو تصور کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کرتے ہوئے ایمپلیفائر کی انفرانس A_v حاصل کریں۔ ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت R_i اور خارجی مزاحمت R_o بھی حاصل کریں۔

حل: گیٹ کے مزاحمت میں $10 \mu\text{A}$ برقی رو ہے۔ یوں

$$\frac{V_{DD}}{R_1 + R_2} = 10 \mu\text{A}$$

$$R_1 + R_2 = \frac{15}{10 \times 10^{-6}} = 1.5 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ گیٹ پر 4 V حاصل کرنے کی خاطر

$$V_G = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{DD}$$

$$4 = \left(\frac{R_1}{1.5 \times 10^6} \right) \times 15$$

$$R_1 = 400 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$R_2 = 1.5 \text{ M}\Omega - 400 \text{ k}\Omega = 1.1 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ $V_D = 9 \text{ V}$ کی خاطر

$$V_{DD} - V_D = I_{DS} R_D$$

$$R_D = \frac{15 - 9}{5 \times 10^{-3}} = 1.2 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

چونکہ $(V_G - V_D = 4 - 9 = -5)$ ہے جو کہ V_p سے کم ہے لہذا فیٹ افزائندہ نخلے میں ہے۔ یوں مساوات 4.83 کے تحت

$$5 \times 10^{-3} = 8 \times 10^{-3} \left(1 - \frac{V_{GS}}{-3} \right)^2$$

$$V_{GS} = -0.628 \text{ V}$$

یعنی

$$V_{GS} = V_G - V_S = -0.628 \text{ V}$$

$$V_S = 4.628 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جس سے

$$V_S = I_{DS}R_S$$

$$R_S = \frac{4.628}{5 \times 10^{-3}} = 925 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل ب میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس سے

$$R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 293 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_D = 1.2 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_i کا دار و مدار گیٹ پر نسب مزاحمتوں پر ہے۔ یوں داخلی مزاحمت بڑھانے کی خاطر ان مزاحمتوں کو زیادہ سے زیادہ رکھا جاتا ہے جس کا مطلب ہے کہ ان میں گزرتے یک سمتی رو کو کم سے کم رکھا جاتا ہے۔ اس مثال میں اس برقی رو کو $10 \mu\text{A}$ رکھا گیا ہے۔

مساوات 4.84 کی مدد سے

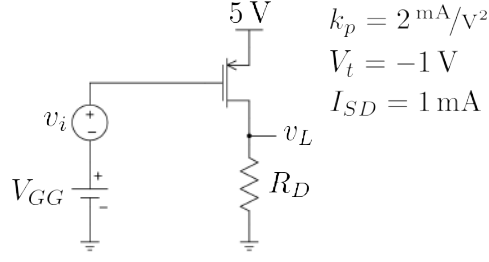
$$g_m = \frac{-2 \times 8 \times 10^{-3}}{-3} \sqrt{\frac{5 \times 10^3}{8 \times 10^{-3}}} = 4.216 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

اور یوں

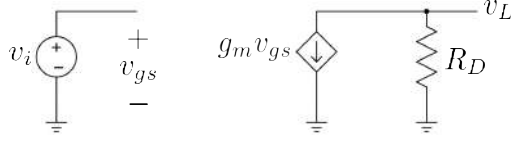
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_m R_D = -4.216 \times 10^{-3} \times 1.2 \times 10^3 = -5.059 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.26: شکل 4.44 میں $v_L = 2 + 0.56 \sin \omega t$ اور $I_{SD} = 1 \text{ mA}$ ہیں۔ v_i ، V_{GG} ، R_D حاصل کرتے ہوئے $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔



شکل 4.44:



شکل 4.45:

حل: یک سمتی $v_L = 2 \text{ V}$ ہے لہذا

$$R_D = \frac{2}{1 \times 10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega$$

ہے۔ ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے ماسفیٹ کی مساوات سے

$$10^{-3} = \frac{2 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} - 1)^2$$

سے V_{SG} کی قیمت 0 V اور 2 V حاصل ہوتے ہیں۔ $V_t = -1 \text{ V}$ ہے لہذا $-V_t = 1 \text{ V}$ کے برابر ہے۔ $V_{SG} > -V_t$ کی شرط سے $V_{SG} = 2 \text{ V}$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں

$$V_{SG} = V_S - V_G$$

$$2 = 5 - V_G$$

سے $V_G = V_{GG} = 3 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ شکل 4.45 میں باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھ

کر $v_L = -g_m v_{gs} R_D$ لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$g_m = \sqrt{2k_p I_{SD}} = \sqrt{2 \times 2 \times 10^{-3} \times 10^{-3}} = 2 \text{ mS}$$

$$v_{gs} = v_i$$

کے برابر ہیں۔ v_L میں بدلتا حصہ $0.56 \sin \omega t$ ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$0.56 \sin \omega t = -2 \times 10^{-3} v_i \times 2000$$

سے $v_i = -0.14 \sin \omega t$ اور $A_v = -4 \frac{V}{V}$ حاصل ہوتے ہیں۔

4.14 مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے ادوار

شکل 4.43 اور 4.22 میں مزاحمت استعمال کرتے ہوئے انفرادی ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی تعین کیا گیا۔ مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی مزاحمت استعمال کرتے ہوئے تعین نہیں کیا جاتا۔ مخلوط دور بنانے وقت سیلکان پتزی کے کم سے کم رقبے پر زیادہ سے زیادہ پرزے بنائے جاتے ہیں۔ یوں مخلوط دور میں ان پرزوں کو ترجیح دی جاتی ہے جو کم سے کم رقبہ گھیریں۔ ماسفیٹ کی نسبت سے مزاحمت زیادہ رقبہ گھیرتا ہے لہذا مزاحمت کے استعمال سے بچنے کی ہر ممکن کوشش کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ سیلکان پر بالکل درست قیمت کا مزاحمت بنانے کی خاطر اضافی گراں قیمت اقدام کرنے پڑتے ہیں جبکہ درکار خوبوں کا ماسفیٹ آسانی سے بنتا ہے۔ اس کے علاوہ انفرادی ماسفیٹ ایمپلیفائر میں جفتی اور متبادل راستہ کمپیٹر استعمال کئے جاتے ہیں۔ مخلوط دور میں چند pF سے زیادہ قیمت کا کمپیٹر بنانا ممکن نہیں ہوتا لہذا کمپیٹر کا استعمال بھی ممکن نہیں ہوتا۔ انہیں دیکھیں کہ مخلوط دور میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی کیسے تعین کیا جاتا ہے۔

4.14.1 منبع مستقل برقی رو

شکل 4.46 الف میں منبع مستقل برقی رو⁴² کا سادہ دور اور شکل ب میں اس کی علامت دکھائے گئے ہیں۔ مثال 4.5 کی طرح Q_1 اور R_{D1} کے دور کو حل کرنے سے برقی رو I_{DS1} اور برقی دباؤ $V_{DS1} = V_{GS1}$

⁴²constant current source

حاصل ہوں گے۔ Q_1 اور Q_2 کے سورس آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح ان کے گیٹ بھی آپس میں جڑے ہیں لہذا ان دونوں کے V_{GS} برابر ہوں گے یعنی

$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$$

ہو گا۔ Q_1 کا گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا اس کا $V_{GD} < V_t$ ہے اور یہ افزائندہ خطے میں ہے لہذا

$$(4.87) \quad I_{DS1} = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_t)^2$$

ہو گا۔ گیٹ پر برقی رو صفر ہونے سے I_{DS1} اور $I_{حوالہ}$ برابر ہوں گے۔ یوں اُوہم کے قانون سے

$$(4.88) \quad I_{DS1} = I_{حوالہ} = \frac{V_{DD} - V_{GS1}}{R_{حوالہ}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ درکار I_{DS1} کے لئے دور میں مزاحمت $R_{حوالہ}$ کی قیمت مندرجہ بالا دو مساوات حل کر کے حاصل کی جاتی ہے۔

اگر ہم تصور کریں گے کہ Q_2 بھی افزائندہ خطے میں ہے تب اس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(4.89) \quad I_{DS2} = I_{عکس} = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_t)^2$$

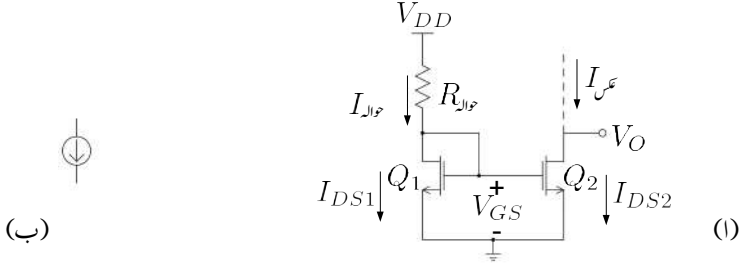
جہاں $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$ کے برابر ہے۔ I_{DS2} کو I_{DS1} سے تقسیم کرتے ہوئے ملتا ہے

$$(4.90) \quad \frac{I_{DS2}}{I_{DS1}} = \frac{I_{عکس}}{I_{حوالہ}} = \frac{\left(\frac{W}{L} \right)_2}{\left(\frac{W}{L} \right)_1}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ I_{DS2} کی قیمت کا دارومدار I_{DS1} کے قیمت کے حوالے سے ہے۔ اگر دونوں ماسفیٹ بالکل ایک ہی جسامت کے ہوں تب

$$(4.91) \quad I_{عکس} = I_{حوالہ}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے $I_{عکس}$ بالکل $I_{حوالہ}$ کا عکس ہے۔ اسی سے اس دور کا دوسرا نام آئینہ برقی رو⁴³ نکلا ہے۔ دونوں برقی رو برابر نہ ہونے کی صورت میں بھی اس دور کو اسی نام سے پکارا جاتا ہے۔



شکل 4.46: منبع مستقل برقی رو

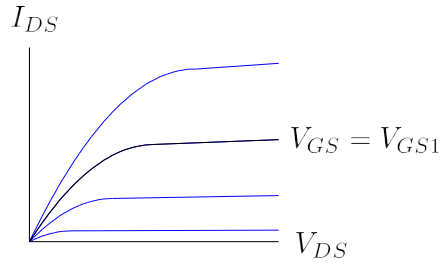
منبع مستقل برقی رو میں مزاحمت $R_{حوالہ}$ کی مدد سے درکار برقی رو حاصل کیا جاتا ہے۔ اس مزاحمت کو تبدیل کرنے سے V_{GS1} اور V_{GS2} تبدیل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ Q_2 کو Q_1 قابو کرتا ہے۔ یوں Q_2 تابع ماسفیٹ ہے۔ مخلوط دور میں دونوں ماسفیٹ کے k'_n اور V_t یکساں ہوتے ہیں۔ یوں $\left(\frac{W}{L}\right)_2$ اور $\left(\frac{W}{L}\right)_1$ کی شرح سے $I_{عرس}$ اور $I_{حوالہ}$ کی شرح تعیین ہوتی ہے۔

مندرجہ بالا تبصرے میں ادلی برقی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے تصور کیا گیا کہ دو ماسفیٹ کے V_{GS} برابر ہونے کی صورت میں ان کے I_{DS} بھی برابر ہوتے ہیں۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور دو ماسفیٹ جن کے V_{GS} برابر ہوں گے برقی رو صرف اور صرف اسی وقت برابر ہوتے ہیں جب ان کے V_{DS} بھی برابر ہوں۔ شکل 4.47 میں ماسفیٹ Q_2 کے خط دکھائے گئے ہیں۔ V_{GS2} کی قیمت V_{GS1} کے برابر ہے جو قطعی مقدار ہے لہذا ان تمام خطوط میں صرف ایک ہی خط کارآمد ہے۔ اس خط کو موٹا کر کے دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ V_{GS} تبدیل کئے بغیر V_{DS} کے بڑھانے سے I_{DS} بڑھتی ہے۔ V_{DS2} کے تبدیلی سے $I_{عرس}$ میں تبدیلی کو ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت r_o کی مدد سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔

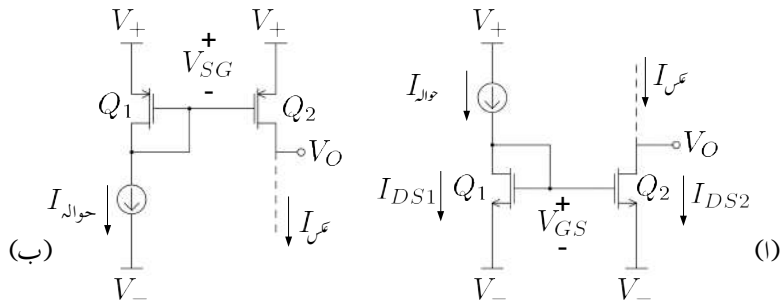
شکل 4.48 الف میں $R_{حوالہ}$ کی جگہ دوسرا منبع مستقل برقی رو کا استعمال کیا گیا ہے۔ Q_1 میں $I_{حوالہ}$ برقی رو پائی جاتی ہے۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے Q_1 کی V_{GS} حاصل کی جاسکتی ہے جو Q_2 پر بھی لاگو ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں بھی

$$I_{عرس} = I_{حوالہ}$$

ہوگا۔ اس شکل میں مثبت برقی منبع کو V_+ اور منفی کو V_- لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں pMOSFET استعمال کرتے ہوئے آئینہ برقی رو بنایا گیا ہے جس کی کارکردگی بالکل nMOSFET سے بنائے گئے آئینہ برقی رو کی طرح



شکل 4.47: ماسفیٹ کا گھٹ



شکل 4.48: آئینہ برقی رو

ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ nMOSFET میں $I_{\text{عر}}$ کی سمت آئینہ کے جانب ہے جبکہ pMOSFET آئینہ میں $I_{\text{عر}}$ کی سمت آئینہ سے باہر کو ہے۔

مثال 4.27: منبع مستقل برقی دو میں

$$V_{DD} = 15 \text{ V}, \quad k_n = 0.12 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad V_t = 2.1 \text{ V}$$

ہیں۔ $I_{\text{عر}} = 2 \text{ mA}$ حاصل کرنے کے لئے درکار $R_{\text{حوالہ}}$ حاصل کریں۔

حل: $I_{\text{عر}} = I_{\text{حوالہ}}$ لیتے ہوئے مساوات 4.87

$$2 \times 10^{-3} = \frac{0.12 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 2.1)^2$$

سے

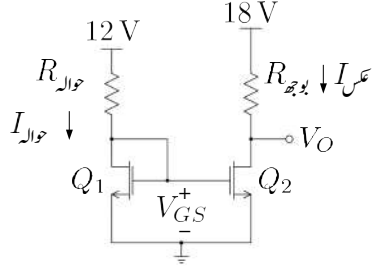
$$V_{GS1} = 7.8735 \text{ V}, \quad -3.67 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ منفی جواب کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ V_t سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع حالت میں ہو گا۔ مثبت جواب کو لیتے ہوئے مساوات 4.87 کو استعمال کرتے ہوئے

$$2 \times 10^{-3} = \frac{15 - 7.8735}{R_{\text{حوالہ}}}$$

سے $R_{\text{حوالہ}} = 5.66 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.28: شکل 4.49 میں دونوں ماسفیٹ کے $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1.7 \text{ V}$ ہیں۔ مزید یہ کہ $R_{\text{حوالہ}} = 6.8 \text{ k}\Omega$ اور $R_{\text{بوجھ}} = 4.7 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ $I_{\text{عر}}$ اور V_O حاصل کریں۔



شکل 4.49: منبع مستقل برقی رو کی مثال

حل: $V_{DS1} = V_{GS1}$ لیتے ہوئے

$$\frac{12 - V_{GS1}}{6800} = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1.7)^2$$

سے

$$V_{GS1} = 4.926 \text{ V}, \quad -2.99 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ -2.99 V کو رد کیا جاتا ہے چونکہ اس طرح $V_{GS1} < V_t$ حاصل ہوتا ہے جو منقطع ماسفیٹ کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات 4.87 اور 4.88 دونوں استعمال کرتے ہوئے $V_{GS1} = 4.926 \text{ V}$ پر برقی رو حاصل کرتے ہیں۔ ظاہر ہے دونوں جوابات برابر ہوں گے۔

$$I_{DS1} = \frac{12 - 4.926}{6800} = 1.04 \text{ mA}$$

$$I_{DS1} = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (4.926 - 1.7)^2 = 1.04 \text{ mA}$$

چونکہ یہ آئینہ بوقی رو ہے لہذا

$$I_{عکس} = I_{حوالہ} = 1.04 \text{ mA}$$

ہو گا۔ Q_2 کے ڈرین پر

$$\begin{aligned} V_O = V_{DS2} &= 17 - I_{DS2} R_{بوجھ} \\ &= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times 4700 \\ &= 12.1 \text{ V} \end{aligned}$$

ہیں۔ یوں Q_2 کا

$$V_{GD2} = V_{GS2} - V_{DS2} = 4.925 - 12.1 = -7.1 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $V_{GD2} < V_t$ ہے لہذا Q_2 افزائندہ خطے میں ہی ہے۔

مثال 4.29: مندرجہ بالا مثال میں $R_{بوجھ}$ کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر Q_2 افزائندہ خطے سے نکل آئے گا۔

حل: Q_2 اس وقت تک افزائندہ رہے گا جب تک $V_{GD2} < V_t$ ہو۔ چونکہ $V_{GS2} = V_{GS1} = 4.925 \text{ V}$ ہی رہے گا جبکہ

$$\begin{aligned} V_{DS2} &= 17 - I_{DS2} R_{بوجھ} \\ &= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{بوجھ} \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ یوں Q_2 اس وقت افزائندہ خطے سے باہر نکلے گا جب

$$\begin{aligned} V_{GD2} &= V_{GS2} - V_{DS2} > V_t \\ &= 4.925 - (17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{بوجھ}) > 1.7 \end{aligned}$$

ہو گا۔ یوں تقریباً $R_{بوجھ} > 13.24 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ مثال کے طور پر اگر بوجھ کی مزاحمت $15 \text{ k}\Omega$ کر دیا جائے تب $V_{DS2} = 1.4 \text{ V}$ اور $V_{GD2} = 3.5 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے جو کہ V_t سے زیادہ ہے یعنی ماسفیٹ افزائندہ خطے میں نہیں ہے۔

مثال 4.30: مثال 4.28 میں $V_{DS1} = 4.926 \text{ V}$ ، $V_{DS2} = 12.1 \text{ V}$ اور $I_{عر} = 1.04 \text{ mA}$ حاصل ہوئے۔ $V_A = 50 \text{ V}$ کی صورت میں $I_{عر}$ حاصل کردہ قیمت سے کتنا انحراف کرے گا۔

حل: ماسفیٹ کا خارجی مزاحمت تقریباً

$$r_o = \frac{50}{1.04 \times 10^{-3}} \approx 48 \text{ k}\Omega$$

ہے۔ اگر V_{DS2} کی قیمت 4.926 V ہوتا تب تو I_{DS2} بھی 1.04 mA ہوتا۔ البتہ V_{DS2}

$$12.1 - 4.926 = 7.175 \text{ V}$$

زیادہ ہے لہذا ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت کی تعریف

$$r_o = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}}$$

سے

$$\Delta I_{DS} = \frac{7.175}{48000} \approx 149 \mu\text{A}$$

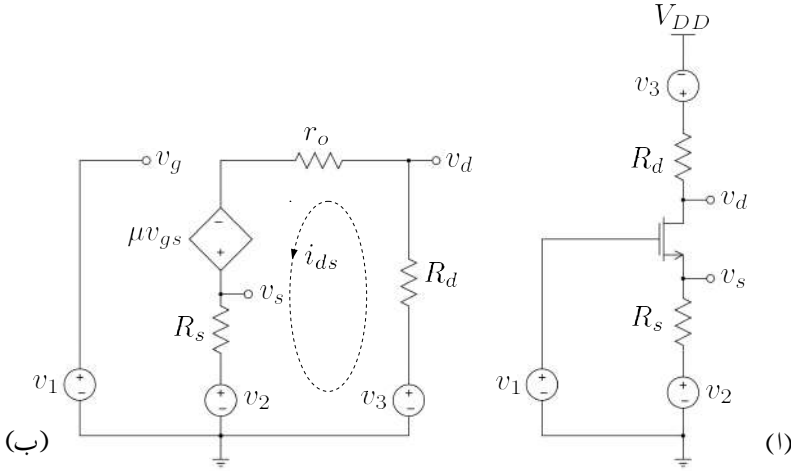
ہو گا۔ یوں

$$I_{D1} = 1.04 \text{ mA} + 149 \mu\text{A} = 1.189 \text{ mA}$$

ہو گا۔

4.15 مزاحمت کے عکس

دو جوڑ ٹرانزسٹر کے حصہ 3.8 میں آپ نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے ایمر پر پائے جانے والے بیرونی مزاحمت R_E کا ٹرانزسٹر کے بیس جانب عکس $(\beta + 1) R_E$ نظر آتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے ایمر پر اس کے اندرونی مزاحمت r_e کا عکس ٹرانزسٹر کے بیس جانب $(\beta + 1) r_e$ نظر آتا ہے جسے r_{be} لکھا جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس جانب بیرونی جڑے مزاحمت R_B کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمر جانب $\frac{R_B}{\beta + 1}$ نظر آتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس جانب ٹرانزسٹر کی اندرونی مزاحمت r_{be} کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمر جانب $\frac{r_{be}}{\beta + 1}$ نظر آتا ہے جسے r_e لکھا جاتا ہے۔ برقی دباؤ کا عکس بیس سے ایمر یا ایمر سے بیس جانب تبدیلی کے بغیر جوں کا توں نظر آتا ہے۔



شکل 4.50: مزاحمت کے عکس

ماسفیٹ میں مزاحمت کے عکس پر گفتگو کرنے کی خاطر شکل 4.50 الف پر غور کرتے ہیں۔ اس دور میں ماسفیٹ کے تینوں سروں پر اشارات فراہم کئے گئے ہیں تاکہ مختلف ممکنات کو دیکھا جاسکے۔ ماسفیٹ ماہل کرنے والے اجزاء کو شامل نہیں کیا گیا ہے تاکہ اصل موضوع پر توجہ رہے۔

شکل ب میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھتے ہوئے

$$i_{ds} = \frac{\mu v_{gs} + v_3 - v_2}{R_s + r_o + R_d}$$

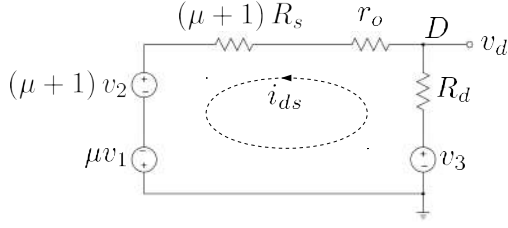
لکھا جاسکتا ہے جہاں

$$v_{gs} = v_1 - i_{ds}R_s - v_2$$

کے برابر ہے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حاصل ہوتا ہے

$$(4.92) \quad i_{ds} = \frac{\mu v_1 + v_3 - (\mu + 1)v_2}{(\mu + 1)R_s + r_o + R_d}$$

مساوات 4.92 سے شکل 4.51 حاصل ہوتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ ڈرین پر پائے جانے والے v_3 ، r_o اور R_d جوں کے توں ہیں جبکہ سورس پر پائے جانے والے v_1 اور R_s دونوں



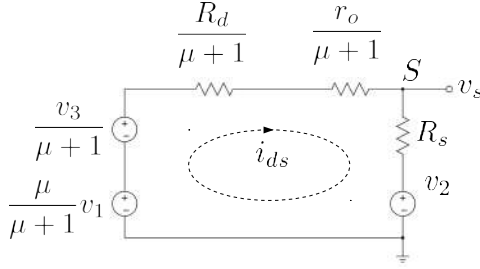
شکل 4.51: ڈرین جانب عکس

($\mu + 1$) سے ضرب شدہ ہیں جبکہ گیٹ پر پائے جانے والا v_1 صرف μ سے ضرب شدہ ہے۔ ڈرین پر پائے جانے والے اجزاء جوں کے توں ہیں لہذا یہ شکل ڈرین سے دیکھتے ہوئے نظر آئے گی۔ اس طرح ڈرین سے دیکھتے ہوئے سورس پر پائے جانے والا مزاحمت اور برقی اشارہ دونوں کا عکس ($\mu + 1$) سے ضرب ہوتا نظر آئے گا جبکہ گیٹ پر برقی اشارہ صرف μ سے ضرب ہوتا نظر آئے گا۔

مساوات 4.92 کے کسر میں اوپر اور نچلے دونوں حصوں کو $\mu + 1$ سے تقسیم کرتے ہوئے یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(4.93) \quad i_{ds} = \frac{\frac{\mu v_1}{\mu+1} + \frac{v_3}{\mu+1} - v_2}{R_s + \frac{r_o}{\mu+1} + \frac{R_d}{\mu+1}}$$

جس سے شکل 4.52 حاصل ہوتا ہے۔ یہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ سورس کا مزاحمت R_s اور اشارہ v_2 جوں کے توں ہیں جبکہ ڈرین اور گیٹ کے اشارات اور مزاحمت کے عکس نظر آتے ہیں۔ اس طرح سورس سے دیکھتے ہوئے ڈرین کے اجزاء یعنی v_3 ، R_d اور r_o تینوں ($\mu + 1$) سے تقسیم ہوتے نظر آتے ہیں۔ جیسے گزشتہ شکل میں دیکھا گیا تھا کہ v_1 کا عکس ڈرین پر μ سے ضرب ہوتا نظر آتا ہے اور ڈرین پر پائے جانے والے اس عکس کا سورس جانب عکس ($\mu + 1$) سے تقسیم ہوتا ہے۔



شکل 4.52: سورس جانب عکس

4.16 تابع سورس (ڈرین مشترک ایمپلیفائر)

نقطہ مائل

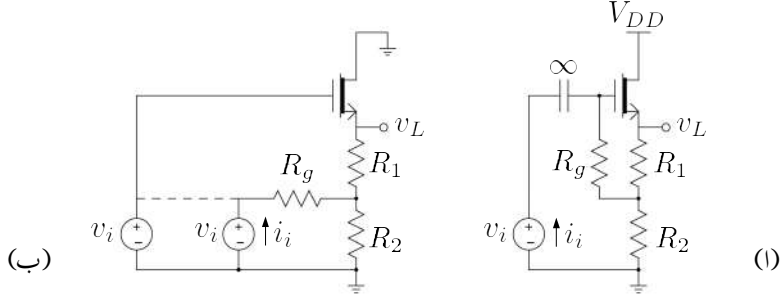
شکل 4.53 الف میں گھنٹاتا ماسفیٹ کا تابع سورس ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ یہاں $nFET$ بھی استعمال کیا جاسکتا تھا۔ ایسا دور منفی V_{GSQ} مہیا کرنے کی خاطر استعمال کیا جاتا ہے۔ یک سمتی رو خط بوجھ لکھتے ہیں۔

$$(4.94) \quad V_{DD} = v_{DS} + i_{DS} (R_1 + R_2)$$

نقطہ مائل یک سمتی مققداروں سے حاصل ہوتا ہے۔ مزاحمت R_g میں صفریک سمتی برقی رو ہونے کی وجہ سے اس کے دونوں سروں پر برابر یک سمتی برقی دباؤ پایا جائے گا۔ شکل الف میں R_g کے نچلے سرے پر $I_{DSQ}R_2$ برقی دباؤ پایا جاتا ہے اور یوں ماسفیٹ کے گیٹ پر بھی یہی برقی دباؤ ہو گا۔ ماسفیٹ کے سورس پر $I_{DSQ} (R_1 + R_2)$ برقی دباؤ ہے۔ یوں ماسفیٹ کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(4.95) \quad \begin{aligned} V_{GSQ} &= V_{GQ} - V_{SQ} \\ &= I_{DSQ} (R_2) - I_{DSQ} (R_1 + R_2) \\ &= -I_{DSQ}R_1 \end{aligned}$$

عموماً V_{GSQ} چند وولٹ کے برابر ہو گا جبکہ V_{DSQ} تقریباً V_{DD} کے نصف کے برابر ہو گا۔ یوں کسی بھی حقیقی ایمپلیفائر میں $R_1 \ll R_2$ ہو گا۔



شکل 4.53: تابع سورس

انفرانس A_v

شکل 4.53 ب میں باریک اشاراتی مساوی دور بنانے کی غرض سے V_{DD} اور گیٹ کپیسٹر کو قصر دور کیا گیا ہے۔ مزید گیٹ اور سورس کو علیحدہ کرنے کی خاطر v_i کو دو مرتبہ بنایا گیا ہے جہاں نقطہ دار لکیر کے دونوں سروں پر ہر وقت برابر برقی اشارہ v_i پایا جاتا ہے۔ نقطہ دار لکیر کو مٹانے سے گیٹ اور سورس دونوں جانب کوئی تبدیلی نہیں پیدا ہوتی چونکہ دونوں جانب v_i اپنی جگہ پر برقرار پایا جاتا ہے۔ یوں شکل 4.52 کے طرز پر باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے شکل 4.54 الف حاصل ہوتا ہے۔ اس شکل میں تمام اجزاء کو سورس منتقل کیا گیا ہے۔ R_g ، R_2 اور v_i کی جگہ ان کا تھونن مساوی دور استعمال کرتے ہوئے شکل 4.54 ب حاصل ہوتا ہے جہاں

$$v_{th} = \frac{R_2 v_i}{R_2 + R_g}$$

$$R_{th} = \frac{R_2 R_g}{R_2 + R_g} = R_2 \parallel R_g$$

کے برابر ہیں۔ شکل 4.54 ب میں

$$R_s = R_1 + (R_2 \parallel R_g)$$

لکھتے ہوئے

$$(4.96) \quad i_{ds} = \frac{\left[\frac{\mu}{\mu+1} - \frac{R_2}{R_2 + R_g} \right] v_i}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}$$

$$v_L = i_{ds} R_s + \frac{R_2}{R_2 + R_g} v_i$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$v_L = \left[\frac{\frac{\mu}{\mu+1} - \frac{R_2}{R_2+R_g}}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s} \right] R_s v_i + \frac{R_2}{R_2 + R_g} v_i$$

حاصل ہوتا ہے۔ جس سے $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.97) \quad A_v = \frac{\left(\frac{\mu}{\mu+1} \right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g} \right) \left(\frac{r_o}{\mu+1} \right)}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}$$

چونکہ $\mu = g_m r_o$ کے برابر ہے لہذا $\frac{r_o}{\mu+1} \approx \frac{1}{g_m}$ لکھا جا سکتا ہے جس سے مندرجہ بالا مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.98) \quad A_v = \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1} \right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g} \right)}{1 + g_m R_s}$$

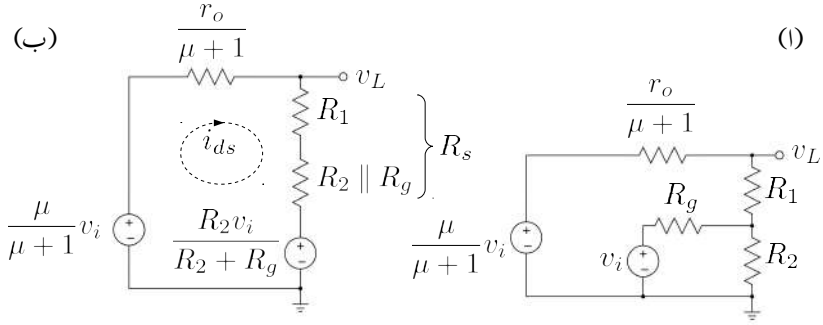
اگر $R_g \gg R_2$ ہو، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب $\frac{R_2}{R_2+R_g}$ کو نظر انداز کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.99) \quad A_v \approx \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1} \right) R_s}{1 + g_m R_s}$$

عموماً $R_g \gg R_2$ اور یوں $R_s \approx R_1 + R_2$ لکھا جا سکتا ہے۔ اگر $g_m R_s \gg 1$ بھی ہو تب مندرجہ بالا مساوات کو

$$(4.100) \quad A_v \approx \frac{\mu}{\mu+1} \approx 1$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات سے صاف ظاہر ہے کہ ماسفیٹ کے تابع سورس امپلیفائر کا خارجی اشارہ بھی خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کی پیروی کرتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کی طرح ماسفیٹ کے مشترکہ ڈرین امپلیفائر کا A_v بھی تقریباً ایک کے برابر ہے۔



شکل 4.54: تالیف سورس کا مساوی ہاریک اشاراتی دور

خارجی مزاحمت

شکل 4.54 ب کو دیکھتے ہوئے خارجی مزاحمت یوں لکھی جاسکتی ہے۔

$$(4.101) \quad R_o = \frac{r_o}{\mu + 1} \parallel R_s$$

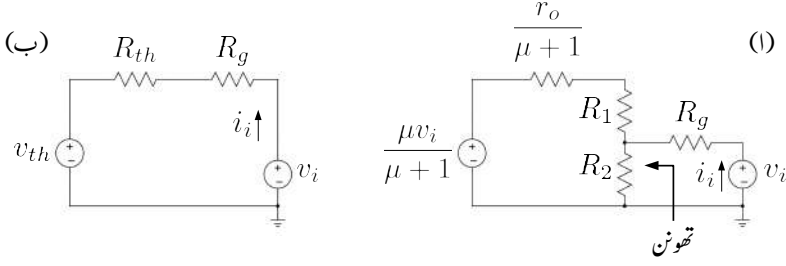
$$= \frac{1}{g_m} \parallel R_s$$

اگر $R_s \gg \frac{1}{g_m}$ ہو تب اسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.102) \quad R_o \approx \frac{1}{g_m}$$

داخلی مزاحمت

داخلی مزاحمت شکل 4.53 الف میں $\frac{v_i}{i_i}$ سے حاصل ہوگی۔ چونکہ گیٹ کی برقی رو صفر ہوتی ہے لہذا i_i وہ برقی رو ہے جو مزاحمت R_g سے گزرتی ہے۔ شکل 4.53 ب میں اس کی نشاندہی کی گئی ہے۔ چونکہ اس شکل میں v_i دو جگہ نظر آتا ہے لہذا یہ ضروری ہے کہ R_g کے ساتھ جڑی v_i پر نظر رکھی جائے۔



شکل 4.55: تابع سورس کا داخلی مزاحمت

شکل 4.54 الف کو قدر مختلف طرز پر شکل 4.55 الف میں دکھایا گیا ہے جہاں مطلوبہ v_i اور i_i کی وضاحت کی گئی ہے۔ R_g کے بائیں جانب کا تھونن مساوی دور لیتے ہوئے

$$(4.103) \quad v_{th} = \frac{R_2 \left(\frac{\mu}{\mu+1} \right) v_i}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}$$

$$R_{th} = R_2 \parallel \left(\frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 4.55 ب میں حاصل کردہ تھونن دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$i_i = \frac{v_i - v_{th}}{R_g + R_{th}}$$

$$= \frac{v_i - \frac{R_2 \left(\frac{\mu}{\mu+1} \right) v_i}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}}{R_g + R_2 \parallel \left(\frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)}$$

لکھتے ہوئے داخلی مزاحمت R_i یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.104) \quad R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_g + R_2 \parallel \left(\frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)}{1 - \frac{R_2 \left(\frac{\mu}{\mu+1} \right)}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}}$$

اس مساوات میں $\frac{r_o}{\mu+1} \approx \frac{1}{g_m}$ پر کرنے سے

$$(4.105) \quad R_i = \frac{R_g + R_2 \parallel \left(\frac{1}{g_m} + R_1 \right)}{1 - \frac{g_m R_2 \left(\frac{\mu}{\mu+1} \right)}{g_m (R_1 + R_2) + 1}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر $R_g \gg R_2$ اور $g_m (R_1 + R_2) \gg 1$ ہوں، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب اس مساوات کو

$$(4.106) \quad R_i \approx \frac{R_g}{1 - \frac{R_2 \left(\frac{\mu}{\mu+1} \right)}{R_1 + R_2}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر ساتھ ہی ساتھ $R_2 \gg R_1$ ہو تب اس سے مزید سادہ مساوات یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(4.107) \quad R_i \approx (\mu + 1) R_g$$

مثال 3.55 میں بیس سے ایسٹر مزاحمت جوڑنے سے داخلی مزاحمت میں اضافہ ہوتا دکھایا گیا۔ یہاں بھی ایسا کرنے سے داخلی مزاحمت کی قیمت R_g سے زیادہ ہو جاتی ہے۔

مثال 4.31: شکل 4.53 الف میں استعمال کئے جانے والے ماسفیٹ کے $V_t = -3 \text{ V}$, $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $r_o = 90 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ 15 V کی منبع استعمال کرتے ہوئے $I_{DSQ} = 0.4 \text{ mA}$, $V_{DSQ} = 10 \text{ V}$ اور $R_i = 200 \text{ k}\Omega$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل:

$$I_{DSQ} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$0.0004 = \frac{0.0002}{2} (V_{GSQ} + 3)^2$$

سے

$$V_{GSQ} = -5 \text{ V}, \quad -1 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ $V_{GSQ} = -5V$ کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ قیمت V_t سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع ہو جاتا ہے۔ یوں مساوات 4.95 کے تحت $R_1 = 2.5 k\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.94 کی مدد سے

$$\begin{aligned} R_1 + R_2 &= \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DSQ}} \\ &= \frac{15 - 10}{0.4 \times 10^{-3}} \\ &= 12.5 k\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں $R_2 = 10 k\Omega$ ہو گا۔ چونکہ

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = -1 - 10 = -11 V < V_t$$

ہے لہذا ماسفیٹ کو افزائندہ نخلے میں ٹھیک تصور کیا گیا تھا۔

مساوات 4.67 سے

$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 0.2 \times 10^{-3} \times 0.4 \times 10^{-3}} = 0.4 \text{ mS}$$

اور یوں $\mu = g_m r_o = 36$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_g \gg R_2$ تصور کرتے ہوئے $R_s \approx R_1 + R_2 = 12.5 k\Omega$ حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 4.99 سے

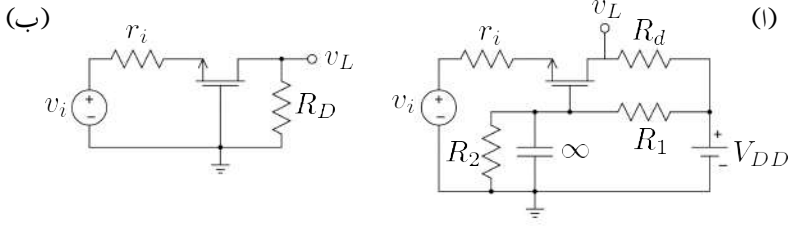
$$A_v \approx \frac{0.4 \times 10^{-3} \left(\frac{36}{36+1} \right) 12.5 \times 10^3}{1 + 0.4 \times 10^{-3} \times 12.5 \times 10^3} = 0.81 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 4.106 کی مدد سے $R_i = 200 k\Omega$ حاصل کرنے کی خاطر

$$200000 = \frac{R_g}{1 - \frac{10000 \left(\frac{36}{36+1} \right)}{2500+10000}}$$

سے $R_g = 44 k\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔



شکل 4.56: گیٹ مشترک ایمپلیفائر

4.17 گیٹ مشترک ایمپلیفائر

شکل 4.56 الف میں گیٹ مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں اسی کا مساوی بدلتی رو دور دکھایا گیا ہے۔ گیٹ پر نسب کپیسٹر کی قیمت لامحدود دکھائی گئی ہے۔ یوں درکار تعدد پر کپیسٹر کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ شکل ب کا شکل 4.50 کے ساتھ موازنہ کریں۔ یہاں v_1 اور v_3 صفر وولٹ ہیں جبکہ v_2 کو v_i کہا گیا ہے۔ لہذا تمام اجزاء کو ڈرین میں منتقل کرتے ہوئے شکل 4.51 کے طرز پر شکل 4.57 الف حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح سورس جانب کا عکس شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 4.57 الف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_L = \frac{R_d}{(\mu + 1)r_i + r_o + R_d} (\mu + 1) v_i$$

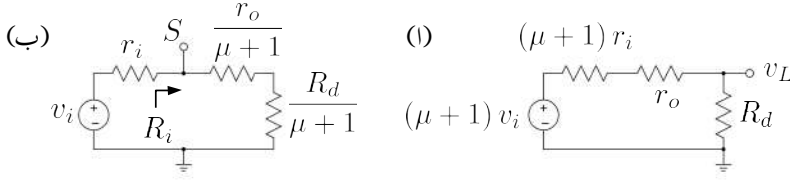
جس سے افزائش $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ یوں لکھی جاسکتی ہے

$$A_v = \frac{(\mu + 1) R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d}$$

شکل 4.57 ب سے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت لکھا جاسکتا ہے یعنی

$$R_i = \frac{r_o + R_d}{\mu + 1}$$

گیٹ مشترک ایمپلیفائر بلند تعدد پر استعمال ہوتا ہے۔ یہ بطور برقی سوئچ بھی استعمال کیا جاتا ہے۔



شکل 4.57: گیت مشترک ایمپلیفائر کے ڈرین اور سورس جانب عکس

4.18 زنجیری ایمپلیفائر

ایک سے زیادہ ایمپلیفائر کو زنجیر کی شکل میں جوڑ کر زیادہ سے زیادہ افزائش حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ ایسے زنجیری ایمپلیفائر میں عموماً داخلی جانب پہلی کڑی، درکار داخلی مزاحمت فراہم کرنے کی غرض سے تخلیق دیا جاتا ہے جبکہ آخری کڑی کو درکار خارجی مزاحمت کے لئے تخلیق دیا جاتا ہے۔ درمیانی کڑیاں درکار افزائش حاصل کرنے کے لئے تخلیق دیں جاتی ہیں۔

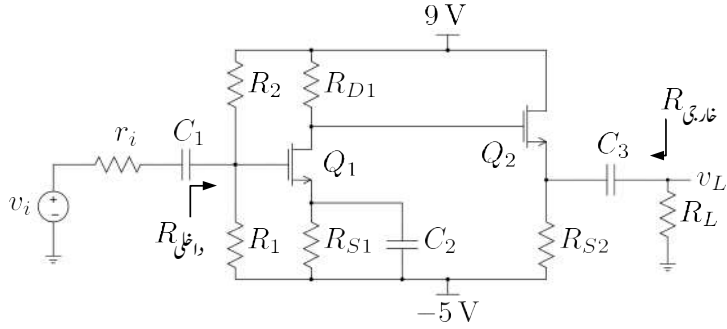
مثال 4.32: شکل 4.58 میں دو بالکل یکساں ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے، پہلی کڑی سورس مشترک اور دوسری کڑی ڈرین مشترک ایمپلیفائر سے تخلیق دی گئی ہے۔ $k_n = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1 \text{ V}$ ہیں۔ $I_{DS1} = 0.12 \text{ mA}$ ، $I_{DS2} = 1.2 \text{ mA}$ اور $V_{DS1} = V_{DS2} = 5 \text{ V}$ حاصل کرنے کے لئے درکار R_{D1} ، R_{S1} اور R_{S2} حاصل کریں۔ $R_{\text{غل}}$ = $150 \text{ k}\Omega$ حاصل کرنے کے لئے درکار R_1 اور R_2 حاصل کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: Q_2 کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$\begin{aligned} 9 + 5 &= V_{DS2} + I_{DS2}R_{S2} \\ &= 5 + 1.2 \times 10^{-3}R_{S2} \end{aligned}$$

سے $R_{S2} = 7.5 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.2 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS2} - 1)^2$$



شکل 4.58: دو کڑی زنجیری ماسفیٹ ایپلیکیشنز

سے $V_{GS2} = 3V$ حاصل ہوتا ہے۔ Q_2 کے سورس پر برقی دباؤ

$$V_{S2} = 9 - V_{DS2} = 9 - 5 = 4V$$

ہے یوں اس کے گیٹ پر

$$V_{G2} = V_{S2} + V_{GS2} = 4 + 3 = 7V$$

ہوں گے جو V_{D1} کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت R_{D1} پر اوہم کے قانون سے

$$9 - V_{D1} = I_{DS1} R_{D1}$$

$$9 - 7 = 0.12 \times 10^{-3} R_{D1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $V_{DS1} = 5V$ ہے لہذا

$$V_{S1} = V_{D1} - V_{DS1} = 7 - 5 = 2V$$

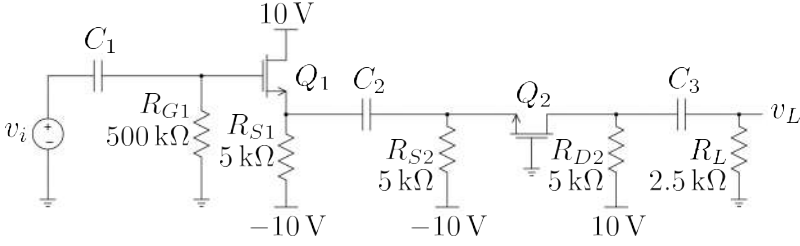
اور R_{S1} پر اوہم کے قانون سے

$$V_{S1} - (-5) = I_{DS1} R_{S1}$$

$$7 = 0.12 \times 10^{-3} R_{S1}$$

$R_{S1} = 58.3k\Omega$ حاصل ہوا ہے۔ Q_1 کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$0.12 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1)^2$$



شکل 4.59: دو کڑی زنجیری مشترک ڈرین، مشترک گیٹ ایپلیٹائر

سے $V_{GS1} = 1.632 \text{ V}$ حاصل ہوتے ہیں لہذا

$$V_{G1} = V_{S1} + V_{GS1}$$

$$2 + 1.632 = 3.632 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ V_{G1} کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$V_{G1} = 3.632 = \left[\frac{9 - (-5)}{R_1 + R_2} \right] R_1 - 5$$

چونکہ $R_{\text{غی}} = R_1 \parallel R_2$ کے برابر ہے جس کی قیمت $150 \text{ k}\Omega$ درکار ہے لہذا

$$150 \times 10^3 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے $R_2 = 243 \text{ k}\Omega$ اور $R_1 = 392 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 4.33: شکل 4.59 میں $k_{n1} = k_{n2} = 3 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_{t1} = V_{t2} = 2 \text{ V}$ لیتے ہوئے I_{DS1} ، I_{DS2} ، g_{m1} اور g_{m2} حاصل کریں۔ ان قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے کل افزائش $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

حل: ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے بدلنے متغیرات کی قیمت صفر کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کرنے کی غرض سے Q_1 کے لئے لکھا جا سکتا ہے

$$V_{G1} = 0$$

$$V_{S1} = -10 + I_{DS1}R_{S1} = -10 + 5000I_{DS1}$$

جس سے

$$V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} = 10 - 5000I_{DS1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات

$$I_{DS1} = \frac{0.003}{2} (10 - 5000I_{DS1} - 2)^2$$

سے $I_{DS1} = 0.73 \text{ mA}$ اور

$$g_{m1} = \sqrt{2k_{n1}I_{DS1}} = \sqrt{2 \times 0.003 \times 0.00073} = 2.09 \text{ mS}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اسی طرح Q_2 کے

$$V_{G2} = 0$$

$$V_{S2} = -10 + 5000I_{DS2}$$

$$V_{GS2} = V_{G2} - V_{S2} = 10 - 5000I_{DS2}$$

سے افزائندہ ماسفیٹ کا مساوات

$$I_{DS2} = \frac{0.003}{2} (10 - 5000I_{DS2} - 2)^2$$

دیتا ہے جس سے $I_{DS2} = 0.73 \text{ mA}$

$$g_{m2} = \sqrt{2 \times 0.003 \times 0.00073} = 2.09 \text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ دونوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہی ہیں۔

ان قیمتوں کے ساتھ پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے زنجیری ایمپلیفائر کا مساوی دور شکل 4.60 میں دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر ہم

$$v_{g1} = v_i$$

$$v_{g2} = 0$$

$$v_{s1} = v_{s2} = v_s$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$v_{gs1} = v_i - v_s$$

$$v_{gs2} = -v_s$$

لکھا جا سکتا ہے۔ v_s کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$v_s = (g_{m1}v_{gs1} + g_{m2}v_{gs2}) \left(\frac{R_{S1}R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \right)$$

$$= g_m [(v_i - v_s) + (-v_s)] R_S$$

جہاں دوسرے قدم پر $\frac{R_{S1}R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}}$ کو R_S لکھا گیا۔ یوں

$$v_s = \frac{g_m R_S v_i}{1 + 2g_m R_S}$$

حاصل ہوتا ہے۔ v_L کے لئے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$v_L = -g_{m2}v_{gs2} \left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

$$= g_m v_s \left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

جہاں $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس میں v_s پُر کرنے سے

$$v_L = g_m \left(\frac{g_m R_S v_i}{1 + 2g_m R_S} \right) \left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

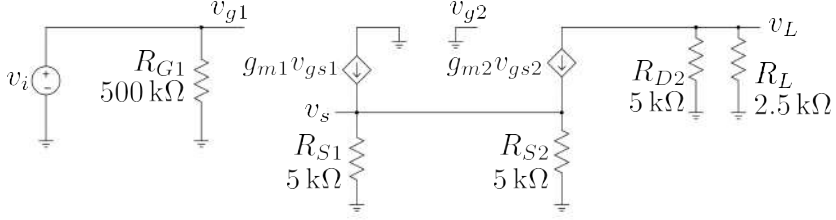
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{g_m^2 R_S}{1 + 2g_m R_S} \left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_S = \frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} = \frac{5000 \times 2500}{5000 + 2500} = 1.667 \text{ k}\Omega$$



شکل 4.60: دو کڑی زنجیری مشترک ڈرین، مشترک گیٹ ایکپلیفائر کا مساوی دور

کے استعمال سے

$$A_v = \left(\frac{0.00209^2 \times 2500}{1 + 2 \times 0.00209 \times 2500} \right) \times 1667 = 1.59 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

4.19 قوی ماسفیٹ

سیلیکان پتہری پر ماسفیٹ کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کا ماسفیٹ وجود میں آتا ہے۔ کئی ایمپیر اور وولٹ تک کام کرنے والے ایسے قوی ماسفیٹ⁴⁴ زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ماسفیٹ متوازی جوڑ کر مزید زیادہ برقی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ ایک سمتی سے بدلتی رو برقی دباؤ بناتے انورٹر⁴⁵ میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ قوی ٹرانزسٹر کی نسبت سے قوی ماسفیٹ انتہائی تیز ہے۔ اسے چالو سے منقطع یا منقطع سے چالو حالت میں چند نینو سیکنڈ میں لایا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ اسے چالو کرنے کی خاطر درکار برقی طاقت نہایت کم ہے جسے عام CMOS مخلوط دور فراہم کر سکتا ہے۔

برقی طاقت کا ضیاع قوی ماسفیٹ کو گرم کرتے ہوئے اس کا درجہ حرارت بڑھاتا ہے۔ درجہ حرارت بڑھنے سے ماسفیٹ کی مزاحمت بھی بڑھتی ہے۔ یوں متوازی جڑے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ماسفیٹ زیادہ گرم ہو تو اس

power mosfet⁴⁴
inverter⁴⁵

کی مزاحمت بڑھ جائے گا۔ متوازی جڑے ماسفیٹ میں جس ماسفیٹ کا مزاحمت زیادہ ہو، اس کا i_{DS} کم ہو گا۔ یوں زیادہ گرم ہونے والا ماسفیٹ خود بخود کم برقی رو گزارتے ہوئے کم گرم ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ متوازی جڑے قوی ٹرانزیسٹر کے برعکس متوازی جڑے قوی ماسفیٹ از خود برقی رو کی تقسیم یوں رکھتے ہیں کہ ان میں کسی ایک پر زیادہ بوجھ نہ ڈلے۔ قوی ماسفیٹ کو بھی ٹھنڈا رکھنے کی خاطر سرد کار⁴⁶ کے ساتھ جوڑ کر رکھا جاتا ہے۔

اہم نکات

منفی ماسفیٹ nMOSFET

بڑھاتا منفی ماسفیٹ کے V_t کی قیمت مثبت ہوتی ہے جبکہ گھٹاتا منفی ماسفیٹ کے V_t کی قیمت منفی ہوتی ہے۔ V_A کی قیمت دونوں کے لئے مثبت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افراستدہ

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \geq V_t$$

$$i_{DS} = k'_n \left(\frac{W}{L} \right) \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\text{مزاحمت} = \frac{1}{k'_n \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)} \quad \text{کم برقی دباؤ پر مزاحمت}$$

افراستدہ

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \leq V_t$$

$$i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$$

heat sink⁴⁶

مثبت ماسفیٹ pMOSFET

بڑھاتا مثبت ماسفیٹ کے V_t کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ گھٹاتا مثبت ماسفیٹ کے V_t کی قیمت مثبت ہوتی ہے۔
 V_A کی قیمت دونوں کے لئے مثبت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افراستندہ

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \geq -V_t$$

$$i_{SD} = k'_p \left(\frac{W}{L} \right) \left[(v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right]$$

$$\text{مزاحمت} = \frac{1}{k'_p \left(\frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)} \quad \text{کم برقی دباؤ پر مزاحمت}$$

افراستندہ

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \leq -V_t$$

$$i_{SD} = \frac{k'_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)^2 \left(1 + \frac{v_{SD}}{V_A} \right)$$

nMOSFET کے باریک اشاراتی اجزاء

$$r_o = \left| \frac{V_A}{I_{DS}} \right|$$

$$g_m = k' \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_t)$$

سوالات

سوال 4.1: ایک nMOSFET کا $\mu_n = 650 \frac{\text{cm}^2}{\text{V}\cdot\text{s}}$ ، $d = 0.02 \mu\text{m}$ اور $\epsilon = 3.97\epsilon_0$ ہے۔ نہایت کم v_{DS} پر ماسفیٹ کی مزاحمت کی مساوات کیا ہوگی۔ اگر $\frac{W}{L} = 20$ ، $V_{GS} = 1.8 \text{ V}$ جبکہ $V_t = 0.8 \text{ V}$ ہوں تب ماسفیٹ کی مزاحمت نہایت کم v_{DS} پر کیا ہوگی۔

جوابات:

$$r = \frac{1}{k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)} = 445 \Omega$$

سوال 4.2: pMOSFET کا $\mu_p \approx 0.4\mu_n$ ہوتا ہے۔ سوال 4.1 میں بقایا معلومات تبدیل کئے بغیر، نہایت کم V_{SD} پر pMOSFET کی مزاحمت حاصل کریں۔

جواب: 1114Ω

سوال 4.3: بقایا ساخت مکمل طور پر ایک جیسے رکھتے ہوئے منفی اور مثبت ماسفیٹ کے چوڑائی W کی ایسی شرح دریافت کریں جن پر دونوں ماسفیٹ کی مزاحمت برابر ہو۔

جواب: $\frac{W_n}{W_p} = 0.4$

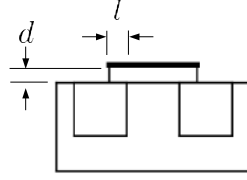
سوال 4.4: ایک منفی ماسفیٹ جس کے $k_n = 0.02 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1 \text{ V}$ ہیں کو $v_{GS} = 4 \text{ V}$ پر چلایا جاتا ہے۔ $v_{DS} = 1 \text{ V}$ ، $v_{DS} = 3 \text{ V}$ اور $v_{DS} = 6 \text{ V}$ پر i_{DS} حاصل کریں۔

جوابات: $50 \mu\text{A}$ ، $90 \mu\text{A}$ اور $90 \mu\text{A}$

سوال 4.5: ایک منفی ماسفیٹ جس کے

$$k_n = 0.08 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad V_t = 1 \text{ V}$$

ہیں کو افزائندہ خطے میں $i_{DS} = 4 \text{ mA}$ پر استعمال کرنے کی خاطر درکار v_{GS} اور کم سے کم v_{DS} حاصل کریں۔ اگر اس منفی ماسفیٹ کی $V_t = -1 \text{ V}$ ہو تب جوابات کیا ہوں گے۔



شکل 4.61: سورس اور ڈرین کو گیٹ ڈھانپ کر کپیسٹر کو جنم دیتا ہے

جوابات: $V_t = 1\text{ V}$ کی صورت میں $v_{GS} = 11\text{ V}$ اور $v_{DS} \geq 10\text{ V}$ جبکہ $V_t = -1\text{ V}$ کی صورت میں $v_{GS} = 9\text{ V}$ اور $v_{DS} \geq 10\text{ V}$ حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.6: سوال 4.5 کو $i_{DS} = 0.4\text{ mA}$ کے لئے دوبارہ حل کریں۔

جوابات: $V_t = 1\text{ V}$ کی صورت میں $v_{GS} = 4.16\text{ V}$ اور $v_{DS} \geq 3.16\text{ V}$ جبکہ $V_t = -1\text{ V}$ کی صورت میں $v_{GS} = 2.16\text{ V}$ اور $v_{DS} \geq 3.16\text{ V}$ حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.7: منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے مساوات کے خط کاغذ پر قلم سے کھینچیں۔ انہیں کو کمپیوٹر کی مدد سے کھینچیں۔

سوال 4.8: شکل 4.61 میں W چوڑائی کا گیٹ سورس کو ڈھانپتا ہوا دکھایا گیا ہے۔ گیٹ اور سورس کا ڈھانپنا گیا حصہ مل کر کپیسٹر C_{gsp} کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کی چوڑائی W اور لمبائی l ہے جبکہ کپیسٹر کے دو چادروں کے درمیانی فاصلہ d ہے۔ اگر $d = 0.02\text{ }\mu\text{m}$ ، $W = 100\text{ }\mu\text{m}$ اور $l = 1\text{ }\mu\text{m}$ ہوں تب اس کپیسٹر کی قیمت کیا ہوگی۔ $\epsilon = 3.97\epsilon_0$ لیں جہاں $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$ کے برابر ہے۔

$$\text{جوابات: } C_{gsp} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 W l}{d} = 176\text{ fF}$$

سوال 4.9: ایک منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ اور ڈرین کو آپس میں جوڑ کر اس کے v_{DS} اور i_{DS} ناپے جاتے ہیں۔ 4 V پر 1 mA جبکہ 6 V پر 2.5 mA ناپا جاتا ہے۔ اس ماسفیٹ کے k_n اور V_t حاصل کریں۔

جوابات: $V_t = 0.5575\text{ V}$ ، $k_n = 0.169 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ۔ یاد رہے کہ چالو منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے لئے $v_{GS} > V_t$ کا ہونا ضروری ہے۔

سوال 4.10: ایک بڑھاتا منفی ماسفیٹ کا $v_{GS} = 5\text{ V}$ پر رکھتے ہوئے اس کے i_{DS} اور v_{DS} ناپے جاتے ہیں۔ $v_{DS} = 3\text{ V}$ پر $i_{DS} = 2\text{ mA}$ جبکہ $v_{DS} = 6\text{ V}$ پر $i_{DS} = 4\text{ mA}$ ناپے جاتے ہیں۔ ماسفیٹ کے V_t اور k_n حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } V_t = 3.24\text{ V}, k_n = 2.59 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

سوال 4.11: کم v_{DS} پر منفی بڑھاتا ماسفیٹ کو بطور متغیر مزاحمت استعمال کیا جاسکتا ہے۔ مزاحمت کی قیمت v_{GS} سے قابو کی جاتی ہے۔ $k'_n = 15 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1.2\text{ V}$ ہیں۔ $v_{GS} = 2\text{ V}$ پر $8\text{ k}\Omega$ حاصل کرنے کے لئے درکار $\frac{W}{L}$ حاصل کریں۔ اگر $L = 10\text{ }\mu\text{m}$ ہو تب W کیا ہوگا؟ $v_{GS} = 8\text{ V}$ پر مزاحمت کی قیمت کیا ہوگی؟

$$\text{جوابات: } 104.2\text{ }\mu\text{m}, 940\text{ }\Omega$$

سوال 4.12: ایک ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں استعمال کرتے ہوئے اس کا v_{GS} برقرار رکھا جاتا ہے۔ $v_{DS} = 5\text{ V}$ پر $i_{DS} = 3.3\text{ mA}$ جبکہ $v_{DS} = 10\text{ V}$ پر $i_{DS} = 3.6\text{ mA}$ ناپے جاتے ہیں۔ ماسفیٹ کی r_o اور اری برقی دباؤ V_A دریافت کریں۔

$$\text{جوابات: } V_A = 50\text{ V}, r_o = \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_{DS}} = 33.33\text{ k}\Omega$$

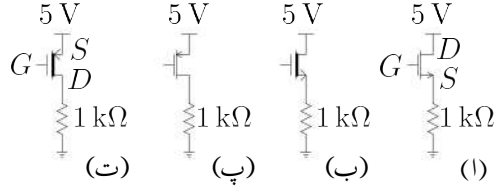
سوال 4.13: مندرجہ بالا سوال کے ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت r_o کی قیمت $i_{DS} = 100\text{ }\mu\text{A}$ اور $i_{DS} = 10\text{ mA}$ پر حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } r_o = \frac{V_A}{I_{DSQ}} = 500\text{ k}\Omega, 5\text{ k}\Omega$$

سوال 4.14: ایک گھٹاتے منفی ماسفیٹ کے $V_t = -3\text{ V}$ اور $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہیں۔ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب $v_{DS} = -2\text{ V}$ اور $v_{DS} = 5\text{ V}$ پر i_{DS} کیا ہوں گے؟ ان دونوں صورتوں میں ماسفیٹ کس خطے میں ہوگا؟

جوابات: 0.8 mA ، 0.9 mA پہلی صورت میں غیر افزائندہ جبکہ دوسری صورت میں افزائندہ خطے میں ہے۔

سوال 4.15: شکل 4.62 الف کے ماسفیٹ کا $V_t = 1\text{ V}$ اور $k_n = 160 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کیا ہوگا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کی قیمت کیا ہوگی۔ جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 0.56 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0 mA



شکل 4.62:

سوال 4.16: شکل 4.62 ب کے ماسفیٹ کا $V_t = -1\text{ V}$ اور $k_n = 160 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کیا ہوگا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کی قیمت کیا ہوگی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 1.525 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.16 mA

سوال 4.17: شکل 4.62 پ کے ماسفیٹ کا $V_t = -1\text{ V}$ اور $k_p = 160 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کیا ہوگا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کی قیمت کیا ہوگی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 0.04 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0 A

سوال 4.18: شکل 4.62 ت کے ماسفیٹ کا $V_t = 1\text{ V}$ اور $k_p = 160 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کیا ہوگا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کی قیمت کیا ہوگی۔

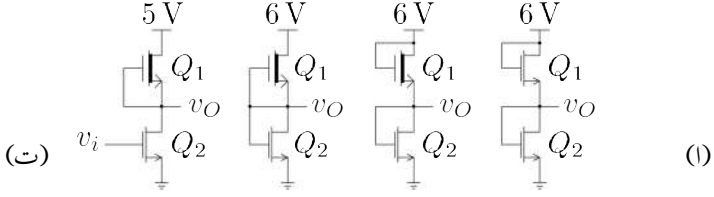
جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 1.52 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.08 mA

سوال 4.19: شکل 4.63 الف میں $k_{n1} = 50 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ، $k_{n2} = 200 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ جبکہ دونوں ماسفیٹ کا $V_t = 1\text{ V}$ ہے۔ v_O حاصل کریں۔

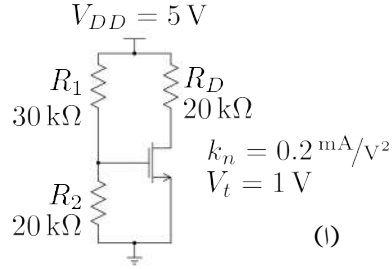
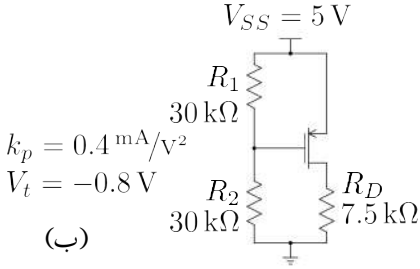
جواب: 2.3333 V ، دونوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہیں۔

سوال 4.20: شکل 4.63 ب میں $k_{n1} = 50 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ، $k_{n2} = 200 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ جبکہ $V_{t1} = -0.8\text{ V}$ ، $V_{t2} = 1.2\text{ V}$ ہے۔ v_O حاصل کریں۔

جواب: 3.04 V ، Q_2 افزائندہ جبکہ Q_1 غیر افزائندہ ہے۔



شکل 4.63:



شکل 4.64:

سوال 4.21: شکل 4.63 پ میں $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$ ، $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ، $V_{t1} = -0.8 V$ جبکہ $V_{t2} = 1.2 V$ ہے۔ v_O حاصل کریں۔

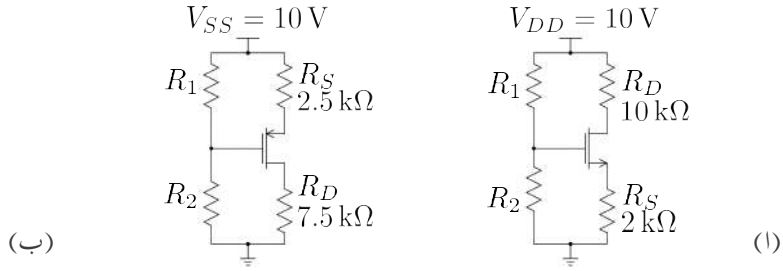
جواب: $v_O = 1.6 V$ دونوں افزائندہ خطوں میں ہیں۔

سوال 4.22: شکل 4.64 الف میں نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

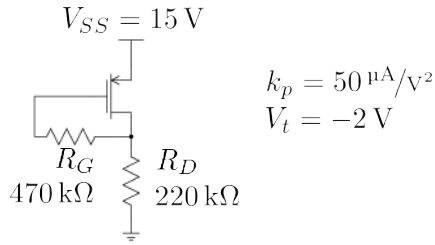
جواب: $3 V$ ، $0.1 mA$

سوال 4.23: شکل 4.64 ب میں نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

جواب: $v_{SD} = 1.14 V$ ، $i_{SD} = 0.515 mA$



شکل 4.65:



شکل 4.66:

سوال 4.24: شکل 4.65 الف میں $k_n = 0.32 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 2 \text{ V}$ ہیں۔ R_1 اور R_2 کو یوں چنیں کہ $I_{DS} = 0.5 \text{ mA}$ ہو اور ان مزاحمت میں I_{DS} کے 10% برقی رو پائی جائے۔

جواب: $R_2 = 95.4 \text{ k}\Omega$ ، $R_1 = 104.6 \text{ k}\Omega$

سوال 4.25: شکل 4.65 ب میں $k_p = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = -1.5 \text{ V}$ ہیں۔ R_1 اور R_2 کو یوں چنیں کہ $V_{SD} = 5 \text{ V}$ ہو اور ان مزاحمت میں I_{SD} کے 10% برقی رو پائی جائے۔

جواب: $R_2 = 102.36 \text{ k}\Omega$ ، $R_1 = 97.64 \text{ k}\Omega$

سوال 4.26: شکل 4.66 میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

جواب: $V_{GS} = -3.45 \text{ V}$ ، $I_{SD} = 52.5 \mu\text{A}$

سوال 4.27: شکل 4.65 الف میں $V_{DD} = 12\text{ V}$ اور $R_D = 5.6\text{ k}\Omega$ اور $R_S = 1.2\text{ k}\Omega$ ہیں۔ اگر ماسفیٹ کا $k_n = 0.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1.8\text{ V}$ ہوں تب $i_{DS} = 0.8\text{ mA}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار R_1 اور R_2 حاصل کریں۔ R_1 اور R_2 میں برقی رو i_{DS} کے پانچ فی صد رکھیں۔

$$\text{جوابات: } R_1 = 156.5\text{ k}\Omega , R_2 = 143.5\text{ k}\Omega$$

سوال 4.28: عموماً ایک ہی قسم کے دو عدد ماسفیٹ کے خصوصیات میں فرق ہوتا ہے۔ یوں اگر سوال 4.27 میں ماسفیٹ کے V_t کی قیمت 1.6 V تا 2 V ممکن ہو جبکہ k_n اب بھی $0.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہو تب i_{DS} کی قیمت کے حدود حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } 0.735\text{ mA} \text{ تا } 0.8656\text{ mA} \text{ دونوں صورتوں میں ماسفیٹ افزائندہ ہے۔}$$

سوال 4.29: شکل 4.65 الف میں $R_1 = 100\text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 50\text{ k}\Omega$ ہیں۔ R_S پر 0.55 V برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ R_2 کے متوازی $1000\text{ k}\Omega$ نسب کرنے کے بعد R_S پر 0.507 V ناپا جاتا ہے۔ ماسفیٹ کو دونوں صورتوں میں افزائندہ خطے میں تصور کرتے ہوئے g_m حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } 0.33 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

سوال 4.30: مندرجہ بالا سوال میں ماسفیٹ کا k_n اور V_t بھی حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } V_t = 1.2\text{ V} , k_n = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

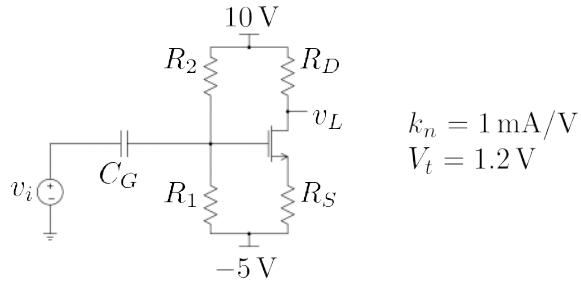
سوال 4.31: شکل 4.64 الف میں $i_{DS} = 0.1\text{ mA}$ کی توقع ہے۔ یوں $v_{DS} = 3\text{ V}$ ہونی چاہئے۔ اصل قیمت 2.94 V ناپی جاتی ہے۔ ماسفیٹ کی اولی برقی دباؤ حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } 100\text{ V}$$

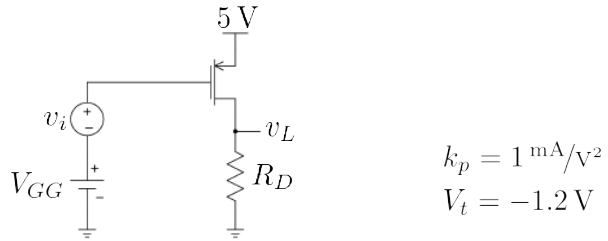
سوال 4.32: شکل 4.67 کے ایمپلیفائر میں $I_{DS} = 2\text{ mA}$ اور $V_{DS} = 5\text{ V}$ حاصل کرنے کے لئے درکار مزاحمت حاصل کریں۔ R_D کو R_S کے نوگنار رکھیں اور R_1 میں برقی رو I_{DS} کے دس فی صد رکھیں۔ ایمپلیفائر کا $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ بھی حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_2 = 64\text{ k}\Omega , R_1 = 11\text{ k}\Omega , R_D = 4.5\text{ k}\Omega , R_S = 0.5\text{ k}\Omega$$

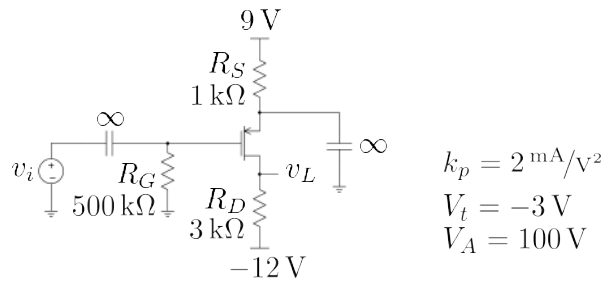
$$A_v = -2.25 \frac{\text{V}}{\text{V}} , g_m = 2\text{ mS}$$



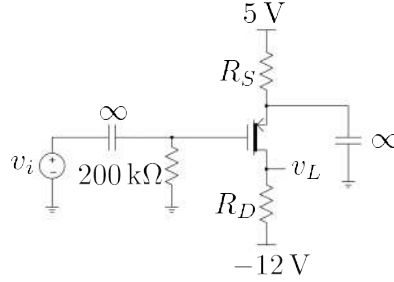
شكل 4.67:



شكل 4.68:



شكل 4.69:



شکل 4.70:

سوال 4.33: شکل 4.68 میں $V_{SD} = 3\text{ V}$ اور $A_v = -6 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار R_D اور V_{GG} حاصل کریں۔ I_{SD} کی قیمت کیا ہوگی؟

جوابات: $I_{SD} = 0.222\text{ mA}$ ، $V_{GG} = 3.133\text{ V}$ ، $R_D = 9\text{ k}\Omega$

سوال 4.34: شکل 4.69 میں V_{SD} ، I_{SD} اور $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

جوابات: $V_{SD} = 2\text{ V}$ ، $I_{SD} = 4\text{ mA}$ ، $g_m = 4\text{ mS}$ اور $r_o = 25.5\text{ k}\Omega$ اور $A_v = -10.73 \frac{\text{V}}{\text{V}}$

سوال 4.35: شکل 4.70 میں $V_t = -1.4\text{ V}$ ، $k_p = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_A = 40\text{ V}$ ہیں۔ R_D اور R_S کی ایسی قیمتیں حاصل کریں جن سے $I_{SD} = 0.36\text{ mA}$ اور $V_{SD} = 6\text{ V}$ حاصل ہوں۔ $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ کی قیمت بھی حاصل کریں۔

جوابات: $R_S = 8.333\text{ k}\Omega$ ، $R_D = 22\text{ k}\Omega$ ، $r_o = 128\text{ k}\Omega$ اور $A_v = -22.7 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.36: صفحہ 538 پر شکل 4.58 میں $R_1 = 392\text{ k}\Omega$ ، $R_2 = 243\text{ k}\Omega$ ، $R_{D1} = 16.7\text{ k}\Omega$ ، $R_{S1} = 7.5\text{ k}\Omega$ ، $58.3\text{ k}\Omega$ ، $R_{S2} = 7.5\text{ k}\Omega$ اور $V_t = 1\text{ V}$ استعمال کرتے ہوئے دونوں ماسفیٹ کے نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

جوابات: $V_{DS2} = 5\text{ V}$ اور $I_{DS2} = 1.2\text{ mA}$ ، $V_{DS1} = 5\text{ V}$ ، $I_{DS1} = 0.12\text{ mA}$

سوال 4.37: صفحہ 539 پر شکل 4.59 میں

$$R_{G1} = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

$$k_{n1} = 4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad k_{n2} = 6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

$$V_{t1} = V_{t2} = 1.5 \text{ V}$$

ہیں۔ دور کو اس طرح تخلیق دیں کہ $I_{DS1} = 2 \text{ mA}$ ، $I_{DS2} = 6 \text{ mA}$ اور $V_{DS2} = 8 \text{ V}$ ہوں۔ حاصل جواب استعمال کرتے ہوئے g_{m1} ، g_{m2} اور $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } A_v = 1.75 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \quad R_{D2} = 818 \Omega, \quad R_{S2} = 1.182 \text{ k}\Omega, \quad R_{S1} = 3.75 \text{ k}\Omega$$

الباب 5

تفرقی ایمپلیفائر

5.1 دو جوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی جوڑا

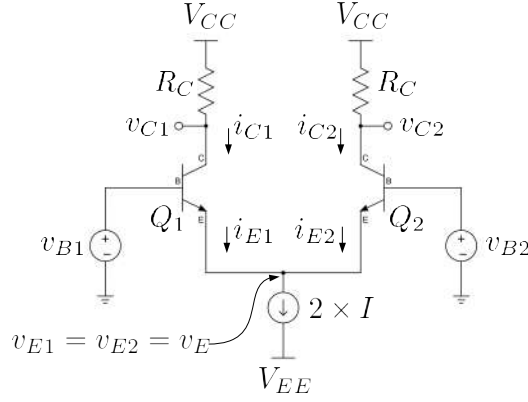
5.1.1 تفرقی اشارہ کی عدم موجودگی

شکل 5.1 میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کا بنیادی تفرقی جوڑا¹ دکھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں دو بالکل یکساں² ٹرانزسٹر استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑے کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ Q_1 اور Q_2 افزائندہ خطے میں رہیں۔ انہیں افزائندہ خطے میں رکھنے کی خاطر تفرقی جوڑے کو R_C کی مدد سے منبع مثبت برقی دباؤ V_{CC} کے ساتھ جوڑا گیا ہے۔ جیسا کہ اسی باب میں بعد میں دکھایا جائے گا R_C کی جگہ ٹرانزسٹر بھی استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑے کے دو داخلی اشارات v_{B1} اور v_{B2} ہیں جبکہ اس کا عمومی تفرقی خارجی اشارہ v_o ہے جسے شکل 5.2 میں دکھایا گیا ہے۔ بعض اوقات v_{C1} یا v_{C2} کو ہی بطور خارجی اشارہ v_o لیا جاتا ہے۔

تفرقی جوڑے کے دونوں ٹرانزسٹروں کے ایمپٹر سرے آپس میں جڑے ہونے کی وجہ سے ان دونوں سروں پر ہر صورت برابر برقی دباؤ ہوگا (یعنی $v_{E1} = v_{E2}$ ہوگا)۔ ان برابر برقی دباؤ کو لکھتے ہوئے زیر نوشت (1 اور 2) لکھے بغیر v_E لکھا جاسکتا ہے یعنی

$$(5.1) \quad v_{E1} = v_{E2} = v_E$$

difference pair¹
matched²



شکل 5.1: دو جوڑا نرسٹر کے تفرقی جوڑے کی بنیادی ساخت

مزید یہ کہ اس جوڑے پر پیدا کار برقی رو کی برقی رو i_{E1} اور i_{E2} میں تقسیم ہوگی جس کے لئے کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت لکھا سکتا ہے

$$(5.2) \quad i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$$

تفرقی جوڑے کی کارکردگی پر شکل 5.2 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں تفرقی جوڑے کے دونوں داخلی سروں پر یک سمتی برقی دباؤ V_B بطور داخلی اشارات v_{B1} اور v_{B2} مہیا کیا گیا ہے۔ یوں V_B کو بطور مشترکہ برقی دباؤ³ مہیا کیا گیا ہے۔ دور کو دیکھتے ہوئے یہ بات واضح ہے کہ اس کے بائیں اور دائیں اطراف بالکل یکساں ہیں۔ یوں دونوں اطراف میں برابر برقی رو پائی جائے گی (یعنی $i_{E1} = i_{E2}$)۔ ایسی صورت میں مساوات 5.2 سے حاصل ہوتا ہے اور یوں $i_{C1} = i_{C2} = \alpha I$ ہوگا۔ لہذا

$$v_{C1} = V_{CC} - i_{C1}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C$$

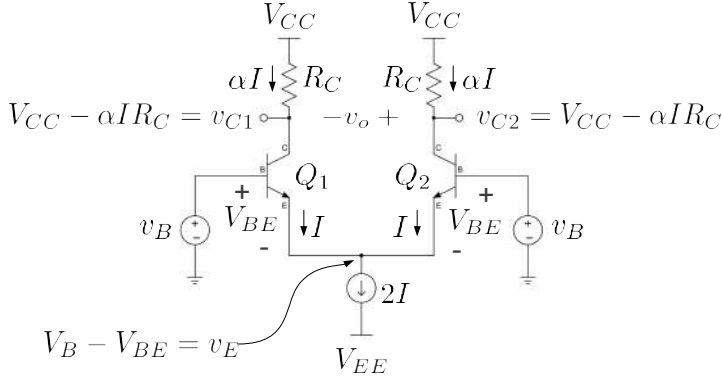
$$v_{C2} = V_{CC} - i_{C2}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C$$

اس صورت میں

$$(5.3) \quad v_o = v_{C2} - v_{C1} = 0$$

ہوگا۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے جس کے تحت اگر تفرقی جوڑے کے دونوں مداخل پر برابر برقی دباؤ مہیا کیا جائے تو یہ صفر ولٹ خارج کرے گا۔ اس حقیقت کو یوں بہتر بیان کیا جاسکتا ہے کہ تفرقی جوڑا مشترکہ برقی دباؤ

³common mode voltage



شکل 5.2: دونوں مدخل پر برابر برقی دباؤ کی صورت

کو رد کرتا ہے۔ تفرقی برقی اشارہ v_d کو یوں بیان کیا جاتا ہے

$$(5.4) \quad v_d = v_{B1} - v_{B2}$$

جبکہ مشترکہ برقی دباؤ v_{CM} کو یوں بیان کیا جاتا ہے

$$(5.5) \quad v_{CM} = \frac{v_{B1} + v_{B2}}{2}$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ v_d حسابی ایمپلیٹائر کا تفرقی برقی دباؤ ہی ہے۔ اسی طرح v_{B1} حسابی ایمپلیٹائر کا مثبت مدخل جبکہ v_{B2} اس کا منفی مدخل ہے۔

مثال 5.1: شکل 5.2 میں

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= 15 \text{ V} \\
 V_B &= 3 \text{ V} \\
 I &= 2 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{EE} &= -15 \text{ V} \\
 R_C &= 3.9 \text{ k}\Omega \\
 \alpha &= 0.99
 \end{aligned}$$

ہیں۔ تفرقی جوڑی کے تمام برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: منبع رو $2 \times I = 4 \text{ mA}$ رو پیدا کرتی ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹرز کے بیس سرے برابر برقی دباؤ یعنی 3 V پر ہیں لہذا $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ لیتے ہوئے

$$v_E = 3 - 0.7 = 2.3 \text{ V}$$

ہو گا اور

$$i_{E1} = i_{E2} = \frac{4 \text{ mA}}{2} = 2 \text{ mA}$$

اور یوں

$$i_{C1} = i_{C2} = \alpha \times 2 \text{ mA} = 0.99 \times 2 \text{ mA} = 1.98 \text{ mA}$$

$$v_{C1} = v_{C2} = 15 - 1.98 \times 10^{-3} \times 3.9 \times 10^3 = 7.3 \text{ V}$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = 7.3 - 7.3 = 0 \text{ V}$$

یہاں منبع رو کے سروں پر 2.3 V اور -15 V ہونے سے اس پر

$$2.3 - (-15) = 17.3 \text{ V}$$

ہوں گے۔ مزید یہ کہ ٹرانزسٹروں کے بیس سروں پر 3 V جبکہ ان کے کلکٹر سروں پر 7.3 V ہونے سے ان کے بیس-کلکٹر جوڑ الٹ مائل ہیں۔ یوں یہ افزائندہ خطے میں ہیں جو کہ تفرقی جوڑے کے صحیح کارکردگی کے لئے ضروری ہے۔

مثال 5.2: مثال 5.1 میں مشترکہ برقی دباؤ کی وہ حد معلوم کریں جس پر ٹرانزسٹرز غیر-افزائندہ خطے میں داخل ہو جائیں گے۔

حل: اس مثال میں ہم نے دیکھا کہ مشترکہ برقی دباؤ مہیا کرنے سے دونوں ٹرانزسٹروں میں برابر برقی رو کا گزر ہوتا ہے اور ان کے کلکٹر سروں پر 7.3 V پایا جاتا ہے۔ اگر بیس-کلکٹر جوڑ پر سیدھی رُخ چالو کردہ برقی دباؤ یعنی 0.5 V پایا جائے تو ٹرانزسٹرز غیر-افزائندہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹرز اس وقت تک افزائندہ رہیں گے جب تک ان کے بیس سروں پر تقریباً $(7.3 + 0.5 = 7.8 \text{ V})$ یا اس سے کم مشترکہ برقی دباؤ پائی جائے یعنی

$$v_{CM} \leq 7.8 \text{ V}$$

5.1.2 تفرقی اشارہ موجود

آئیں تفرقی برقی اشارہ کو صفر وولٹ سے بڑھا کر تفرقی جوڑے کی کارکردگی دیکھیں۔ شکل 5.3 الف میں v_{B2} کو برقی زمین⁴ یعنی صفر وولٹ پر رکھا گیا ہے جبکہ $v_{B1} = 0.9\text{V}$ رکھا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت تفرقی جوڑے کے دو اطراف یکساں صورت نہیں رہتے۔ اگر دونوں مداخل پر صفر وولٹ دئے جاتے تب

$$v_{BE1} = v_{BE2} = 0.7\text{V}$$

$$v_E = v_B - v_{BE} = 0 - 0.7 = -0.7\text{V}$$

ہوتے۔ ایک مداخل مثلاً v_{B2} کو صفر وولٹ پر رکھتے ہوئے اگر v_{B1} پر برقی دباؤ بڑھایا جائے تو آپ دیکھ سکتے ہیں کہ Q_1 کا بیس۔ کلکٹر جوڑ سیدھے مائل ہو گا اور

$$v_E = v_{B1} - v_{BE1}$$

رہے گا۔ اس طرح اگر $v_{B1} = 0.9\text{V}$ کر دیا جائے تو

$$v_E = 0.9 - 0.7 = 0.2\text{V}$$

ہو گا اور یوں Q_2 کے بیس۔ کلکٹر جوڑ پر

$$v_{BE2} = v_{B2} - v_E = 0 - 0.2 = -0.2\text{V}$$

برقی دباؤ ہو گا جو اسے منقطع رکھے گا۔ منقطع ٹرانزسٹر میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں لہذا تمام کا تمام $2 \times I$ برقی رو ٹرانزسٹر Q_1 کو منتقل ہو جائے گی یعنی

$$i_{E1} = 2I$$

$$i_{E2} = 0$$

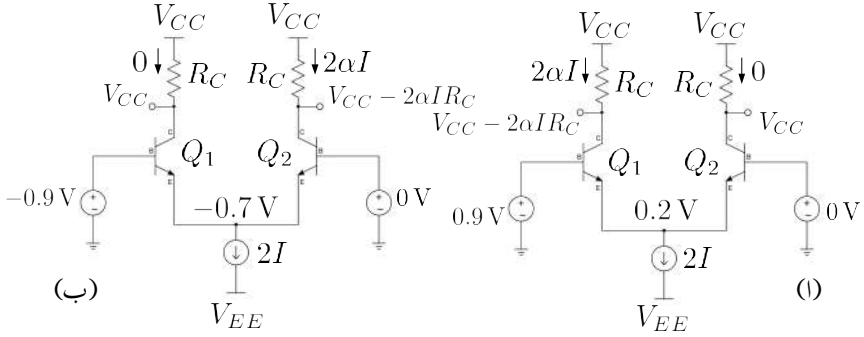
یوں

$$v_{C1} = V_{CC} - 2\alpha I R_C$$

$$v_{C2} = V_{CC}$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha I R_C$$

ہوں گے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں تفرقی اشارہ کے موجودگی میں خارجی برقی دباؤ v_o کی قیمت صفر وولٹ نہیں رہتی۔ حقیقت میں تفرقی جوڑا نہایت کم داخلی تفرقی برقی دباؤ پر ہی تمام کی تمام برقی رو (یعنی $2 \times I$) کو ایک ٹرانزسٹر منتقل کر کے $+2\alpha I R_C$ برقی دباؤ خارج کر دے گا جس کے بعد تفرقی دباؤ مزید بڑھانے سے خارجی برقی دباؤ v_o



شکل 5.3: تفرقی اشارہ کے موجودگی میں تفرقی جوڑے کی کارکردگی

میں مزید تبدیلی ممکن نہیں۔ تفرقی جوڑے کے دونوں دخول صفر ولٹ ہونے کی صورت میں $v_E = -0.7V$ ہوتا ہے۔ اب اگر $v_{B2} = 0V$ رکھتے ہوئے $v_{B1} = -0.9V$ کر دیا جائے تو Q_2 کا بیس-ایمپٹر جوڑ سیدھا ماٹل ہو جائے گا لہذا $v_E = -0.7V$ ہو گا۔ یوں Q_1 کے بیس سرے پر $-0.9V$ جبکہ اس کے ایمپٹر سرے پر $-0.7V$ ہونے کی وجہ سے یہ منقطع صورت اختیار کر لے گا۔ یہ صورت شکل 5.3 ب میں دکھائی گئی ہے۔ یوں منبع رو کی تمام برقی رو (یعنی $2 \times I$) ٹرانزسٹر Q_2 کو منتقل ہو جائے گی۔ اس طرح

$$i_{E1} = 0$$

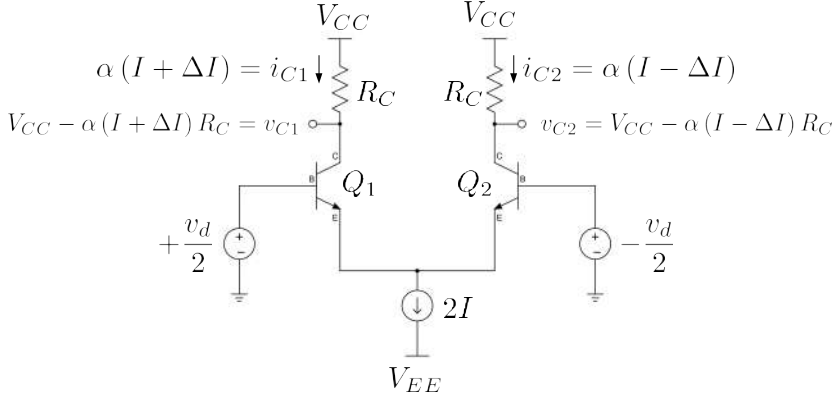
$$i_{E2} = 2I$$

$$v_{C1} = V_{CC}$$

$$v_{C2} = V_{CC} - 2\alpha I R_C$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = -2\alpha I R_C$$

ہوں گے۔ شکل 5.3 الف میں ہم نے دیکھا کہ $v_d = v_{B1} - v_{B2} = 0.9V$ کی صورت میں تفرقی جوڑا تمام کی تمام برقی رو (یعنی $2 \times I$) کو ایک ٹرانزسٹر میں منتقل کر چکا ہوتا ہے اور یوں یہ $v_o = +2\alpha I R_C$ خارج کرتا ہے جبکہ شکل ب میں $v_d = -0.9V$ ہیں اور تفرقی جوڑا تمام کی تمام برقی رو کو دوسرے ٹرانزسٹر میں منتقل کر کے $v_o = -2\alpha I R_C$ خارج کرتا ہے۔



شکل 5.4: باریک تفرقی اشارے پر صورت حال

5.2 باریک داخلی تفرقی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی بنیادی کارکردگی

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت $i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$ رہے گا۔ اب تصور کریں کہ تفرقی جوڑے کو باریک تفرقی اشارہ v_d مہیا کیا جاتا ہے۔ باریک تفرقی اشارہ سے مراد اتنی v_d ہے جس سے تمام کی تمام برقی رو $2 \times I$ کسی ایک ٹرانزسٹر میں منتقل نہ ہو۔ جیسا شکل 5.4 میں دکھایا گیا ہے، ہم اس صورت کو یوں بیان کر سکتے ہیں کہ $+\frac{v_d}{2}$ اشارہ بطور v_{B1} اور $-\frac{v_d}{2}$ اشارہ بطور v_{B2} مہیا کیا جاتا ہے یعنی

$$v_{B1} = +\frac{v_d}{2}$$

$$v_{B2} = -\frac{v_d}{2}$$

اگر v_{B1} اور v_{B2} دونوں پر صفر وولٹ دئے جاتے تب $i_{E1} = i_{E2} = I$ ہوتا۔ اب جب v_{B1} کو ہلکا بڑھایا اور v_{B2} کو گھٹایا گیا ہے تو i_{B1} میں ΔI کا اضافہ ہو گا جبکہ i_{B2} میں اتنی ہم کمی واقع ہو گی۔ تاہم اب بھی $i_{E1} + i_{E2} = 2I$ ہو گا۔ یوں

$$i_{E1} = I + \Delta I$$

$$i_{E2} = I - \Delta I$$

ہوں گے۔ لہذا

$$\begin{aligned}i_{C1} &= \alpha I_{E1} = \alpha (I + \Delta I) \\i_{C2} &= \alpha I_{E2} = \alpha (I - \Delta I) \\v_{C1} &= V_{CC} - i_{C1} R_C = V_{CC} - \alpha (I + \Delta I) R_C \\v_{C2} &= V_{CC} - i_{C2} R_C = V_{CC} - \alpha (I - \Delta I) R_C \\v_o &= v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha \Delta I R_C\end{aligned}$$

ہوں گے۔ یہاں یہ بات ذہن نشین کرنا ضروری ہے کہ تفرقی جوڑے کے ایک ٹرانزسٹر کی برقی رو میں جتنا بھی اضافہ (یا کمی) پیدا ہو، دوسرے ٹرانزسٹر میں اتنی ہی کمی (یا اضافہ) پیدا ہوتا ہے۔

5.3 وسیع داخلی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی کارکردگی

اس حصہ میں تفرقی جوڑے پر تفصیلی غور کیا جائے گا۔ Q_1 کے بیس سرے پر v_{B1} جبکہ اس کے ایمر سرے پر $v_{E1} = v_{E2} = v_E$ برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے ایمر سرے آپس میں جڑے ہیں لہذا $v_{E1} = v_{E2} = v_E$ ہو گا۔ یوں ایمر سرے کے برقی دباؤ کو v_{E1} اور v_{E2} لکھنے کے بجائے v_E لکھ سکتے ہیں۔ اس طرح

$$(5.6) \quad v_{BE1} = v_{B1} - v_{E1} = v_{B1} - v_E$$

ہو گا۔ اسی طرح Q_2 کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.7) \quad v_{BE2} = v_{B2} - v_{E2} = v_{B2} - v_E$$

ان برقی دباؤ کو استعمال کر کے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.8) \quad i_{C1} = I_S \left(e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} = I_S e^{\frac{v_{B1} - v_E}{V_T}}$$

$$(5.9) \quad i_{C2} = I_S \left(e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} = I_S e^{\frac{v_{B2} - v_E}{V_T}}$$

یوں

$$(5.10) \quad i_{E1} = \frac{i_{C1}}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B1} - v_E}{V_T}}$$

$$(5.11) \quad i_{E2} = \frac{i_{C2}}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B2} - v_E}{V_T}}$$

ان مساوات میں v_{B1} اور v_{B2} داخلی اشارات ہیں جنہیں آزاد متغیرات تصور کیا جائے جبکہ i_{E1} اور i_{E2} تابع متغیرات ہیں جن کا حصول درکار ہے۔ آئیں انہیں حاصل کریں۔ پہلے قدم میں مساوات 5.11 کو مساوات 5.10 سے تقسیم کر کے v_E سے چھٹکارا حاصل کیا جاتا ہے۔

$$(5.12) \quad \frac{i_{E2}}{i_{E1}} = \frac{\left(\frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}} \right)}{\left(\frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}} \right)} = e^{\left(\frac{v_{B2}-v_{B1}}{V_T} \right)} = e^{-\frac{v_d}{V_T}}$$

جہاں $(v_{B1} - v_{B2})$ کو v_d لکھا گیا ہے۔ دونوں جانب ایک (1) جمع کرتے ہیں

$$(5.13) \quad \frac{i_{E2}}{i_{E1}} + 1 = 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}$$

$$(5.14) \quad \frac{i_{E2} + i_{E1}}{i_{E1}} = 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}$$

چونکہ $i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$ ہوتا ہے لہذا اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$(5.15) \quad \frac{2 \times I}{i_{E1}} = 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}$$

اسے الٹا کرنے سے تابع متغیرہ i_{E1} حاصل ہوتا ہے

$$(5.16) \quad \left(\frac{2 \times I}{i_{E1}} \right)^{-1} = \left(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)^{-1}$$

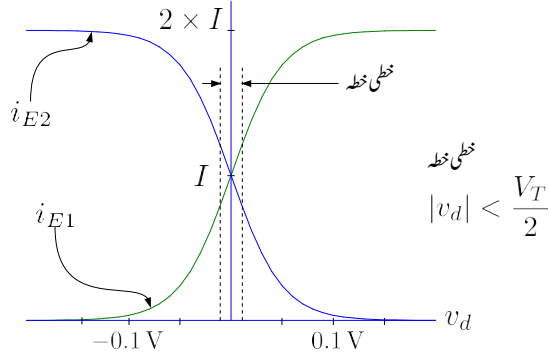
$$\frac{i_{E1}}{2 \times I} = \frac{1}{\left(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)}$$

یعنی

$$(5.17) \quad i_{E1} = \frac{2 \times I}{\left(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)}$$

اگر ہم مساوات 5.10 کو مساوات 5.11 سے تقسیم کرتے تو مندرجہ ذیل مساوات حاصل ہوتا۔

$$(5.18) \quad i_{E2} = \frac{2 \times I}{\left(1 + e^{+\frac{v_d}{V_T}} \right)}$$

شکل 5.5: تفرقی جوڑے کے $v_d - i_d$ خط

مساوات 5.17 اور مساوات 5.18 شکل 5.5 میں کھینچے گئے ہیں۔

مثال 5.3: صفر وولٹ تفرقی اشارہ یعنی $v_d = 0$ پر i_{E1} اور i_{E2} حاصل کریں۔

حل: مساوات 5.17 سے حاصل ہوتا ہے

$$i_{E1} = \frac{2 \times I}{1 + e^{-\frac{0}{V_T}}} = \frac{2 \times I}{1 + e^0} = \frac{2 \times I}{1 + 1} = I$$

اسی طرح مساوات 5.18 سے حاصل ہوتا ہے

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{+\frac{0}{V_T}}} = \frac{2 \times I}{1 + e^0} = \frac{2 \times I}{1 + 1} = I$$

مثال 5.4: مندرجہ ذیل تفرقی برقی اشارات پر i_{E2} حاصل کریں۔

.1

$$v_d = -0.15 \text{ V}$$

.2

$$v_d = -0.1 \text{ V}$$

.3

$$v_d = 0.1 \text{ V}$$

.4

$$v_d = 0.15 \text{ V}$$

حل: مساوات 5.18 کے تحت

.1

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{-0.15}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 0.0024788} \approx 2 \times I$$

.2

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{-0.1}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 0.018316} = 0.982 \times 2 \times I$$

.3

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{+0.1}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 54.598} = 0.018 \times 2 \times I$$

.4

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{+0.15}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 403.41} = 0.00247 \times 2 \times I \approx 0$$

مثال 5.3 سے صاف ظاہر ہے کہ تفرقی اشارہ کے عدم موجودگی میں دونوں ٹرانزسٹر میں برابر برقی رو پائی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ ان برقی رو پر مشترکہ اشارہ v_{CM} کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں۔

مثال 5.4 میں $v_d = -0.1V$ پر 98.2 فی صد برقی رو Q_2 سے گزرتی ہے جبکہ $v_d = 0.1V$ پر صرف 1.8 فی صد اس میں سے گزرتی ہے۔ اس سے یہ بات واضح ہوتی ہے کہ تفرقی اشارہ میں باریک تبدیلی سے تفرقی جوڑے میں برقی رو کی تقسیم بہت زیادہ متاثر ہوتی ہے۔

تفرقی جوڑے میں برقی رو کو ایک ٹرانزسٹر سے دوسرے ٹرانزسٹر میں منتقل کرنے کی خاطر نہایت کم داخلی تفرقی برقی دباؤ درکار ہوتا ہے۔ مزید یہ کہ اس تمام عمل میں تفرقی جوڑے کے دونوں ٹرانزسٹر افزائندہ حال رہتے ہیں۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپٹر جوڑے پر اندرونی کپیسٹر $C_{b'e}$ اور بیس-کلکٹر جوڑے پر اندرونی کپیسٹر $C_{b'c}$ پائے جاتے ہیں۔ غیر-افزائندہ ٹرانزسٹر میں ان کپیسٹروں کے مجموعہ کی قیمت، افزائندہ ٹرانزسٹر کے نسبت، زیادہ ہوتی ہے۔ ان کپیسٹروں میں بار بھرنا یا ان سے بار کے نکاسی کے لئے وقت درکار ہوتا ہے۔ اس درکار وقت کا دارومدار کل کپیسٹر کی قیمت اور ان دو مختلف برقی دباؤ (جن کے مابین اس میں بار بھرا جائے یا بار کی نکاسی کی جائے) پر ہوتا ہے۔

تفرقی جوڑا چونکہ ہر صورت افزائندہ رہتا ہے لہذا اس کے کپیسٹر کی قیمت کم ترین رہتی ہے اور چونکہ اسے چلانے کی خاطر درکار تفرقی اشارہ v_d کے دو حدود قریب قریب ہیں لہذا اسے استعمال کرتے ہوئے نہایت تیز رفتار ادوار تخلیق دینا ممکن ہوتا ہے۔ یہی وجہ ہے کہ تیز ترین عددی برقیات (مثلاً ایچٹ جزا منطق⁵) میں بالخصوص اور دیگر تیز ترین برقیات میں بالعموم تفرقی جوڑا ہی استعمال ہوتا ہے۔

اس حصہ میں ہم تفرقی جوڑے کو بطور ایمپلیفائر استعمال کریں گے۔ شکل 5.5 کو دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ دو نقطہ دار لکیروں کے درمیان داخلی اشارہ v_d اور برقی رو i_{E1} (یا i_{E2}) کے مابین خطی تعلق پایا جاتا ہے یعنی اس خطے میں v_d جتنے گنا بڑھایا یا گھٹایا جائے i_{E1} (یا i_{E2}) میں اتنے گنا کی ہی تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ خطی تعلق کا خطہ تقریباً

$$(5.19) \quad |v_d| < \frac{V_T}{2}$$

پر پایا جاتا ہے۔ آپس میں اس خطی خطے پر مزید غور کریں۔

5.4 باریک اشارہ پر تفرقی جوڑے کے کارکردگی پر تفصیلی غور

5.4.1 باریک اشاراتی مساوات

مساوات 5.17 اور مساوات 5.18 قطعی مساوات ہیں جن سے تفرقی جوڑے میں برقی رو کی تقسیم حاصل کی جاسکتی ہے۔ اگر ہم شکل 5.5 میں دکھائے خطی خطے کی بات کریں تو اس خطے میں برقی رو کی تقسیم کو نہایت سادہ اور خطی مساوات سے بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ اس حصہ میں ان مساوات کو حاصل کرتے ہیں۔

مساوات 5.17 کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$(5.20) \quad i_{E1} = \frac{2 \times I}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}}$$

اس مساوات کو $e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}$ سے ضرب اور تقسیم کرتے ہیں۔

$$(5.21) \quad i_{E1} = \left(\frac{2I}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}} \right) \left(\frac{e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}{e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}} \right) = \frac{2Ie^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}{e^{+\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}} + e^{-\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}$$

آپ جانتے ہیں کہ باریک x کی صورت میں e^{-x} اور e^{+x} کے مکلارن تسلسل⁶ یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$e^{+x} = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots$$

$$e^{-x} = 1 - x + \frac{x^2}{2!} - \frac{x^3}{3!} + \dots$$

چونکہ خطی خطے میں $|v_d| < \frac{V_T}{2}$ ہے لہذا $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$ اور $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$ کے مکلارن تسلسل میں پہلے چند جزو کو چھوڑ کر بقایا تمام اجزاء کے قیمتیں نہایت کم ہوں گی۔ مساوات 5.21 میں $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$ اور $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$ کے مکلارن تسلسل پُر

کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 i_{E1} &= 2I \frac{1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right) + \left(1 - \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right)} \\
 (5.22) \quad &\approx 2I \frac{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right)}{2} \\
 &= I \left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}\right) \\
 &= I + \frac{I v_d}{2 V_T}
 \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر تسلسل کے صرف پہلے دو جزورکھے گئے۔ یہ وہ سادہ خطی مساوات ہے جس کی تلاش تھی۔ اس کو یوں لکھتے ہیں۔

$$(5.23) \quad i_{E1} = I + \frac{I v_d}{V_T 2}$$

اسی طرح اگر i_{E2} کی سادہ خطی مساوات حاصل کی جائے تو وہ مندرجہ ذیل ہوگی۔

$$(5.24) \quad i_{E2} = I - \frac{I v_d}{V_T 2}$$

ان نتائج سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}
 (5.25) \quad i_{C1} &= \alpha i_{E1} = \alpha I + \frac{\alpha I v_d}{V_T 2} \\
 i_{C2} &= \alpha i_{E2} = \alpha I - \frac{\alpha I v_d}{V_T 2}
 \end{aligned}$$

تفرقی اشارہ کے عدم موجودگی، یعنی $v_d = 0$ ، کی صورت میں $i_{E1} = i_{E2} = I$ ہی حاصل ہوتے ہیں جو کہ ان ٹرانزسٹرز کے نقطہ کارکردگی پر برقی رو I_{EQ1} اور I_{EQ2} ہیں۔ اسی طرح $v_d = 0$ کی صورت میں مساوات 5.25 سے $i_{C1} = \alpha I$ اور $i_{C2} = \alpha I$ حاصل ہوتا ہے جو نقطہ کارکردگی پر کلکٹر برقی رو ہیں جنہیں I_{CQ} یا صرف I_C لکھا جاسکتا ہے۔ تفرقی اشارہ کے موجودگی میں مساوات 5.25 میں یک سمتی رو کے علاوہ بدلتی رو بھی

پائی جاتی ہے۔ یوں انہیں

$$\begin{aligned}
 i_{C1} &= I_C + \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\
 &= I_C + i_c \\
 i_{C2} &= I_C - \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\
 &= I_C - i_c
 \end{aligned}
 \tag{5.26}$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں i_c بدلتی برقی رو یعنی

$$i_c = \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} = \left(\frac{I_C}{V_T} \right) \frac{v_d}{2}
 \tag{5.27}$$

ہے۔ آپ صفحہ 325 پر دئے گئے مساوات 3.174 کی مدد سے جانتے ہیں کہ $\frac{I_C}{V_T}$ دراصل g_m ہے لہذا اسے مزید اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$i_c = g_m \frac{v_d}{2}
 \tag{5.28}$$

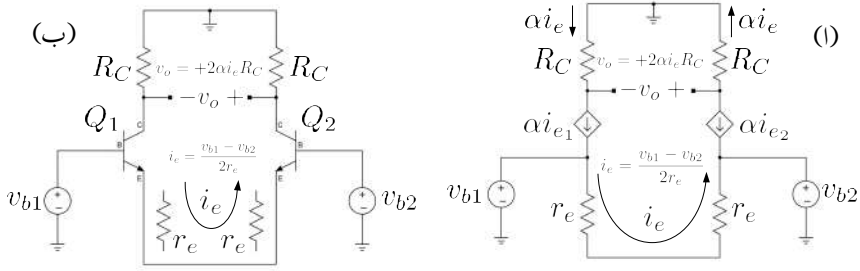
اس طرح مساوات 5.25 کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 i_{C1} &= I_C + g_m \frac{v_d}{2} \\
 i_{C2} &= I_C - g_m \frac{v_d}{2}
 \end{aligned}
 \tag{5.29}$$

یہاں رک کر شکل 5.4 میں دکھائے i_{C1} اور i_{C2} کا مساوات 5.25 میں حاصل کئے گئے قیمتوں کے ساتھ موازنہ کریں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\alpha \Delta I = \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2}$ ہے۔ باریک داخلی اشارے پر مساوات 5.28 کی مدد سے تفرقی جوڑے میں برقی رو i_c حاصل کی جاسکتی ہے۔ یہ ایک اہم نتیجہ ہے جس پر اگلے حصے میں تبصرہ کیا جائے گا۔

5.4.2 برقی رو کا حصول بذریعہ ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ

گزشتہ حصہ میں مساوات 5.28 حاصل کی گئی جس کے مدد سے تفرقی جوڑے میں برقی رو i_c حاصل کی جاسکتی ہے۔ ہمیں اسی مساوات کو انتہائی سادہ طریقہ سے حاصل کریں۔ شکل 5.6 ب میں تفرقی جوڑے کا مساوی بدلتی رو



شکل 5.6: تفرقی برقی رو کا حصول بذریعہ ریاضی نمونہ

شکل دکھایا گیا ہے جہاں تمام ایک سمتی منبع برقی دباؤ کو قصر دور اور تمام ایک سمتی منبع برقی رو کو کھلے سرے کیا گیا ہے۔ شکل 5.6 الف میں ٹرانزسٹر کے ٹی۔ ریاضی نمونہ استعمال کر کے اسی کا مساوی دور بنایا گیا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ

$$(5.30) \quad i_e = \frac{v_{b1} - v_{b2}}{2r_e} = \frac{v_d}{2r_e}$$

ہو گا جہاں $v_{b1} - v_{b2}$ کو v_d لکھا گیا ہے۔ یوں $i_{e1} = i_e$ جبکہ $i_{e2} = -i_e$ کے برابر ہو گا۔ صفحہ 329 پر مساوات 3.192 کے تحت $r_e = \frac{\alpha}{g_m}$ کے برابر ہے۔ یوں اس مساوات کو اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.31) \quad i_e = \frac{g_m v_d}{\alpha 2}$$

اور یوں

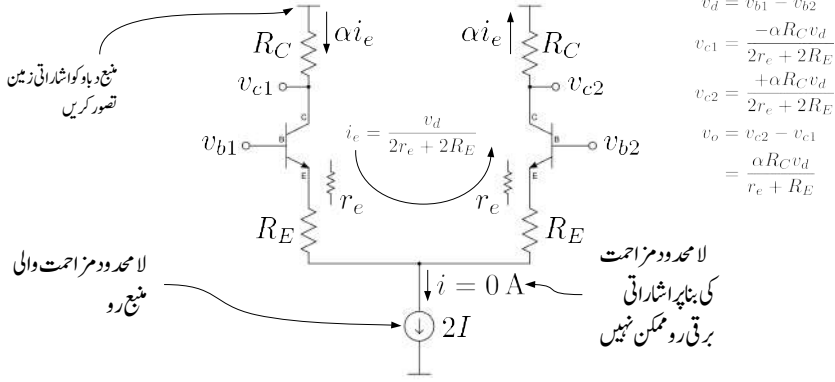
$$(5.32) \quad i_c = \alpha i_e = g_m \frac{v_d}{2}$$

اس طرح نہایت آسانی سے اس مساوات کو حاصل کیا گیا۔

یہ مساوات حاصل کرتے وقت ریاضی نمونہ بنانا ضروری نہیں۔ شکل 5.6 ب میں ایمپٹر سرے کے مزاحمت r_e کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب دکھایا گیا ہے۔ یہ ایک تصوراتی شکل ہے جسے دیکھ کر آپ مساوات لکھ سکتے ہیں۔

ان دونوں اشکال کو دیکھ کر خارجی برقی دباؤ v_o حاصل کیا جاسکتا ہے یعنی

$$(5.33) \quad v_o = +i_c \times 2 \times R_C = +g_m R_C v_d$$



شکل 5.7: اشاراتی برقی رو کے سادہ طریقہ کی ایک اور مثال

اس مساوات سے تفرقی افزائش برقی دباؤ $A_d = \frac{v_o}{v_d}$ حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$(5.34) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = +g_m R_C$$

موجودہ طریقے کی افادیت دیکھنے کی خاطر شکل 5.7 میں دکھائے تفرقی ایپلیکیشنز پر غور کریں جہاں ٹرانزسٹر کے ایسٹر سرے پر بیرونی مزاحمت R_E نسب کئے گئے ہیں۔ اس دور کو دیکھ کر ہی ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

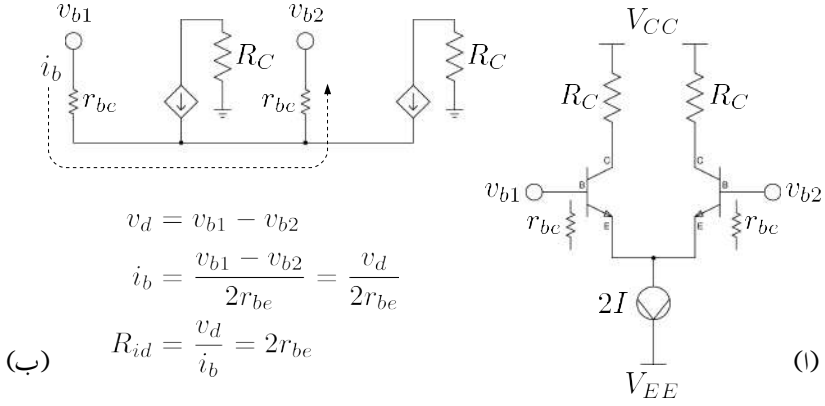
اس مساوات سے تفرقی افزائش برقی دباؤ حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.35) \quad i_c = \alpha i_e = \frac{\alpha v_d}{2r_e + 2R_E}$$

$$v_o = +2i_c R_C = +\frac{\alpha v_d R_C}{r_e + R_E}$$

$$A_d = \frac{v_o}{v_d} = +\frac{\alpha R_C}{r_e + R_E} \approx +\frac{R_C}{r_e + R_E}$$

یاد رہے کہ اشاراتی تجزیہ کرتے وقت یک سمتی برقی دباؤ کو قصر دور جبکہ یک سمتی برقی رو کو آزاد سرے کر دیا جاتا ہے۔



شکل 5.8: تفرقی جوڑے کی داخلی تفرقی مزاحمت

5.4.3 داخلی تفرقی مزاحمت

تفرقی جوڑے میں دونوں ٹرانزسٹر کے π ریاضی نمونہ استعمال کرتے شکل 5.8 ب حاصل ہوتا ہے جس سے اس کی داخلی برقی رو i_b

$$(5.36) \quad i_b = \frac{v_{b1} - v_{b2}}{2r_{be}} = \frac{v_d}{2r_{be}}$$

اور اس سے تفرقی جوڑے کا داخلی تفرقی مزاحمت⁸ یوں حاصل ہوتا ہے۔

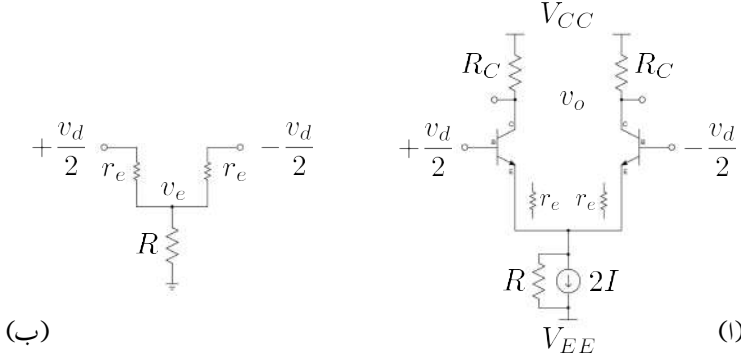
$$(5.37) \quad R_{id} = \frac{v_b}{i_b} = 2r_{be}$$

یہی دو جوابات مکمل ریاضی نمونہ بنانے کے بغیر بھی حاصل کئے جاسکتے ہیں جیسے شکل 5.8 الف میں دکھایا گیا ہے جہاں دونوں ٹرانزسٹر کے داخلی مزاحمت r_{be} کو ان کے داخلی جانب دکھا کر واضح کیا گیا ہے۔

اسی طریقے کو شکل 5.7 میں دکھائے تفرقی جوڑے کے لئے استعمال کرتے ہیں۔ چونکہ اس شکل میں

$$(5.38) \quad i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

differential input resistance⁸



شکل 5.9: باریک اشاراتی مزاحمت کو زیر نظر رکھتے ہوئے داخلی تفرقی مزاحمت

ہے لہذا

$$(5.39) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{1}{\beta + 1} \left(\frac{v_d}{2r_e + 2R_E} \right)$$

ہو گا جس سے داخلی تفرقی مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.40) \quad R_{id} = \frac{v_d}{i_b} = (\beta + 1) (2r_e + 2R_E)$$

اب تک ہم تصور کرتے رہے ہیں کہ تفرقی امپلیفائر میں استعمال کئے جانے والے ایک سمیٹی منبع رو کی اندرونی مزاحمت لامحدود ہوتی ہے۔ حقیقت میں پائے جانے والے ایک سمیٹی منبع رو کی اندرونی مزاحمت نہایت زیادہ مگر محدود ہوتی ہے۔ شکل 5.9 الف میں ایک سمیٹی منبع رو کا مساوی نارٹن دو درجہ استعمال کرتے ہوئے اس کے اندرونی باریک اشاراتی مزاحمت R کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ٹرانزسٹر کا اندرونی مزاحمت r_e کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب فرضی طور دکھایا گیا ہے۔ شکل 5.9 ب میں اس امپلیفائر کے داخلی جانب کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹروں کے امیٹر سرے کا برقی دباؤ v_e حاصل کرنے کی خاطر اس جوڑے پر کرخوف کا قانون برائے برقی رونا نافذ کرتے ہیں۔

$$(5.41) \quad \frac{v_e - \frac{v_d}{2}}{r_e} + \frac{v_e + \frac{v_d}{2}}{r_e} + \frac{v_e}{R} = 0$$

Norton equivalent⁹

اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.42) \quad v_e = 0$$

اس نتیجے کے مطابق باریک تفرقی اشارہ v_d کا v_e پر کوئی اثر نہیں ہوتا اور v_e ہر وقت صفر وولٹ یعنی برقی زمین پر رہتا ہے۔ اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے شکل 5.9 الف کا (باریک تفرقی اشارہ کے لئے) مساوی سادہ دور شکل 5.10 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں تفرقی ایمپلیفائر کو دو عدد مشترک-ایمپٹر ایمپلیفائر تصور کرنا دکھایا گیا ہے جہاں بائیں ہاتھ کے ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ $\frac{v_d}{2} +$ اور اس کا خارجی اشارہ v_{c1} ہے جبکہ دائیں ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ $\frac{v_d}{2} -$ اور اس کا خارجی اشارہ v_{c2} ہے۔ شکل ب میں بائیں ہاتھ کے ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر کے اندرونی خارجی مزاحمت r_o کے اثر کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونہ سے آدھے دور کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت r_{be} کے برابر حاصل ہوتا ہے۔ تفرقی ایمپلیفائر کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت اس کا دگنا ہو گا یعنی

$$(5.43) \quad R_{id} = 2r_{be}$$

اگر v_o کو v_{c1} اور v_{c2} کے مابین لیا جائے تب تفرقی افزائش برقی دباؤ

$$(5.44) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m (R_C \parallel r_o)$$

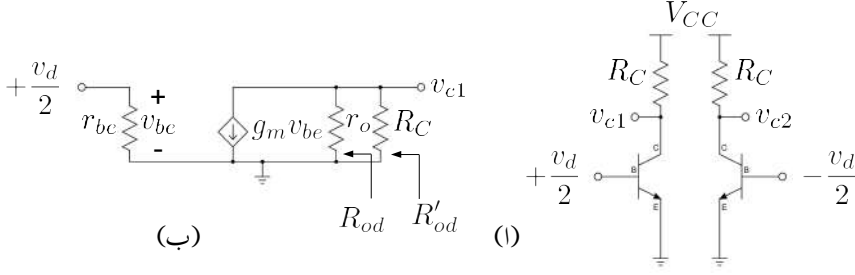
حاصل ہوتا ہے۔ عموماً r_o کی قیمت R_C کے قیمت سے بہت زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.45) \quad A_{d\text{پوری}} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m R_C = \frac{R_C}{r_e}$$

اس کے برعکس اگر v_o کو v_{c1} (یا v_{c2}) سے حاصل کیا جائے تب تفرقی افزائش برقی دباؤ یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.46) \quad A_{d\text{آدھی}} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c1}}{v_d} = -\frac{R_C}{2r_e}$$

شکل 5.10 ب میں آدھے ایمپلیفائر کے خارجی تفرقی مزاحمت R_{od} اور R'_{od} دکھائے گئے ہیں۔ R_{od} وہ مزاحمت ہے جس میں R_C کے اثر کو شامل نہیں کیا گیا یعنی اس میں R_C کو لامحدود تصور کرتے دور کا مزاحمت حاصل کیا گیا ہے۔ ہم کہتے ہیں کہ یہ مزاحمت R_C سے پہلا کا مزاحمت ہے۔ R_{od} کی قیمت r_o ہے۔ R'_{od} آدھے ایمپلیفائر کا وہ خارجی تفرقی مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے اندرونی مزاحمت r_o اور اس کے ساتھ منسلک بیرونی مزاحمت R_C دونوں کے اثر کو شامل کرتا ہے۔ اس کی قیمت $(r_o \parallel R_C)$ ہے۔



شکل 5.10: تفرقی ایمپلیفائر بطور دو عدد ایمپڈنٹس کے ایک ایمپلیفائر

5.4.4 داخلی مشترکہ مزاحمت اور مشترکہ افزائش

شکل 5.11 الف میں تفرقی جوڑے کو مشترکہ داخلی اشارہ v_{CM} فراہم کیا گیا ہے۔ دونوں ہاتھوں کے ٹرانزسٹروں میں یکساں برقی رو i_e گزرے گی اور یوں

$$(5.47) \quad v_e = (i_{e1} + i_{e2}) R = 2i_e R$$

ہوگا۔ اسی کو شکل ب کے طرز پر بھی بنایا جاسکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اب بھی v_e کی قیمت وہی ہے یعنی

$$(5.48) \quad v_e = i_e(2R) = 2i_e R$$

اسی طرح دونوں اشکال میں ٹرانزسٹروں میں یک سستی برقی رو کی قیمت I ہی ہے۔ یوں مشترکہ اشارے کے لئے شکل الف کو دو یکساں ایمپلیفائر تصور کیا جاسکتا ہے۔ شکل ب سے

$$(5.49) \quad i_e = \frac{v_{CM}}{r_e + 2R}$$

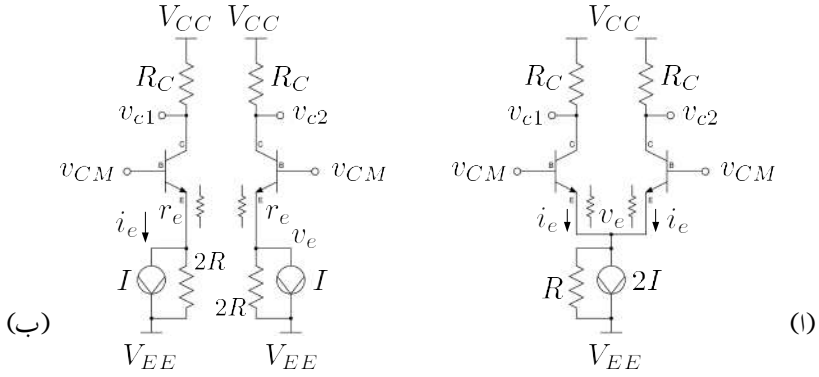
حاصل ہوتا ہے جس سے ایک بازو کا مشترکہ مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.50) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{v_{CM}}{(\beta + 1)(r_e + 2R)}$$

$$R_{icm, \bar{a}} = \frac{v_{CM}}{i_b} = (\beta + 1)(r_e + 2R)$$

تفرقی ایمپلیفائر کا مشترکہ داخلی مزاحمت اس کے دگنا ہوگا یعنی

$$(5.51) \quad R_{icm} = 2(\beta + 1)(r_e + 2R)$$



شکل 5.11: مشترکہ آدھے دور کا حصول

مزید یہ کہ

$$(5.52) \quad v_{c1} = v_{c2} = -\alpha i_e R_C = -\frac{\alpha R_C v_{CM}}{r_e + 2R}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اگر خارجی اشارہ v_o کو v_{c1} اور v_{c2} کے مابین لیا جائے تب اس کی قیمت صفر وولٹ ہو گی اور مشترکہ افزائش برقی دباؤ¹⁰ صفر ہو گا۔ البتہ اگر v_o کو v_{c1} (یا v_{c2}) سے حاصل کیا جائے تب

$$(5.53) \quad v_o = v_{c1} = -\frac{\alpha R_C v_{CM}}{r_e + 2R}$$

ہو گا اور مشترکہ افزائش برقی دباؤ

$$(5.54) \quad A_{cm} \text{ آدھی} = \frac{v_o}{v_{CM}} = \frac{v_{c1}}{v_{CM}} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + 2R}$$

ہو گا۔ R کی قیمت R_C اور r_e کے قیمتوں سے بہت زیادہ ہوتا ہے اور یوں مشترکہ اشارہ حقیقت میں بڑھنے کے بجائے گھٹتا ہے۔

کامل تفرقی ایمپلیفائر صرف تفرقی اشارے کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ البتہ حقیقی تفرقی ایمپلیفائر غیر کامل ہوتے ہیں۔ مساوات 5.46 کے تحت $v_o = A_d v_d$ ہوتا ہے جبکہ مساوات 5.54 کے تحت $v_o = A_{cm} v_{CM}$ ہوتا

¹⁰ common mode voltage gain

ہے۔ حقیقت میں تفرقی ایمپلیفائر کے خارجی اشارہ میں دونوں جزو پائے جاتے ہیں اور یوں

$$(5.55) \quad v_o = A_d v_d + A_{cm} v_{CM}$$

ہوگا۔ تفرقی ایمپلیفائر تفرقی اشارہ کو بڑھاتا ہے جبکہ یہ مشترکہ اشارہ کو رد کرتا ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت¹¹ CMRR کو A_d اور A_{cm} کے تناسب سے ناپا جاتا ہے یعنی

$$(5.56) \quad CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| = \frac{r_e + 2R}{\alpha r_e}$$

جہاں مساوات 5.46 اور مساوات 5.54 کی مدد حاصل کی گئی ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت CMRR کو عموماً ڈیسی بیل¹² میں ناپا جاتا ہے یعنی

$$(5.57) \quad CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right|$$

مندرجہ بالا بحث، تفرقی ایمپلیفائر کے دونوں بازو بالکل یکساں ہونے کے صورت میں درست ہوگا۔ حقیقت میں عموماً ایسا نہیں ہوتا اور ایمپلیفائر کے دونوں بازووں میں فرق کی بنا پر مشترکہ خارجی اشارہ v_{c1} اور v_{c2} کے مابین لینے کے صورت میں بھی صفر ولٹ نہیں ہوتا۔ آئیں اس اثر کو زیادہ غور سے دیکھیں۔

تصور کریں کہ تفرقی ایمپلیفائر کے دو بازووں میں استعمال کئے گئے مزاحمت R_C میں فرق کے علاوہ دونوں بازو بالکل یکساں ہیں۔ یوں $R_{C1} = R_C + \Delta R_C$ اور $R_{C2} = R_C - \Delta R_C$ ہونے سے

$$(5.58) \quad v_{c1} = - \frac{\alpha (R_C + \Delta R_C) v_{CM}}{r_e + 2R}$$

$$v_{c2} = \frac{\alpha (R_C - \Delta R_C) v_{CM}}{r_e + 2R}$$

اور یوں

$$(5.59) \quad v_o = v_{c2} - v_{c1} = - \frac{\alpha \Delta R_C v_{CM}}{r_e + 2R}$$

$$A_{cm} = \frac{v_o}{v_{CM}} = - \frac{\alpha \Delta R_C}{r_e + 2R}$$

common mode rejection ratio CMRR¹¹
decibell dB¹²

یوں تفرقی ایمپلیفائر کے دو بازو غیر یکساں ہونے کی صورت میں مشترکہ افزائش برقی دباؤ صفر نہیں رہتی۔ خارجی اشارہ v_{c1} اور v_{c2} کر مابین لیتے ہوئے تفرقی ایمپلیفائر کا مشترکہ اشارہ دیکھنے کے صلاحیت CMRR مساوات 5.46 اور مساوات 5.59 کی مدد سے یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.60) \quad CMRR = \frac{g_m (r_e + 2R) R_C}{\alpha \Delta R_C}$$

5.5 غیر کامل تفرقی جوڑے کا ناقص پن

5.5.1 داخلی انحرافی برقی دباؤ

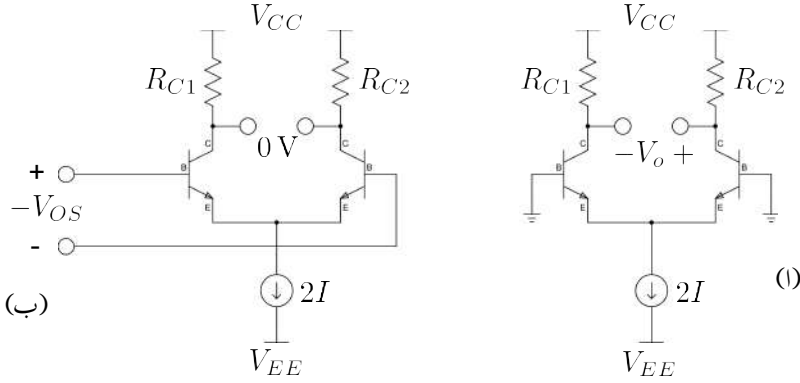
کامل تفرقی جوڑا داخلی برقی دباؤ کی عدم موجودگی (یعنی $V_{B1} = V_{B2} = 0$) کی صورت میں صفر وولٹ کا برقی دباؤ خارج کرتا ہے۔ حقیقی تفرقی جوڑا غیر کامل ہوتا ہے اور اس صورت میں اس کے خارجی برقی دباؤ صفر وولٹ سے انحراف کرتا ہے اور یوں یہ صفر وولٹ کے بجائے V_o وولٹ خارج کرتا ہے۔ اس برقی دباؤ یعنی V_o کو خارجی انحرافی برقی دباؤ¹³ کہتے ہیں۔ خارجی انحرافی برقی دباؤ کو تفرقی جوڑے کے تفرقی افزائش A_d سے تقسیم کر کے داخلی انحرافی برقی دباؤ¹⁴ V_{OS} حاصل ہوتا ہے یعنی

$$(5.61) \quad V_{OS} = \frac{V_o}{A_d}$$

صاف ظاہر ہے کہ تفرقی جوڑے کے داخلی جانب $-V_{OS}$ مہیا کرنے سے خارجی جانب صفر وولٹ حاصل ہو گا۔ شکل 5.12 میں اس کی وضاحت کی گئی ہے۔ انحرافی برقی دباؤ تفرقی جوڑے کے مزاحمت R_{C1} اور R_{C2} برابر نہ ہونے سے پیدا ہوتا ہے۔ اسی طرح Q_1 اور Q_2 یکساں نہ ہونے سے بھی انحرافی برقی دباؤ جنم لیتا ہے۔ آئیں ان پر غور کریں۔

تفرقی جوڑے کے دو ٹرانزسٹر مکمل طور یکساں ہونے کی صورت میں اگر اس کے دونوں داخلی سرے برقی زمین پر رکھے جائیں (یعنی $V_{B1} = V_{B2} = 0$) تو برقی رو $2 \times I$ ان میں برابر تقسیم ہوگی۔ اگر R_{C1} اور

output offset voltage¹³
input offset voltage¹⁴



شکل 5.12: داخلی انحرافی برقی دباؤ

کی قیمتیں بھی بالکل برابر ہوں تو V_{C1} اور V_{C2} برابر ہوں گے اور یوں $V_o = 0$ ہو گا۔ البتہ اگر R_{C1} اور R_{C2} کی قیمتیں مختلف ہوں مثلاً

$$(5.62) \quad \begin{aligned} R_{C1} &= R_C + \Delta R_C \\ R_{C2} &= R_C - \Delta R_C \end{aligned}$$

تب

$$(5.63) \quad \begin{aligned} V_{C1} &= V_{CC} - \alpha I R_{C1} = V_{CC} - \alpha I (R_C + \Delta R_C) \\ V_{C2} &= V_{CC} - \alpha I R_{C2} = V_{CC} - \alpha I (R_C - \Delta R_C) \end{aligned}$$

ہوں گے اور یوں

$$(5.64) \quad V_o = V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I \Delta R_C$$

ہو گا۔ یہ خارجی انحرافی برقی دباؤ ہے جس سے داخلی انحرافی برقی دباؤ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.65) \quad V_{OS} = \frac{V_o}{A_d} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{g_m R_C} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{\left(\frac{\alpha I}{V_T}\right) R_C} = 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C}$$

اس مساوات کے حصول میں $A_d = g_m R_C$ اور $g_m = \frac{\alpha I}{V_T}$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ داخلی انحرافی برقی دباؤ کو بطور مثبت عدد لکھا جاتا ہے یعنی

$$(5.66) \quad |V_{OS}| = \left| 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \right|$$

آئیں اب ٹرانزسٹر یکساں نہ ہونے سے پیدا انحرافی برقی دباؤ پر غور کریں۔ فرض کریں کہ ٹرانزسٹر کے I_S مختلف ہیں یعنی

$$(5.67) \quad \begin{aligned} I_{S1} &= I_S + \Delta I_S \\ I_{S2} &= I_S - \Delta I_S \end{aligned}$$

ہیں۔ شکل 5.12 الف میں ٹرانزسٹر کے ایمر سرے آپس میں جڑے ہیں جبکہ ان کے بیس سرے برقی زمین پر ہیں۔ یوں $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$ ہے۔ اس صورت ٹرانزسٹر کی برقی رد مندرجہ ذیل ہوں گی۔

$$(5.68) \quad \begin{aligned} I_{C1} &= (I_S + \Delta I_S) \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_{C2} &= (I_S - \Delta I_S) \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \end{aligned}$$

ان سے $\frac{I_{C2}}{I_{C1}}$ حاصل کرتے ہیں۔

$$(5.69) \quad \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S}$$

دونوں جانب ایک (1) جمع کرتے ہیں۔

$$(5.70) \quad \begin{aligned} \frac{I_{C2}}{I_{C1}} + 1 &= 1 + \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S} \\ \frac{I_{C2} + I_{C1}}{I_{C1}} &= \frac{2I_S}{I_S + \Delta I_S} \end{aligned}$$

چونکہ $I_{C1} + I_{C2} = 2 \times I \times \alpha$ ہے لہذا اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.71) \quad I_{C1} = I \times \alpha \left(\frac{I_S + \Delta I_S}{I_S} \right) = \alpha I \left(1 + \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

اسی طرح I_{C2} کے لئے حاصل ہو گا۔

$$(5.72) \quad I_{C2} = I \times \alpha \left(\frac{I_S - \Delta I_S}{I_S} \right) = \alpha I \left(1 - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

اور

$$\begin{aligned}
 V_{C1} &= V_{CC} - \alpha I \left(1 + \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) R_C \\
 V_{C2} &= V_{CC} - \alpha I \left(1 - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) R_C \\
 (5.73) \quad V_O &= V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S} \\
 |V_{OS}| &= \left| \frac{V_O}{A_d} \right| = \left| \frac{V_O}{g_m R_C} \right| = \left| \frac{2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S}}{\frac{\alpha I}{V_T} R_C} \right| = \left| 2V_T \frac{\Delta I_S}{I_S} \right|
 \end{aligned}$$

ان دو وجوہات کے علاوہ دیگر وجوہات (مثلاً β اور r_o میں فرق) کے بنا پر بھی انحرافی برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے۔

5.5.2 داخلی میلان برقی روا اور انحرافی داخلی میلان برقی روا

تفرقی جوڑے کے دونوں بازو مکمل یکساں ہونے کی صورت میں دونوں جانب برابر یک سمتی میلان برقی روا¹⁵ کا گزر ہوتا ہے یعنی

$$(5.74) \quad I_{B1} = I_{B2} = \frac{I}{\beta + 1}$$

البتہ دونوں بازووں میں فرق کی بنا پر دونوں جانب کی داخلی میلان برقی روا مختلف ہو سکتی ہیں۔ ایسی صورت میں دونوں جانب کی داخلی میلان برقی روا میں فرق، جسے انحرافی داخلی برقی روا¹⁶ I_{OS} کہتے ہیں، کو یوں حاصل کرتے ہیں۔

$$(5.75) \quad I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

ٹرانزسٹر کے β میں اس کے عمومی قیمت سے انحراف کو دیکھتے ہیں۔ تصور کریں کہ

$$\begin{aligned}
 (5.76) \quad \beta_1 &= \beta + \Delta\beta \\
 \beta_2 &= \beta - \Delta\beta
 \end{aligned}$$

¹⁵ input bias current
¹⁶ input offset current

$$1 - x \sqrt{1 + x + x^2 + \dots}$$

$$\frac{1-x}{x}$$

$$\frac{x-x^2}{x^2}$$

$$\frac{x^2-x^3}{\vdots}$$

شکل 5.13: لمبی تقسیم

ہیں جہاں β اس کی عمومی قیمت ہے اور $\Delta\beta$ اس عمومی قیمت سے انحراف ہے۔ اس طرح

$$(5.77) \quad I_{B1} = \frac{I}{\beta + \Delta\beta + 1} = \frac{I}{(\beta + 1) \left(1 + \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}\right)} \approx \frac{I}{\beta + 1} \left(1 - \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}\right)$$

$$I_{B2} = \frac{I}{\beta - \Delta\beta + 1} = \frac{I}{(\beta + 1) \left(1 - \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}\right)} \approx \frac{I}{\beta + 1} \left(1 + \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}\right)$$

ہوں گے۔ مساوات 5.77 کے دوسرے مساوات میں $\frac{\Delta\beta}{\beta + 1}$ کو x تصور کرتے ہوئے شکل 5.13 میں دکھائے لمبی تقسیم کے طرز پر حل کرتے ہوئے صرف پہلے دو جزو لیتے ہوئے $\frac{1}{1 - \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}} \approx 1 + \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}$ لکھا گیا ہے۔ مساوات 5.77 کے پہلے مساوات میں بھی یہی ترقیب استعمال کی گئی ہے۔ اس طرح

$$(5.78) \quad I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = \frac{I}{\beta + 1}$$

اور

$$(5.79) \quad I_{Os} = \left| \frac{2I}{\beta + 1} \left(\frac{\Delta\beta}{\beta + 1} \right) \right| = 2I_B \left(\frac{\Delta\beta}{\beta + 1} \right)$$

حاصل ہوتے ہیں۔

5.6 مخلوط ادوار میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے مائل کرنے کے طریقے

ہم نے دو جوڑ ٹرانزسٹر کو چار عدد مزاحمت کے مدد سے مائل کر کے ان کے نقطہ کار کردگی تعین کرنا دیکھا۔ مخلوط دور میں ٹرانزسٹر کے نسبت، مزاحمت بنانا زیادہ مہنگا ثابت ہوتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں مزاحمت کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے اور ان میں ٹرانزسٹر کو یک سمتی منبع رو¹⁷ کی مدد سے مائل کیا جاتا ہے۔ اس سے پہلے کہ ہم دیکھیں یہ کیسا کیا جاتا ہے یہ ضروری ہے کہ یک سمتی منبع رو پر غور کیا جائے۔

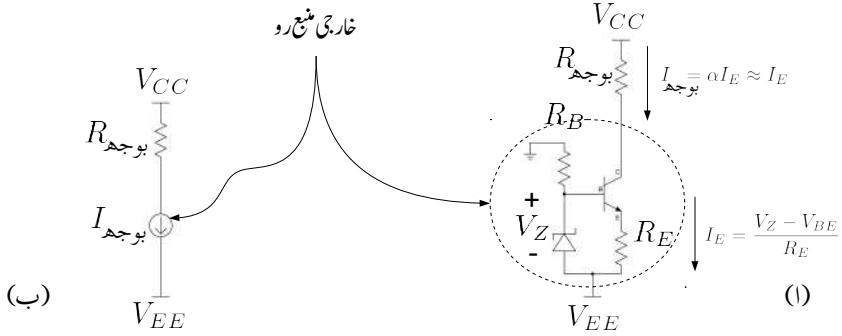
5.7 یک سمتی منبع برقی رو

شکل 5.14 الف میں npn ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے یک سمتی منبع رو کا حصول دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں، α کو تقریباً ایک (≈ 1) تصور کرتے ہوئے، جب تک ٹرانزسٹر افزا کنندہ رہے، بوجھ I_E کا دار و مدار زیر ڈیوڈ کے V_Z اور مزاحمت R_E پر ہے یعنی

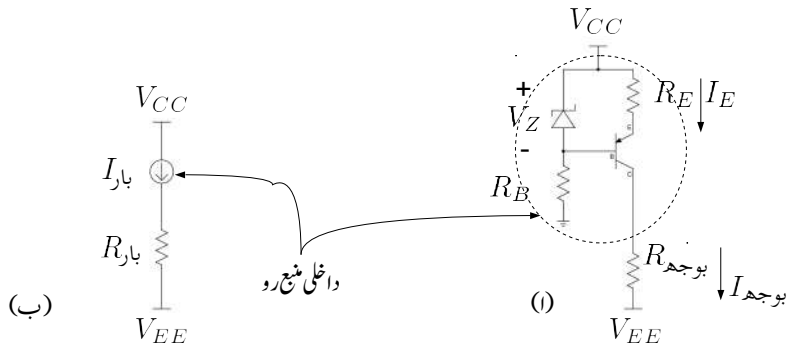
$$I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

یوں بوجھ I_E تبدیل کرنے سے اس میں برقی رو تبدیل نہیں ہوتی۔ اس سے ہم دیکھ سکتے ہیں کہ بوجھ I_E سے منسلک بقایا دور بطور یک سمتی منبع رو کام کرتا ہے۔ شکل میں نقطہ دار دائرے میں بند حصے کو یک سمتی منبع رو کہتے ہیں۔ شکل 5.14 ب میں یک سمتی منبع رو کی علامت (تیر والا دائرہ) استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو دوبارہ پیش کیا گیا ہے۔ علامت میں تیر کا نشان مستقل برقی رو کی سمت دکھاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس طرز کے یک سمتی منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجھ کو مثبت برقی دباؤ V_{CC} اور یک سمتی منبع رو کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمتی منبع رو کی سمت بوجھ سے یک سمتی منبع رو کی جانب ہوتی ہے۔ یہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوجھ سے برقی رو خارج ہو کر یک سمتی منبع رو میں داخل ہوتی ہے۔ ایسی یک سمتی منبع رو بوجھ سے برقی رو زبردستی خارج کراتی ہے۔ اسی لئے اس دور کا زیادہ مقبول نام خارج کار منبع رو¹⁸ ہے۔ شکل 5.15 الف میں pnp ٹرانزسٹر پر مبنی یک سمتی منبع رو دکھایا گیا ہے جبکہ شکل 5.15 ب میں اسی دور کی علامتی شکل دکھائی گئی ہے۔ اس طرز کے یک سمتی منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجھ کو یک سمتی منبع رو اور منفی برقی دباؤ V_{EE} کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمتی منبع رو کی سمت یک سمتی منبع رو سے بوجھ کی جانب ہوتی ہے۔ ایسی یک سمتی منبع رو بوجھ میں برقی رو زبردستی داخل کرتی ہے۔ اسی لئے اس دور کو داخل کار منبع رو¹⁹ بھی کہا جاتا ہے۔

constant current source¹⁷current sink¹⁸current source¹⁹



شکل 5.14: خارج کار منبع رو



شکل 5.15: داخل کار برقی رو

مخلوط ادوار میں عموماً متعدد یک سمتی منبع رو درکار ہوتے ہیں۔ وقت کے ساتھ ایسے ادوار کے کارکردگی میں تبدیلی آتی ہے جسے عمر رسیدگی²⁰ کا عمل کہتے ہیں۔ اسی طرح درجہ حرارت اور دیگر وجوہات کی بنا پر بھی ادوار کے کارکردگی میں تبدیلی رونما ہوتی ہے۔ مخلوط دور میں استعمال ہونے والے تمام یک سمتی منبع رو میں پائے جانے والے اس طرح کے اثرات کو یکساں بنانے کی کوشش کی جاتی ہے۔ یوں ان سے نپٹنا نسبتاً آسان ہوتا ہے۔ آئین دیکھیں کہ اس طرز کے یک سمتی منبع رو کیسے بنائے جاتے ہیں۔

5.8 آئینہ برقی رو

شکل 5.16 الف میں آئینہ برقی رو²¹ دکھایا گیا ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر کے β کی قیمت لامحدود ہے اور بائیں بازو میں برقی رو حوالہ I گزر رہی ہے۔ β کی قیمت لامحدود ہو تو ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر برقی رو I_B قابل نظر انداز ہوگی۔ یوں ٹرانزسٹر Q_1 میں برقی رو حوالہ I اور اس کے بیس۔ ایمرٹ جوڑ پر برقی دباؤ V_{BE} پایا جائے گا جہاں

$$(5.80) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

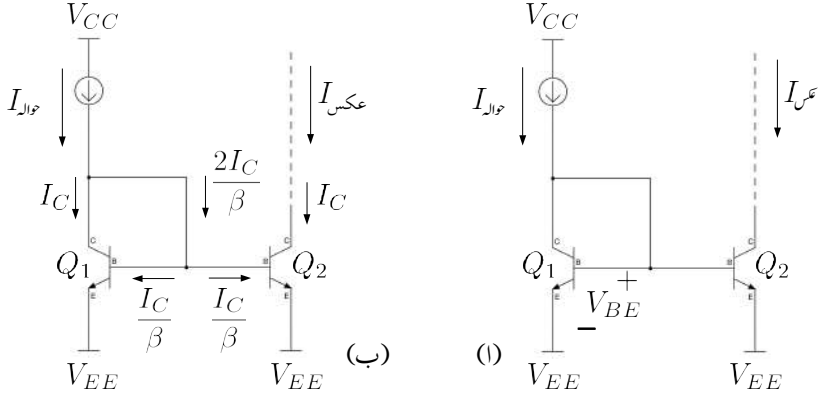
ٹرانزسٹر Q_1 اور Q_2 کے بیس سرے آپس میں جڑے ہیں۔ اسی طرح ان کے ایمرٹ سرے بھی آپس میں جڑے ہیں۔ یوں Q_2 کے بیس۔ ایمرٹ جوڑ پر بھی برقی دباؤ V_{BE} ہی پایا جائے گا۔ اس ٹرانزسٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.81) \quad I_{\text{عکس}} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

مساوات 5.81 کو مساوات 5.80 سے تقسیم کرتے ملتا ہے۔

$$(5.82) \quad \frac{I_{\text{عکس}}}{I_{\text{حوالہ}}} = \frac{I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)}{I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)} = 1$$

$$I_{\text{عکس}} = I_{\text{حوالہ}}$$



شکل 5.16: آئینہ برقی رو

یوں عکس I بالکل حوالہ کا عکس ہے۔ اس کو یوں بھی بیان کر سکتے ہیں کہ بوجھ میں حوالہ کے حوالے سے برقی رو گزرتی ہے۔ جیسا کہ مثال 5.5 میں واضح کیا گیا ہے آئینہ برقی رو کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ Q_2 کو افزائندہ رکھا جائے۔

محدود β کی وجہ سے I اور حوالہ میں معمولی فرق رہتا ہے جس کی شکل ب میں وضاحت کی گئی ہے۔ چونکہ دونوں جانب ٹرانزسٹرز کے بیس-ایمیٹر جوڑ پر یکساں برقی دباؤ V_{BE} پایا جاتا ہے لہذا ان دونوں کے کلکٹر سروں پر برابر برقی رو I_C پائی جائے گی۔ یعنی

$$I_{C1} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \quad (5.83)$$

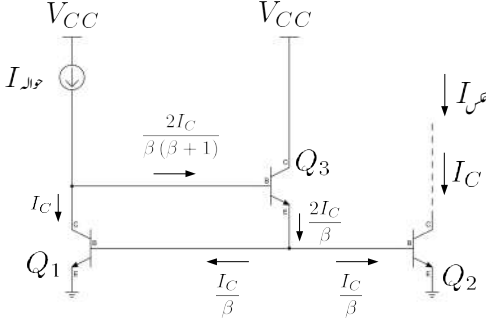
$$I_{C2} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

اسی طرح ان کے بیس سروں پر بھی برابر برقی رو پائی جائے گی یعنی

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} \quad (5.84)$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta}$$



$$I_{عس} = I_C$$

$$I_{حوالہ} = I_C + \frac{2I_C}{\beta(\beta+1)}$$

$$I_{عس} = \frac{I_{حوالہ}}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+1)}} \approx \frac{I_{حوالہ}}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$$

شکل 5.17: بہتر یک سمتی منبع رو

بائیں بازو کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$(5.85) \quad I_{حوالہ} = I_C + \frac{2I_C}{\beta} = I_C \left(1 + \frac{2}{\beta} \right)$$

جبکہ دائیں بازو

$$(5.86) \quad I_{عس} = I_{C2} = I_C$$

یوں

$$(5.87) \quad I_{عس} = \frac{I_{حوالہ}}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

ہو گا۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں بازووں کی برقی رو میں ٹرانزسٹر کے بیس سرے کی برقی رو کی وجہ سے فرق پایا جاتا ہے۔ شکل 5.17 میں اس اثر کو کم کرنے کی ترکیب دکھائی گئی ہے جہاں سے ظاہر ہے کہ

$$(5.88) \quad I_{عس} \approx \frac{I_{حوالہ}}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$$

اس مساوات کو مساوات 5.87 کے ساتھ دیکھیں۔ فرق کے مقدار کو β گنا کم کر دیا گیا ہے۔ اگر شکل 5.17 میں $I_{حوالہ}$ پیدا کرنے کی خاطر ایک عدد مزاحمت R کو V_{CC} اور Q_3 کے کلکٹر سرے کے درمیان جوڑ دیا جائے تب $I_{حوالہ}$ یوں حاصل ہو گا۔

$$(5.89) \quad I_{حوالہ} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE3}}{R}$$

مثال 5.5: شکل 5.18 الف میں، نقطہ دار لکیر میں بند، ایک سادہ خارج کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے برقی بوجھ $R_{بوجھ}$ میں برقی رو I گزاری جا رہی ہے۔ شکل ب میں خارج کار مستقل برقی رو کی علامت استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو دوبارہ پیش کیا گیا ہے۔ اگر

$$R = 11.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{بوجھ} = 5 \text{ k}\Omega$$

ہوں تو

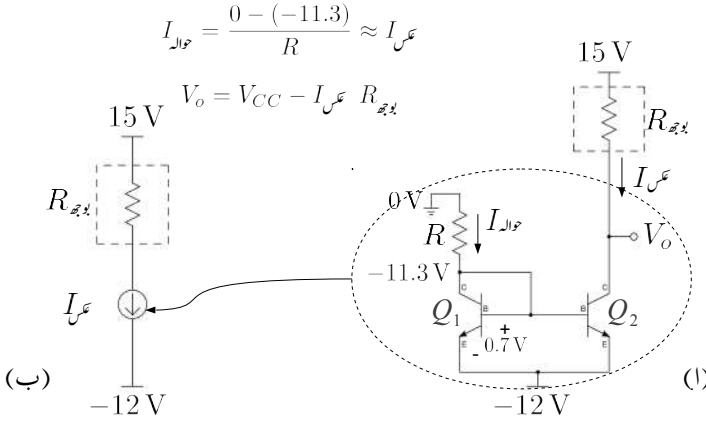
1. برقی بوجھ $R_{بوجھ}$ میں برقی رو I حاصل کریں۔
2. برقی دباؤ V_0 حاصل کریں۔
3. اگر $R_{بوجھ}$ کی مزاحمت دگنی کر دی جائے تب V_0 کی قیمت کیا ہوگی۔
4. $R_{بوجھ}$ کی مزاحمت $20 \text{ k}\Omega$ ہونے کی صورت میں V_0 کی قیمت حاصل کریں۔
5. برقی بوجھ $R_{بوجھ}$ کی وہ مزاحمت دریافت کریں جس پر ٹرانزسٹر Q_2 غیر افزائندہ حال ہو جاتا ہے۔
6. برقی بوجھ کی مزاحمت $40 \text{ k}\Omega$ کرنے سے کیا نتائج مرتب ہوں گے۔

حل:

1. ٹرانزسٹر Q_1 کا لمیٹر سرا -12 V پر ہے جبکہ اس کے بیس-لمیٹر جوڑ پر 0.7 V پائے جاتے ہیں۔ یوں اس کا بیس سرا -11.3 V پر ہو گا۔ چونکہ بیس اور کلکٹر جڑے ہیں لہذا کلکٹر بھی -11.3 V پر ہو گا۔ یوں مزاحمت R کے ایک سرے پر -11.3 V ہیں۔ مزاحمت کا دوسرا سرا برقی زمین پر ہے اور یوں اس پر 0 V ہے۔ مزاحمت R میں برقی رو

$$I_{حوالہ} = \frac{0 - (-11.3)}{11300} = 1 \text{ mA}$$

پائی جائے گی۔ برقی بوجھ $R_{بوجھ}$ سے بھی ایک ملی ایمپیر کی برقی رو گزرے گی۔



شکل 5.18: خارج کار مستقل برقی رو اور اس کی علامت

2. ٹرانزسٹر Q_2 کے کلکٹر سرے پر برقی دباؤ

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_{\text{بوجھ}} R_{\text{بوجھ}} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 5 \times 10^3 = 10 \text{ V} \end{aligned}$$

پایا جاتا ہے۔

3. برقی بوجھ کی مزاحمت دگنی یعنی $10 \text{ k}\Omega$ کرنے سے

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_{\text{بوجھ}} R_{\text{بوجھ}} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 2 \times 5 \times 10^3 = 5 \text{ V} \end{aligned}$$

4. برقی بوجھ کی مزاحمت $20 \text{ k}\Omega$ کرنے سے

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_{\text{بوجھ}} R_{\text{بوجھ}} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 20 \times 10^3 = -5 \text{ V} \end{aligned}$$

ہو گا۔

5. اس مثال کے جزو ب، پ اور ت میں ہم دیکھتے ہیں کہ جب برقی بوجھ $R_{\text{بوجھ}}$ کی مزاحمت بڑھائی جائے تو خارج کار مستقل برقی رو برقی دباؤ V_o گھٹا کر برقی بوجھ میں برقی رو کی قیمت برقرار رکھتا ہے۔ آپ دیکھ

سکتے ہیں کہ اگر برقی بوجھ کی مزاحمت اسی طرح بتدریج بڑھائی جائے تو آخر کار Q_2 غیر افزائندہ خطے میں داخل ہو جائے گا اور اس کے لئے V_0 کا مزید گھٹانا ممکن نہ ہو گا۔ ٹرانزسٹر Q_2 غیر افزائندہ ہونے کے بعد اگر برقی بوجھ کی مزاحمت مزید بڑھائی جائے تو اس میں برقی رو گھٹنا شروع ہو جائے گی۔

ٹرانزسٹر Q_2 اس صورت غیر افزائندہ ہو گا جب اس کے کلکٹر-ایمٹر سروں کے مابین $0.2V$ پائے جائیں۔ اس صورت میں اگر گزشتہ جزو کے مساوات کو بوجھ R کے لئے حل کریں تو حاصل ہوتا ہے

$$15 = I R_{\text{بوجھ}} + V_{\text{CE غیر افزائندہ}} - 12$$

$$15 = 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}} + 0.2 - 12$$

$$R_{\text{بوجھ}} = \frac{15 + 12 - 0.2}{10^{-3}} = 26.8 \text{ k}\Omega$$

6. ہم نے دیکھا کہ خارج کار مستقل برقی رو $26.8 \text{ k}\Omega$ کے برقی بوجھ تک کے مزاحمت میں مستقل برقی رو برقرار رکھ سکتا ہے۔ برقی بوجھ کے مزاحمت کو مزید بڑھانے سے برقی بوجھ میں رواں برقی رو گھٹنا شروع ہو جاتی ہے۔ $40 \text{ k}\Omega$ کے برقی بوجھ کے لئے

$$15 = IR_{\text{بوجھ}} + V_{\text{CE غیر افزائندہ}} - 12$$

$$15 = I \times 40 \times 10^3 + 0.2 - 12$$

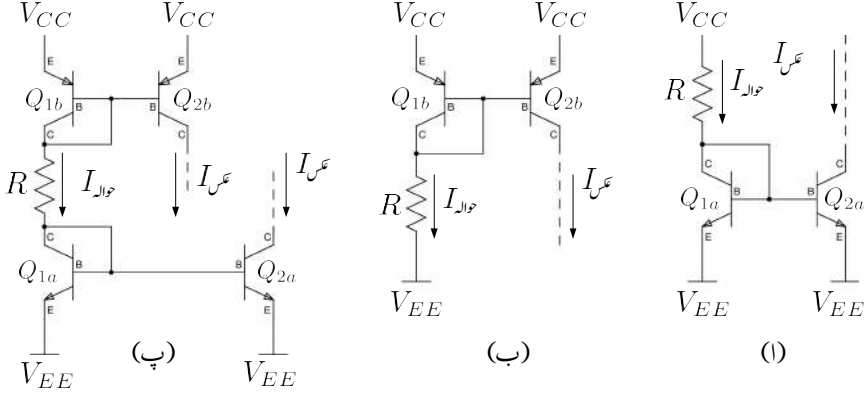
$$I = \frac{15 + 12 - 0.2}{40 \times 10^3} = 0.67 \text{ mA}$$

ہم دیکھتے ہیں کہ برقی رو کی قیمت اصل I سے گھٹ جاتی ہے اور خارج کار مستقل برقی رو صحیح کارکردگی نہیں کر پاتا۔

شکل 5.19 الف میں npn ٹرانزسٹروں پر مبنی خارج کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برقی رو I گزارتا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} = I_{\text{حوالہ}} R + V_{BE} + V_{EE}$$

$$I_{\text{حوالہ}} = \frac{V_{CC} - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{\text{عکس}}$$



شکل 5.19: ایک سمتی منبع رو کے مختلف ادوار

شکل ب میں اسی کا مساوی npn ٹرانزسٹروں پر مبنی داخل کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برقی رو عکس I گزارتا ہے۔

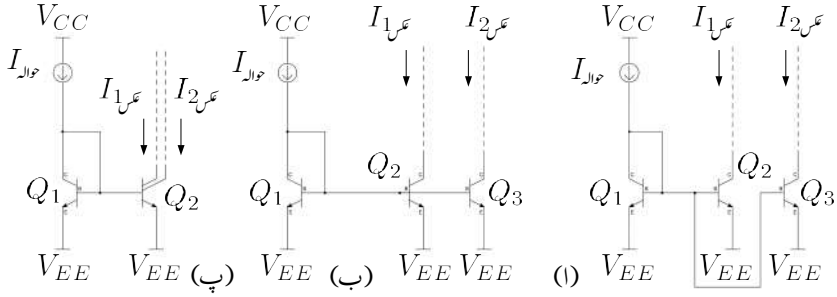
شکل پ میں ان دونوں ادوار کو یوں جوڑا گیا ہے کہ ایک ہی مزاحمت دونوں یک سمتی منبع رو کے عکس I کا تعین کرتا ہے۔ اس دور کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} = V_{EB} + I_{حوالہ}R + V_{BE} + V_{EE}$$

$$I_{حوالہ} = \frac{V_{CC} - 0.7 - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{عکس}$$

5.8.1 متعدد یک سمتی منبع رو

شکل 5.16 میں تیسرے ٹرانزسٹر یعنی Q_3 کے شمولیت سے شکل 5.20 الف حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ Q_3 کے ہیں۔ ایمر جوڑ پر بھی Q_1 اور Q_2 کے برابر V_{BE} پایا جاتا ہے لہذا اس میں بھی بالکل انہیں کے برابر I_C برقی رو پائی جائے گی۔ آئینہ دیکھتے ہیں کہ اس دور میں محدود β کتنا کردار ادا کرتا ہے۔ محدود β کی صورت میں



شکل 5.20: دو عکس کا حصول

ہم لکھ سکتے ہیں کہ

$$(5.90) \quad I_{عکس1} = I_{عکس2} = I_{عکس} = I_C$$

$$(5.91) \quad I_{حوالہ} = I_C + \frac{3I_C}{\beta}$$

اور یوں

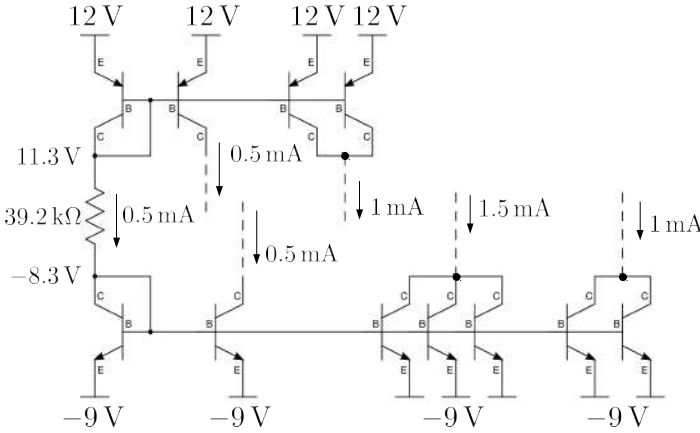
$$(5.92) \quad I_{عکس} = \frac{I_{حوالہ}}{1 + \frac{3}{\beta}}$$

اس دور کو عموماً شکل 5.20 ب یا شکل 5.20 پ کے طرز پر صاف اور شفاف طریقے سے بنایا جاتا ہے۔ شکل پ میں ایک ہی ٹرانزسٹر کے دو کلکٹر دکھائے گئے ہیں۔ اس سے مراد دو ٹرانزسٹر لینا چاہئے جس کے بیس آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح اس کے ایسٹر بھی آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے کلکٹر آپس میں نہیں جوڑے گئے ہیں۔

اسی بحث کو آگے بڑھاتے ہوئے ایک ایسے یک سمتی منبع رو جو n عکس بنانا ہو کے لئے مساوات 5.92 کی صورت یوں ہو گی۔

$$(5.93) \quad I_{عکس} = \frac{I_{حوالہ}}{1 + \frac{n+1}{\beta}}$$

شکل 5.21 میں دو یا دو سے زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر حاصل عکس کو دگنایا اس سے بھی بڑھانا دکھایا گیا ہے۔

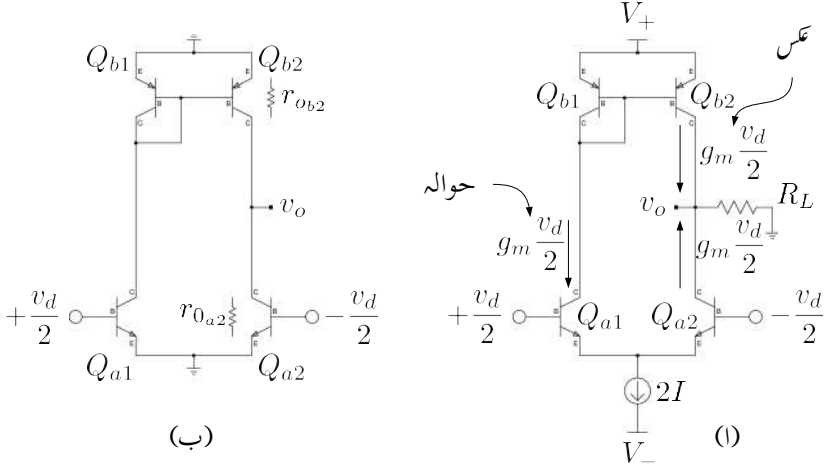


شکل 5.21: متعدد سستی منبع رو

5.9 ٹرانزسٹریوں سے لدا جو ٹرانزسٹریوں کا تفرقی ایمپلیفائر

جیسا کہ پہلے بھی ذکر کیا گیا، مخلوط ادوار بناتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ مزاحمتوں کا استعمال کم سے کم کیا جائے۔ جیسا کہ شکل 5.22 الف میں دکھایا گیا ہے، مخلوط ادوار میں استعمال ہونے والے تفرقی ایمپلیفائر کے خارجی جانب مزاحمت R_C کی جگہ آئینہ برقی رو استعمال کیا جاتا ہے۔

یک سستی منبع رو کل $2 \times I$ برقی رو جڑوا ٹرانزسٹریوں سے گزارتا ہے۔ یوں داخلی تفرقی برقی اشارہ کے عدم موجودگی میں ایمپلیفائر کے ٹرانزسٹریوں Q_{a1} اور Q_{a2} میں یک سستی برقی رو I گزر کر انہیں مائل کرتی ہے۔ Q_{b1} اور Q_{b2} جو کہ آئینہ برقی رو ہیں، بطور برقی بوجھ استعمال کئے گئے ہیں۔ Q_{b1} کی برقی رو کو دیکھ کر Q_{b2} اس کا عکس برقی رو پیدا کرتا ہے۔ چونکہ Q_{b1} سے وہی برقی رو گزرتی ہے جو Q_{a1} سے گزرتی ہے لہذا I بطور حوالہ استعمال ہو گا اور Q_{b2} اس کے برابر (یعنی I) عکس پیدا کرے گا۔ چونکہ Q_{a2} میں بھی I برقی رو گزر رہی ہے لہذا Q_{b2} کی پیدا کردہ تمام کی تمام برقی رو Q_{a2} سے ہی گزرے گی اور یوں بیرونی برقی مزاحمت R_L میں صفر برقی رو گزرے گی۔ یوں v_o صفر وولٹ ہو گا۔ اب تصور کریں کہ تفرقی برقی اشارہ v_d مہیا کیا جاتا ہے۔ Q_{a1} اور Q_{a2} میں بدلتی برقی رو $g_m \frac{v_d}{2}$ پیدا ہوگی جن کی سمتیں شکل میں دکھائی گئی ہیں۔ Q_{a1} کا برقی رو (یعنی $g_m \frac{v_d}{2}$) ٹرانزسٹری Q_{b1} سے بھی گزرتا ہے اور یوں Q_{b2} اس کا عکس پیدا کرے گا جیسا کہ شکل میں دکھایا گیا ہے۔ جوڑ v_o میں دو اطراف سے $g_m \frac{v_d}{2}$ کی برقی رو داخل ہوتی ہے۔ یوں اس جوڑ



شکل 5.22: ٹرانزسٹر بوجھ سے لدا دو جوڑ ٹرانزسٹر والا تفرقی ایمپلیفائر

پر کل داخلی برقی رو کی مقدار $g_m v_d$ ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے مطابق اتنی ہی برقی رو اس جوڑ سے باہر نکلے گی۔ یوں بوجھ R_L میں $g_m v_d$ برقی رو زمین کی جانب گزرے گی اور یوں

$$(5.94) \quad v_o = \left(g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) R_L = g_m R_L v_d$$

ہو گا اور تفرقی افزائش برقی دباو

$$(5.95) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_L$$

ہو گا۔

مساوات 5.94 پر دوبارہ غور کریں۔ اس میں $g_m \frac{v_d}{2}$ ایک مرتبہ تفرقی جوڑے کی وجہ سے اور دوبارہ آئینہ کی وجہ سے ہے۔ یوں آئینہ کے دو کردار ہیں۔ یہ بطور برقی بوجھ استعمال ہوتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس کی وجہ سے تفرقی ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباو دگنی ہو جاتی ہے۔

شکل 5.22 الف میں R_L نہ استعمال کرتے ہوئے اس کی افزائش حاصل کرنے کی خاطر اس کا باریک اشاراتی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر Q_{a2} اور Q_{b2} کے اندرونی خارجی مزاحمت r_o کو ان کے باہر

دکھا کر واضح کیا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر Q_{a1} اور Q_{a2} کے ایسٹر کو برقی زمین پر دکھایا گیا ہے۔ تفرقی اشارے کے لئے ایسا کرنا ممکن ہے۔ اس حقیقت کو مساوات 5.42 میں سمجھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_L کی جگہ دونوں ٹرانزسٹروں کے خارجی مزاحمت متوازی جڑے ہیں اور یوں مساوات 5.95 کو اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.96) \quad A_d = g_m (r_{ob2} \parallel r_{oa2})$$

اگر r_{oa2} اور r_{ob2} برابر ہوں یعنی $r_{oa2} = r_{ob2} = r_o$ تب اس مساوات کو مزید سادہ صورت دی جاسکتی ہے یعنی

$$(5.97) \quad A_d = \frac{g_m r_o}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{I_C}{V_T} \right) \left(\frac{V_A}{I_C} \right) = \frac{V_A}{2V_T}$$

جہاں g_m کو $\frac{I_C}{V_T}$ اور r_o کو $\frac{V_A}{I_C}$ لکھا گیا ہے۔

$$V_A = 50 \text{ V پر یوں}$$

$$A_d = \frac{50}{25 \times 10^{-3}} = 2000 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

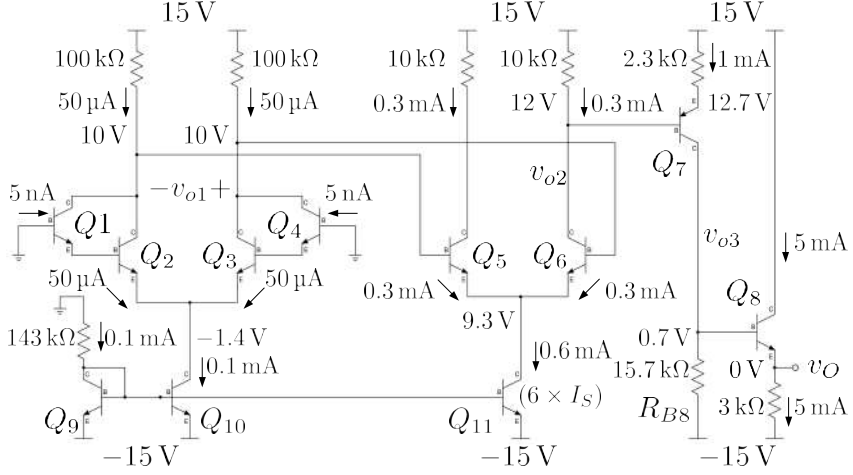
حاصل ہو گا۔ مساوات 5.96 کے مطابق r_{oa2} اور r_{ob2} کی قیمت بڑھا کر تفرقی ایمپلیفائر کی افزائش مزید بڑھائی جاسکتی ہے۔

مثال 5.6: شکل 5.23 میں حسابی ایمپلیفائر کا بنیادی دور دکھایا گیا ہے جہاں تمام ٹرانزسٹر کا $\beta = 100$ ہے۔ Q_1 کا بیس اور Q_4 کا بیس حسابی ایمپلیفائر کے دو داخلی سرے ہیں جنہیں برقی زمین پر رکھا گیا ہے جبکہ Q_8 کا ایسٹر حسابی ایمپلیفائر کا خارجی سرا ہے۔

• تمام یک سمتی متغیرات حاصل کریں۔

• داخلی میلان برقی رو I_B حاصل کریں۔

حل: پہلے حسابی ایمپلیفائر کے مختلف حصے پہچاننے کی کوشش کرتے ہیں۔ Q_9 ، Q_{10} اور $143 \text{ k}\Omega$ کا مزاحمت آئینہ برقی رو بناتے ہیں۔ Q_{11} بھی Q_9 کے برقی رو کا عکس پیش کرتا ہے۔ Q_1 اور Q_2 مل کر ایک ڈارلنگٹن جوڑی بناتے



شکل 5.23: حسابی ایمپلیفائر کا بنیادی دور

ہیں۔ اسی طرح Q_3 اور Q_4 دوسری ڈارلنگٹن جوڑی ہے۔ یہ دو ڈارلنگٹن مل کر پہلا یا داخلی تفرقی ایمپلیفائر بناتے ہیں۔ Q_5 اور Q_6 دوسرا تفرقی ایمپلیفائر ہے۔ Q_7 ، $2.3\text{ k}\Omega$ اور $15.7\text{ k}\Omega$ مل کر یک سمتی برقی دباؤ کی قیمت تبدیل کرتے ہیں جبکہ Q_8 اور $3\text{ k}\Omega$ خارجی حصہ ہیں۔

Q_9 کے بیس پر

$$V_{B9} = -15 + V_{BE} = -14.3\text{ V}$$

ہیں۔ اس کے کلکٹر پر بھی برقی دباؤ ہے لہذا اوہم کے قانون سے $143\text{ k}\Omega$ مزاحمت میں

$$\frac{0 - (-14.3)}{143000} = 0.1\text{ mA}$$

ہے۔ Q_{10} کے کلکٹر پر بھی برقی دباؤ پلایا جائے گا جبکہ Q_{11} کے کلکٹر پر چھ گنا زیادہ برقی رو یعنی 0.6 mA پلایا جائے گا۔

پہلی تفرقی جوڑی میں 0.1 mA برابر تقسیم ہو گا۔ یوں Q_2 اور Q_3 دونوں کا $I_C \approx I_E = 50\text{ }\mu\text{A}$ ہو گا جبکہ ان کے بیس پر $\frac{50\text{ }\mu\text{A}}{\beta}$ یعنی $0.5\text{ }\mu\text{A}$ پلایا جائے گا۔ اگر پہلی تفرقی جوڑی میں ڈارلنگٹن استعمال نہ کیا جاتا تب

حسابی ایمپلیفائر کا داخلی میلان برقی رو بھی $0.5 \mu A$ ہی ہوتا۔ Q_2 کا بیس برقی رو Q_1 کا I_E ۔ اسی طرح Q_3 کا بیس برقی رو Q_4 کا I_E ہے۔ یوں Q_1 اور Q_4 کا بیس برقی رو $\frac{0.5 \mu A}{\beta}$ یعنی $5 nA$ ہے۔ یوں ڈارلنگٹن کے استعمال سے حسابی ایمپلیفائر کے داخلی میلان برقی رو کو $0.5 \mu A$ سے کم کرتے ہوئے $5 nA$ کر دیا گیا۔ Q_2 کے کلکٹر پر

$$V_{C2} = 15 - I_{C2}R_{C2} = 15 - 50 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3 = 10 V$$

پایا جائے گا۔ اسی طرح Q_3 کے کلکٹر پر بھی $10 V$ پایا جائے گا۔ چونکہ Q_1 کا بیس برقی زمین پر ہے لہذا $V_{B1} = 0 V$ ہے جبکہ اس کا ایسٹر $-0.7 V$ پر ہے۔ اس طرح Q_2 کا بیس $-0.7 V$ پر ہے اور یوں اس کا ایسٹر $-1.4 V$ پر ہے۔

Q_5 اور Q_6 پر $0.6 mA$ برابر تقسیم ہو گا۔ یوں

$$I_{E5} = I_{E6} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} = 0.3 mA$$

پایا جائے گا۔ یوں ان کے بیس پر $\frac{0.3 mA}{\beta}$ یعنی $3 \mu A$ پایا جائے گا۔ حقیقت میں $3 \mu A$ اور $50 \mu A$ مل کر $100 k\Omega$ سے گزرتے ہیں۔ ہم نے پہلی تفرقی جوڑی میں $3 \mu A$ کو نظر انداز کیا تھا۔ اگر اس کو بھی شامل کیا جائے تب پہلی جوڑی کے کلکٹر پر $9.7 V$ پایا جائے گا۔ قلم و کاغذ پر جلد حساب کتاب کرتے وقت عموماً اسی طرح بیس پر پائے جانے والے برقی رو کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ہم اسی لئے اس کو نظر انداز کرتے ہوئے $10 V$ کے جواب کو ہی صحیح تسلیم کرتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ اس طرح Q_5 اور Q_6 کے ایسٹر پر

$$V_E = V_B - V_{BE} = 10 - 0.7 = 9.3 V$$

پایا جائے گا جبکہ ان کے کلکٹر پر

$$V_C = 15 - 0.3 \times 10^{-3} \times 10000 = 12 V$$

پایا جاتا ہے۔ یوں $V_{CE5} = V_{CE6} = 2.7 V$ ہے اور دونوں ٹرانزسٹر افزائندہ ہیں۔

چونکہ حسابی ایمپلیفائر کے دونوں داخلی سرے برقی زمین پر ہیں لہذا ہم توقع کرتے ہیں کہ یہ صفر وولٹ خارج کرے گا۔ یہاں ہم دیکھ رہے ہیں کہ دوسرا تفرقی ایمپلیفائر $12 V$ خارج کر رہا ہے۔ یہ ضروری ہے کہ کسی طرح اس برقی دباؤ سے چنکارہ حاصل کیا جائے۔ Q_7 ، $5.3 k\Omega$ اور $15.7 k\Omega$ یہی حاصل کرنے میں مدد کرتے ہیں۔ Q_7 کے بیس پر $12 V$ ہونے کی وجہ سے اس کے ایسٹر پر

$$V_{E7} = V_{B7} + V_{EB7} = 12 + 0.7 = 12.7 V$$

ہوں گے۔ یوں اوہم کے قانون کی مدد سے $2.3 \text{ k}\Omega$ میں

$$\frac{15 - 12.7}{2300} = 1 \text{ mA}$$

ہو گا جو $15.7 \text{ k}\Omega$ سے گزرتے ہوئے اس پر

$$10^{-3} \times 15700 = 15.7 \text{ V}$$

کا برقی دباؤ پیدا کرے گا جس کی وجہ سے Q_8 کے بیس پر

$$V_{B8} = -15 + 15.7 = 0.7 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ اس طرح Q_8 کے ایسٹر پر

$$V_{E8} = V_{B8} - V_{BE} = 0.7 - 0.7 = 0 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $2.3 \text{ k}\Omega$ اور $15.7 \text{ k}\Omega$ کی قیمتوں سے $v_O = 0 \text{ V}$ حاصل کیا گیا۔ Q_7 اور اس کے ساتھ منسلک دو مزاحمت یک سمتی برقی دباؤ کی سطح تبدیل کرنے کی صلاحیت رکھتے ہیں۔ اسی وجہ سے اس دور کو ہم سطح تبدیل کار²² کہیں گے۔

مثال 5.7: شکل 5.23 کے حسابی ایمپلیفائر کو داخلی اشارہ v_d مہیا کیا جاتا ہے۔ ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی انفرانش $A_d = \frac{v_O}{v_d}$ ، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

حل: شکل 5.24 میں بدلتی رو مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$v_2 = +\frac{v_d}{2}$$

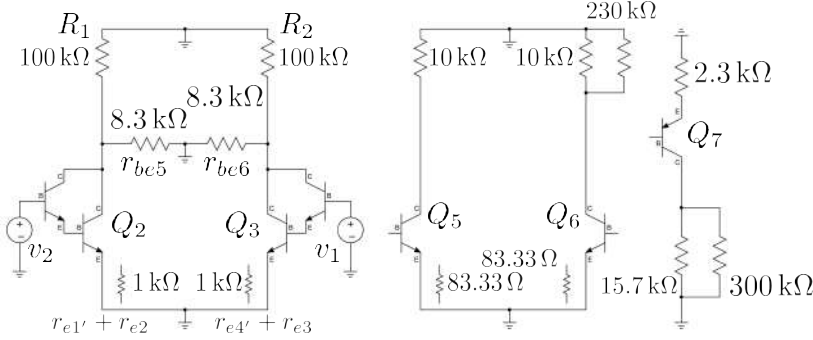
$$v_1 = -\frac{v_d}{2}$$

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = 7.66 \text{ V/V}$$

$$A_{d2} = -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -60 \text{ V/V}$$

$$A_{d3} = -6.826 \text{ V/V}$$

$$A_{d4} \approx 1 \text{ V/V}$$



شکل 5.24:

ہیں۔ Q_2 اور Q_3 میں $50 \mu\text{A}$ برقی رو پایا جاتا ہے لہذا ان کے

$$g_{m2} = g_{m3} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{50 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 2 \text{ mS}$$

$$r_{e2} = r_{e3} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.002} = 500 \Omega$$

ہیں۔ Q_1 اور Q_4 میں $0.5 \mu\text{A}$ برقی رو پائی جاتی ہے لہذا ان کے

$$g_{m1} = g_{m4} = \frac{0.5 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 20 \mu\text{S}$$

$$r_{e1} = r_{e4} = \frac{1}{20 \mu\text{S}} = 50 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ Q_1 کا r_{e1} چونکہ Q_2 کے بیس پر پایا جاتا ہے لہذا اس کو بھی Q_2 کے ایسٹر پر منتقل کرنا ضروری ہے۔ $50 \text{ k}\Omega$ منتقل کرنے سے $\frac{50 \text{ k}\Omega}{\beta} = 500 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں r_{e1} کا عکس $r_{e1'} = 500 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح Q_2 کے ایسٹر پر کل مزاحمت $r_{e2} + r_{e1'}$ یعنی $1 \text{ k}\Omega$ پایا جائے گا۔ اسی طرح Q_4 کا r_{e4} چونکہ Q_3 کے بیس پر پایا جاتا ہے لہذا اس کو بھی Q_3 کے ایسٹر پر منتقل کرنا ضروری ہے۔ $50 \text{ k}\Omega$ منتقل کرنے سے $\frac{50 \text{ k}\Omega}{\beta} = 500 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح Q_3 کے ایسٹر پر کل مزاحمت $r_{e3} + r_{e4'}$ یعنی $1 \text{ k}\Omega$ پایا جائے گا۔ ان معلومات کو شکل 5.24 پر پیش کیا گیا ہے۔

دوسری تفرقی جوڑی کے Q_5 اور Q_6 میں 0.3 mA پایا جاتا ہے لہذا ان کے

$$g_{m5} = g_{m6} = \frac{0.3 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.012 \text{ S}$$

$$r_{e5} = r_{e6} = \frac{1}{0.012} = 83.33 \Omega$$

$$r_{be5} = r_{be6} = \beta r_e = 8.3 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ اس جوڑی کا داخلی مزاحمت $2r_{be}$ ہے جو پہلی تفرقی جوڑی کا بوجھ بنتا ہے۔ شکل میں Q_2 اور Q_3 کے کلکٹر کے مابین $8.3 \text{ k}\Omega$ کے سلسلہ وار مزاحمت اسی داخلی مزاحمت کو ظاہر کرتا ہے۔ تفرقی اشارے کی صورت میں دوسری تفرقی جوڑی کا اینیٹر برقی زمین پر رہتا ہے۔ یوں Q_2 اور Q_3 کے کلکٹر پر دونوں $8.3 \text{ k}\Omega$ کا درمیانی نقطہ برقی زمین پر ہو گا۔ ان معلومات کو استعمال کرتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلی تفرقی جوڑی کی افزائش

$$A_{d1} = \frac{v_{o1}}{v_d} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

$$(5.98) \quad = \frac{15328}{2000}$$

$$= 7.66 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے جہاں $\sum R_C$ دونوں ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر متوازی جڑے $200 \text{ k}\Omega$ اور $16.6 \text{ k}\Omega$ کا مجموعی مزاحمت ہے جبکہ $\sum R_E$ ان کے اینیٹر کے درمیان کل مزاحمت یعنی $2r_e$ ہے۔ مثبت افزائش کا مطلب ہے کہ مثبت v_d کی صورت میں v_{o1} بھی مثبت ہو گا۔

تیسرے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت $\beta R_{E7} = 230 \text{ k}\Omega$ ہے جو R_{C6} کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ $230 \text{ k}\Omega \gg 10 \text{ k}\Omega$ ہوتا ہے لہذا ان کے کل مزاحمت کو ہم $10 \text{ k}\Omega$ ہی لے سکتے ہیں۔ اس کا مطلب ہے کہ تیسرے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت اتنا زیادہ ہے کہ اس کے اثر کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ یوں دوسرے ایمپلیفائر کی تفرقی افزائش

$$A_d = \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

$$= -\frac{10000}{83.33}$$

$$= -120 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

ہو گی۔ البتہ دوسرے تفرقی جوڑی سے تفرقی اشارہ حاصل نہیں کیا جاتا بلکہ اس کے صرف ایک بازو سے خارجی اشارہ

حاصل کیا گیا ہے۔ یوں کارآمد افزائش اس قیمت کے آدھی ہوگی یعنی

$$\begin{aligned} A_{d2} &= -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\ (5.99) \quad &= -\frac{1}{2} \frac{10000}{83.33} \\ &= -60 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

افزائش میں منفی کا نشان یہ دکھاتا ہے کہ مثبت v_2 اور منفی v_1 کی صورت میں اس حصے کا خارجی اشارہ منفی ہوگا۔

Q_7 اور اس کے ساتھ منسلک $2.3 \text{ k}\Omega$ اور $15.7 \text{ k}\Omega$ مل کر مشترک امیٹر ایمپلیفائر ہیں۔ Q_7 کے r_e اور Q_8 کے داخلی مزاحمت کو نظر انداز کرتے ہوئے اس ایمپلیفائر کی افزائش

$$A_{d3} = -\frac{15700}{2300} = -6.826 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتی ہے۔

Q_8 اور اس کے ساتھ منسلک $3 \text{ k}\Omega$ مل کر مشترک کلکٹر ایمپلیفائر بناتے ہیں۔ مشترک کلکٹر کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہوتی ہے یوں

$$A_{d4} \approx 1 \frac{V}{V}$$

ہوگا۔

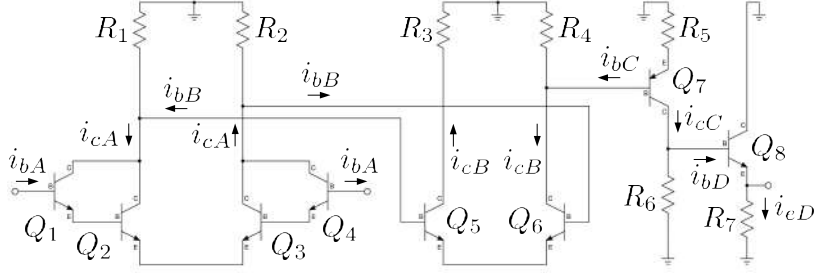
ان چاروں افزائش کو استعمال کرتے ہوئے حسابی ایمپلیفائر کی کل افزائش

$$\begin{aligned} A_d &= \frac{v_O}{v_d} = A_{d1} \times A_{d2} \times A_{d3} \times A_{d4} \\ &= 7.66 \times (-60) \times (-6.826) \times 1 \\ &= 3137 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

شکل 5.24 کو دیکھتے ہوئے Q_2 اور Q_3 کے امیٹر پر مزاحمت Q_1 اور Q_4 کے بیس جانب

$$\begin{aligned} R_i &\approx (1000 + 1000) \times \beta^2 \\ &= 2000 \times 10000 \\ &= 20 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$



شکل 5.25: برقی روکی افزائش

نظر آئے گا۔ یہی حسابی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت ہے۔

خارجی جانب Q_8 کے r_e کو نظر انداز کرتے ہیں۔ $15.7 \text{ k}\Omega$ کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمر جانب

$$\frac{15700}{100} = 157 \Omega$$

نظر آتا ہے۔ یہ عکس $3 \text{ k}\Omega$ کے متوازی جڑا ہے لہذا حسابی ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

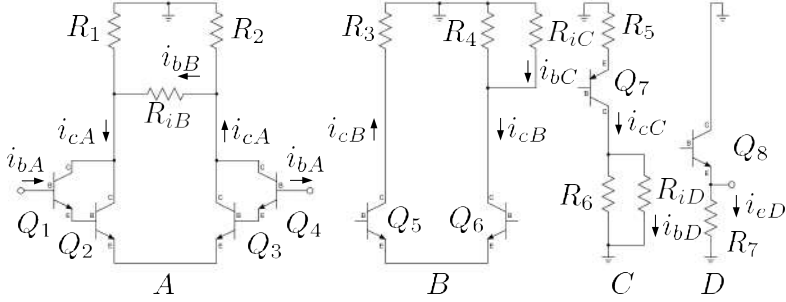
$$R_o = \frac{157 \times 3000}{157 + 3000} = 149 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 5.8: شکل 5.23 کے حسابی ایمپلیفائر کی افزائش $A_i = \frac{i_L}{i_b}$ کی مساوات حاصل کریں۔ A_i کو استعمال کرتے ہوئے $A_d = \frac{v_L}{v_d}$ کی مساوات بھی حاصل کریں۔

حل: شکل 5.25 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں داخلی جانب سے پہلے ایمپلیفائر کو A، دوسرے کو تحریر B، تیسرے کو C اور خارجی ایمپلیفائر کو D سے ظاہر کرتے ہوئے زنجیری ضرب سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.100) \quad A_i = \frac{i_L}{i_b} = \frac{i_{eD}}{i_{bA}} = \frac{i_{eD}}{i_{bD}} \times \frac{i_{bD}}{i_{cC}} \times \frac{i_{cC}}{i_{bC}} \times \frac{i_{bC}}{i_{cB}} \times \frac{i_{cB}}{i_{bB}} \times \frac{i_{bB}}{i_{cA}} \times \frac{i_{cA}}{i_{bA}}$$



شکل 5.26:

شکل 5.26 میں چاروں ایپلیفائرز کو علیحدہ علیحدہ کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلے ایپلیفائر کے خارجی جانب دوسرے ایپلیفائر کا داخلی مزاحمت R_{iB} نسب ہے۔ i_{cA} کا وہ حصہ جو R_{iB} سے گزرے درحقیقت دوسرے ایپلیفائر کا داخلی برقی رو i_{bB} ہے۔ شکل پر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے۔ یوں اس شکل سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

(5.101)

$$\begin{aligned} \frac{i_{eD}}{i_{bD}} &= \beta_8 + 1 \\ \frac{i_{bD}}{i_{cC}} &= \frac{R_6}{R_6 + R_{iD}} \\ \frac{i_{cC}}{i_{bC}} &= \beta_7 \\ \frac{i_{bC}}{i_{cB}} &= \frac{R_4}{R_4 + R_{iC}} \\ \frac{i_{cB}}{i_{bB}} &= \beta_6 \\ \frac{i_{bB}}{i_{cA}} &= \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_{iB}} \\ \frac{i_{cA}}{i_{bA}} &= \beta_1 \beta_2 \end{aligned}$$

تمام ٹرانزسٹریوں کے β برابر لیتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 r_{e2} = r_{e3} &= \frac{V_T}{I} \\
 r_{be2} = r_{be3} &= (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{1e} = r_{e4} &= (\beta + 1) \frac{V_T}{I} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{be1} = r_{be4} &= (\beta + 1)^2 r_{e2}
 \end{aligned}
 \tag{5.102}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 R_{iA} &= r_{be1} + r_{be4} + (r_{be2} + r_{be3}) \times (\beta + 1) \\
 &= 4 (\beta + 1)^2 r_{e2} \\
 R_{iB} &= 2r_{be5} \\
 R_{iC} &\approx R_5 \times (\beta + 1) \\
 R_{iD} &\approx R_7 \times (\beta + 1)
 \end{aligned}
 \tag{5.103}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مزید یہ کہ

$$\begin{aligned}
 v_L &= i_{eD} R_7 \\
 v_d &= i_{bA} R_{iA}
 \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_L}{v_d} \\
 &= \frac{i_{eD} R_7}{i_{bA} R_{iA}} \\
 &= A_i \times \frac{R_7}{R_{iA}}
 \end{aligned}
 \tag{5.104}$$

حاصل ہوتا ہے۔

ذرا کوشش کرنے سے مندرجہ بالا تمام مساوات شکل 5.23 کو دیکھ کر ہی لکھے جا سکتے ہیں۔ آپ داخلی جانب یا خارجی جانب سے شروع ہوتے ہوئے زنجیری ضرب لکھتے ہیں اور پھر زنجیری ضرب کے تمام اجزاء شکل کو دیکھتے ہوئے پُر کرتے ہیں۔

مثال 5.9: مثال 5.8 میں A_i اور A_d کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل: مثال 5.7 میں مندرجہ ذیل معلومات حاصل کی گئیں۔

$$r_{e2} = 500 \Omega, \quad r_{e5} = 83.333 \Omega$$

یوں مساوات 5.103 سے

$$\begin{aligned} R_{iA} &= 4 \times 100^2 \times 500 = 20 \text{ M}\Omega \\ R_{iB} &= 2 \times 100 \times 83.333 = 1667 \Omega \\ R_{iC} &= 2300 \times 100 = 230 \text{ k}\Omega \\ R_{iD} &= 3000 \times 100 = 300 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

اور مساوات 5.101 سے

$$\begin{aligned} \frac{i_{eD}}{i_{bD}} &= 100 \\ \frac{i_{bD}}{i_{cC}} &= \frac{15.7 \times 10^3}{15.7 \times 10^3 + 300 \times 10^3} = 0.04973 \\ \frac{i_{cC}}{i_{bC}} &= 100 \\ \frac{i_{bC}}{i_{cB}} &= \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 230 \times 10^3} = 0.04167 \\ \frac{i_{cB}}{i_{bB}} &= 100 \\ \frac{i_{bB}}{i_{cA}} &= \frac{2 \times 100 \times 10^3}{2 \times 100 \times 10^3 + 1667} = 0.99173 \\ \frac{i_{cA}}{i_{bA}} &= 100 \times 100 = 10000 \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح مساوات 5.100 سے

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{i_{eD}}{i_{bA}} = 100 \times 0.04973 \times 100 \times 0.04167 \times 100 \times 0.99173 \times 10000 \\ &= 20.55 \frac{\text{MA}}{\text{A}} \end{aligned}$$

اور مساوات 5.104 سے

$$A_d = \frac{v_L}{v_d} = 20.55 \times 10^6 \times \frac{3000}{20 \times 10^6}$$

$$= 3082 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مثال 5.7 میں $A_d = 3137 \frac{V}{V}$ حاصل کی گئی۔ دونوں جوابات میں فرق $1 \approx \alpha$ اور اس طرح کے دیگر استعمال کئے گئے قیمتوں میں معمولی معمولی فرق کی وجہ سے ہے۔ ان دو جوابات میں صرف

$$\left| \frac{3137 - 3082}{3137} \right| \times 100 = 1.75\%$$

کا فرق ہے۔

شکل 5.24 میں دوسرے ایپلیفائر کا داخلی مزاحمت $r_{be5} + r_{be6} = 16.6 \text{ k}\Omega$ ہے جو پہلی ایپلیفائر کا بوجھ بنتا ہے۔ یوں $r_{be5} + r_{be6}$ اور $R_1 + R_2$ متوازی جڑے نظر آتے ہیں۔ چونکہ $r_{be5} + r_{be6} \ll R_1 + R_2$ ہے لہذا ان متوازی جڑے مزاحمت کے مجموعی مزاحمت کو تقریباً $r_{be5} + r_{be6}$ لیا جاسکتا ہے۔ اس کے برعکس تیسرے ایپلیفائر کا داخلی مزاحمت بہت بڑا ہے لہذا دوسرے ایپلیفائر پر اس کے بوجھ کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے اور دوسرے ایپلیفائر کے افزائش یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = \frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}}$$

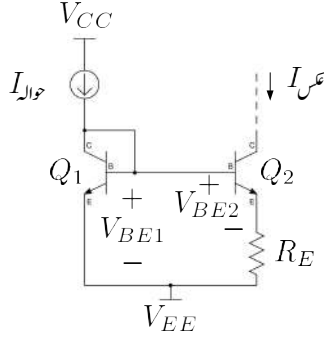
$$A_{d2} \approx -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{1}{2} \left(\frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

اس طرح ان دو کڑیوں کی کل افزائش

$$A_d = A_{d1} A_{d2} = -\frac{1}{2} \times \left(\frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}} \right) \times \left(\frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$(5.105) \quad = -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1)(r_{e5} + r_{e6})}{4r_{e2}} \times \left(\frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1) R_{C6}}{4r_{e2}}$$



شکل 5.27: وائڈلر منبع برقی رو

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات کے تحت β بڑھانے اور r_{e2} گھٹانے سے افزائش بڑھتی ہے۔ چونکہ $r_e = \frac{V_T}{I_C}$ ہوتا ہے لہذا I بڑھانے سے r_{e2} گھٹے گا۔

اس کے علاوہ اگر پہلے ایپلیکیشنز میں ڈارلنگٹن جوڑی استعمال نہ کی جائے تب اس کی داخلی مزاحمت آدھی اور افزائش دگنی ہو جائے گی۔

صفحہ 362 پر مساوات 3.223 پر تبصرہ کرتے وقت یہ حقیقت بتلائی گئی تھی کہ اگر افزائش بڑھائی جائے دو داخلی مزاحمت گھٹتی ہے۔ تفرقی ایپلیکیشنز میں بھی داخلی مزاحمت گھٹاتے ہوئے افزائش بڑھانا ممکن ہے۔

5.10 وائڈلر منبع برقی رو

شکل 5.16 میں Q_2 کے ایسٹریپر R_E نسب کرنے سے وائڈلر منبع برقی رو²³ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 5.27 میں²⁴ میں دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹرز کے برقی رو کے مساوات کو استعمال کرتے ہوئے

²³Widlar current source
²⁴ہاب وائڈلر نے اس دور کو دریافت کیا۔

$$V_{BE1} = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{والد}}}{I_S} \right)$$

$$V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{عس}}}{I_S} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ان دو مساوات کو آپس میں منفی کرنے سے

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{والد}}}{I_{\text{عس}}} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم

$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_{\text{عس}} R_E$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

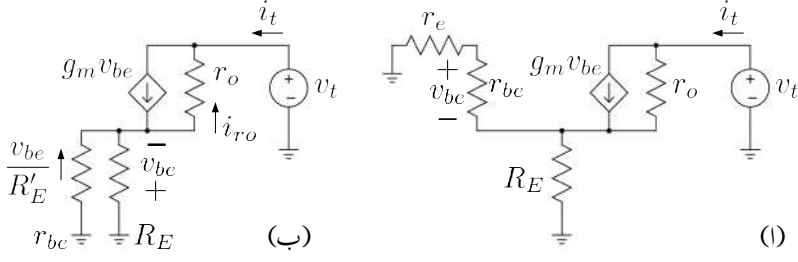
$$(5.106) \quad I_{\text{عس}} R_E = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{والد}}}{I_{\text{عس}}} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

آئیں وائڈر منبع برقی رو کی خارجی مزاحمت R_0 حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر Q_2 کے کلکٹر پر v_t برقی دباؤ مہیا کرتے ہوئے i_t کا حساب لگا کر $\frac{v_t}{i_t}$ معلوم کیا جا سکتا ہے جو کہ R_0 کی قیمت ہوگی۔

وائڈر منبع برقی رو میں Q_1 کے کلکٹر اور بیس آپس میں جڑے ہیں۔ یوں یہ بطور ڈیویڈ کردار ادا کرتا ہے۔ صفحہ 416 پر مساوات 3.248 ایسے ٹرانزسٹر کی مزاحمت r_e دیتا ہے۔ وائڈر منبع رو کی خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر Q_2 کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہیں جبکہ Q_1 کی جگہ اس کا باریک اشاراتی مساوی مزاحمت r_e نسب کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے شکل 5.28 الف حاصل ہوتا ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ $r_{be} = r_e (\beta + 1)$ ہوتا ہے۔ یوں $r_{be} \gg r_e$ ہے لہذا سلسلہ وار جڑے r_{be} اور r_e میں r_e کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ R_E اور r_{be} متوازی جڑے ہیں۔ $R_E \parallel R'_E$ لکھتے ہوئے اس میں برقی رو کو $\frac{v_{be}}{R_E}$ لکھا جا سکتا ہے۔ اس برقی رو کی سمت شکل میں دکھائی گئی ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$g_m v_{be} + \frac{v_{be}}{R'_E} = i_{ro}$$



شکل 5.28: وائڈر منبع رو کا باریک اشاراتی مساوی دور

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$i_{ro} = \left(g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$(5.107) \quad v_t = -v_{be} - \left(g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be} r_o$$

اور کر خوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

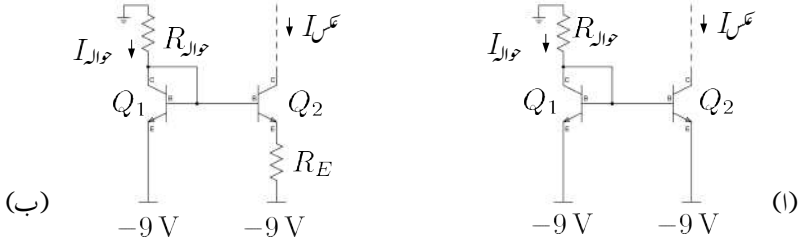
$$(5.108) \quad i_t = g_m v_{be} - \left(g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 5.107 کو مساوات 5.108 سے تقسیم کرتے ہوئے وائڈر منبع کی خارجی مزاحمت R_o یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = R'_E \left[1 + r_o \left(g_m + \frac{1}{R'_E} \right) \right] \\ = R'_E + r_o (1 + g_m R'_E)$$

اس مساوات میں R'_E کو نظر انداز کرتے ہوئے خارجی مزاحمت R_o کی سادہ مساوات

$$(5.109) \quad R_o \approx r_o (1 + g_m R'_E)$$



شکل 5.29: ولسن آئینہ

حاصل ہوتی ہے جہاں

$$(5.110) \quad R'_E = \frac{r_{be} R_E}{r_{be} + R_E}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح خارجی مزاحمت r_o سے بڑھ کر $(1 + g_m R'_E) r_o$ ہو گئی ہے۔ یہ ایک عمومی نتیجہ ہے اور یوں کسی بھی دو جوڑ ٹرانزسٹرز جس کے ایڈیٹر پر R_E مزاحمت نسب ہو اور جس کا بیس سرا برقی زمین پر ہو کی خارجی مزاحمت مساوات 5.109 سے حاصل ہوگی۔

مثال 5.10: شکل 5.29 میں سادہ آئینہ اور وائڈر آئینہ دکھائے گئے ہیں۔ $I_{emitter} = 15 \mu A$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: شکل الف میں $15 \mu A$ حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{collector} = \frac{9 - 0.7}{15 \times 10^{-6}} = 553 \text{ k}\Omega$$

درکار ہے۔ شکل ب میں $I_{collector} = 1 \text{ mA}$ رکھتے ہوئے $I_{emitter} = 15 \mu A$ حاصل کرتے ہیں۔ $I_{collector} = 1 \text{ mA}$ حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{collector} = \frac{9 - 0.7}{1 \times 10^{-3}} = 8.3 \text{ k}\Omega$$

اور مساوات 5.106 سے

$$R_E = \frac{25 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} \ln \left(\frac{10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} \right) = 7 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ آپ نے دیکھا کہ کم برقی رو پیدا کرنے کی خاطر سادہ منبع رو کو $553 \text{ k}\Omega$ جبکہ وائڈر منبع رو کو $8.3 \text{ k}\Omega$ اور $7 \text{ k}\Omega$ کے مزاحمت درکار ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ مخلوط دور میں زیادہ قیمت کا مزاحمت زیادہ جگہ گھیرتا ہے جو کہ مہنگا پڑتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں وائڈر منبع رو استعمال کیا جائے گا۔

5.11 ولسن آئینہ

شکل 5.16 میں سادہ آئینہ برقی رو دکھایا گیا۔ $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ لیتے ہوئے $V_{CE1} = 0.7 \text{ V}$ ہے جبکہ V_{CE2} پر ایسی کوئی پابندی لاگو نہیں لہذا عموماً $V_{CE1} \neq V_{CE2}$ ہوتا ہے۔ اب تک آئینہ برقی رو پر تبصروں میں ہم نے ارلی برقی دباؤ کے اثرات کو نظر انداز کیا۔ حقیقت میں اگرچہ شکل 5.16 میں $V_{BE1} = V_{BE2}$ ہے لیکن $V_{CE1} \neq V_{CE2}$ کی بنا پر ارلی برقی دباؤ Q_1 اور Q_2 کے برقی رو میں فرق پیدا کرتا ہے۔ V_{CE1} اور V_{CE2} میں فرق کو کم کرنے سے ارلی برقی دباؤ کے اثر کو کم کیا جاسکتا ہے۔ اسی غرض سے شکل 5.16 میں تیسرا ٹرانزسٹر شامل کرتے ہوئے شکل 5.30 الف حاصل ہوتا ہے جس کو ولسن آئینہ²⁵ کہتے ہیں۔ ولسن آئینے میں

$$V_{CE1} = V_{BE1} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = V_{BE1} + V_{BE3} = 1.4 \text{ V}$$

ہیں۔ دونوں ٹرانزسٹر کے V_{CE} میں فرق صرف 0.7 V رہ گیا ہے۔ اس دور کو حل کرتے ہوئے تمام ٹرانزسٹر کو بالکل یکساں تصور کیا جائے گا۔ چونکہ I دراصل i_{C3} ہی ہے لہذا ہم i_{C3} اور $I_{\text{ع}}$ کا تعلق حاصل کریں گے۔ Q_1 اور Q_2 کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_{C1} = i_{C2} = i_C$$

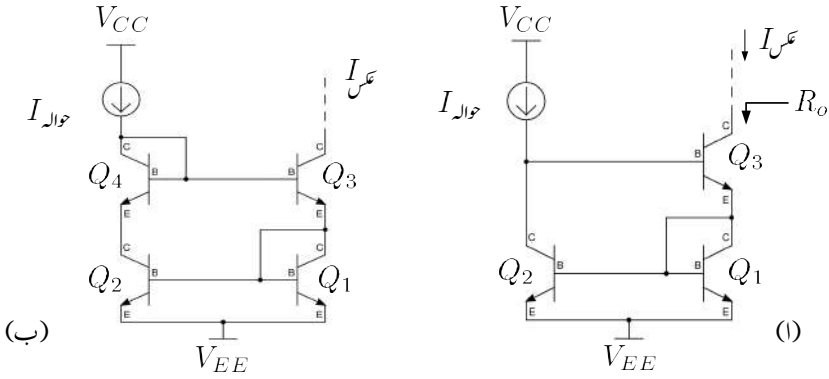
$$i_{B1} = i_{B2} = i_B$$

لئے Q_3 کے

$$i_{B3} = \frac{i_{C3}}{\beta}$$

$$i_{E3} = \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) i_{C3}$$

(5.111)



شکل 5.30: ولسن آئینہ

لکھا جاسکتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$\begin{aligned}
 i_{E3} &= i_{C1} + i_{B1} + i_{B2} \\
 &= i_C + 2i_B \\
 &= \left(\frac{\beta + 2}{\beta} \right) i_C
 \end{aligned}
 \tag{5.112}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات میں i_{E3} کو برابر لکھتے ہوئے

$$\left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) i_{C3} = \left(\frac{\beta + 2}{\beta} \right) i_C$$

i_C کی مساوات حاصل ہوتی ہے۔

$$i_C = \left(\frac{\beta + 1}{\beta + 2} \right) i_{C3}
 \tag{5.113}$$

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned}
 I_{حوالہ} &= i_{C2} + i_{B3} \\
 &= i_C + \frac{i_{C3}}{\beta}
 \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں i_C کی قیمت مساوت 5.113 سے پُر کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} I_{\text{حوالہ}} &= \left(\frac{\beta + 1}{\beta + 2} \right) i_{C3} + \frac{i_{C3}}{\beta} \\ &= \left(\frac{\beta + 1}{\beta + 2} + \frac{1}{\beta} \right) i_{C3} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات سے

$$\begin{aligned} I_{\text{حوالہ}} &= \left[\frac{\beta(\beta + 1) + \beta + 2}{\beta(\beta + 2)} \right] i_{C3} \\ &= \left[\frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{\beta(\beta + 2)} \right] i_{C3} \\ &= \left[\frac{\beta(\beta + 2) + 2}{\beta(\beta + 2)} \right] i_{C3} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

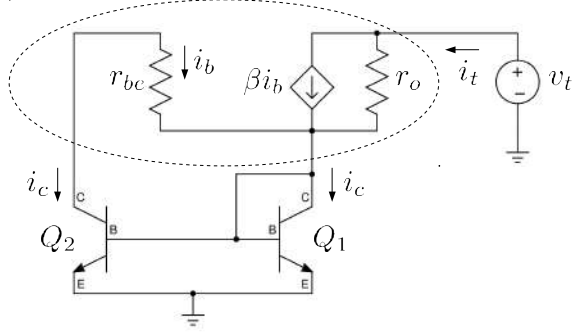
$$\begin{aligned} I_{\text{عس}} = i_{C3} &= \left[\frac{\beta(\beta + 2)}{\beta(\beta + 2) + 2} \right] I_{\text{حوالہ}} \\ &= \left[\frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta + 2)}} \right] I_{\text{حوالہ}} \end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$(5.114) \quad I_{\text{عس}} \approx \left[\frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} \right] I_{\text{حوالہ}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کا صفحہ 587 پر مساوات 5.88 کے ساتھ موازنہ کریں۔ دونوں مساوات بالکل ایک جیسے ہیں۔

آئینے آئینے کی خارجی مزاحمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر Q_3 کے کلکٹر پر v_t لاگو کرتے ہوئے i_t کا حساب لگاتے ہیں۔ خارجی مزاحمت R_0 ہو گا۔ Q_3 کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے ولسن آئینے کو شکل 5.31 میں



شکل 5.31: دلن آئینی کی خارجی مزاحمت

دکھایا گیا ہے۔ نقطہ دار دائرے سے دو جگہ i_c برقی رو خارج اور ایک جگہ i_t داخلی ہو رہی ہے۔ یوں کر خوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.115) \quad i_t = 2i_c$$

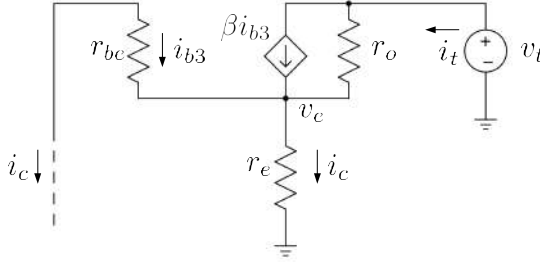
شکل 5.31 میں Q_1 کا بیس اس کے کلکٹر کے ساتھ جڑا ہے جس کی وجہ سے یہ بطور ڈیوڈ کردار ادا کرتا ہے اور اس کو مزاحمت r_e سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔ Q_2 کا r_{be} اس r_e کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ $r_e \ll r_{be}$ ہوتا ہے لہذا ان کا مساوی مزاحمت تقریباً r_e ہی کے برابر ہو گا۔ شکل 5.32 میں اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے دور کو دوبارہ دکھائی ہے۔ Q_1 اور Q_2 کے کلکٹر پر برقرار i_c برقی رو گزرے گی جسے شکل میں دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_e = i_c r_e$$

$$i_{b3} = i_c$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کر خوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned} i_t &= \beta i_{b3} + \frac{v_t - v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \frac{v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \left(\frac{r_e}{r_{o3}} \right) i_c \end{aligned}$$



شکل 5.32:

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر $i_c = -i_b3$ کا استعمال کیا گیا۔ چونکہ $r_e \ll r_o$ ہوتا ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات میں آخری جزو کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں مساوات 5.115 کے استعمال سے

$$2i_c = -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو

$$i_c (\beta + 2) r_{o3} = v_t$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ولسن آئینے کا خارجی مزاحمت $R_o = \frac{v_t}{i_t}$ کے برابر ہے جہاں $i_t = 2i_c$ ہے۔ یوں

$$(5.116) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = \frac{v_t}{2i_c} = \frac{(\beta + 2) r_{o3}}{2}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو

$$(5.117) \quad R_o \approx \frac{\beta r_o}{2}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں r_{o3} کو r_o لکھا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت r_o سے $\frac{\beta}{2}$ گنا زیادہ ہے۔

اس حصے کے شروع میں ذکر کیا گیا کہ اری برقی دباؤ کے اثر کو کم کرنے کی خاطر ولسن آئینے میں V_{CE1} اور V_{CE2} میں فرق کو کم کرتے ہوئے $0.7V$ کر دیا گیا۔ اس فرق کو مکمل طور ختم بھی کیا جا سکتا ہے۔ شکل 5.30 ب میں Q_4 کی شمولیت سے

$$V_{CE2} = V_{BE1} + V_{BE3} - V_{BE4} = 0.7V$$

ہو جاتا ہے۔ یوں $V_{CE1} = V_{CE2} = 0.7V$ کرتے ہوئے ارلی برقی دباؤ کے اثرات سے چھٹکارا حاصل کیا گیا ہے۔ اس کے علاوہ چونکہ Q_1 اور Q_2 میں برابر برقی رو پایا جاتا ہے اور اب ان پر برقی دباؤ بھی برابر ہے لہذا ان میں طاقت کا ضیاع بھی برابر ہو گا۔ یوں یہ برابر گرم ہوتے ہوئے برابر درجہ حرارت پر رہیں گے۔ اس طرح درجہ حرارت میں فرق کی بنا پر کارکردگی میں فرق سے بھی چھٹکارا حاصل ہوتا ہے۔

5.12 کیسکوڈ ایمپلیفائر

مشترک ایمر اور مشترک بیس ایمپلیفائر کو آپس میں جوڑ کر زنجیری ایمپلیفائر بنایا جا سکتا ہے۔ شکل 5.33 الف میں ایسے ایمپلیفائر کو دکھایا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کو کیسکوڈ ایمپلیفائر²⁷ کہتے ہیں۔

Q_{1a} اور Q_{3a} کو I برقی رو پر مائل رکھا جاتا ہے۔ یوں دونوں ٹرانزسٹروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I}{V_T}$$

$$r_e = \frac{1}{g_m}$$

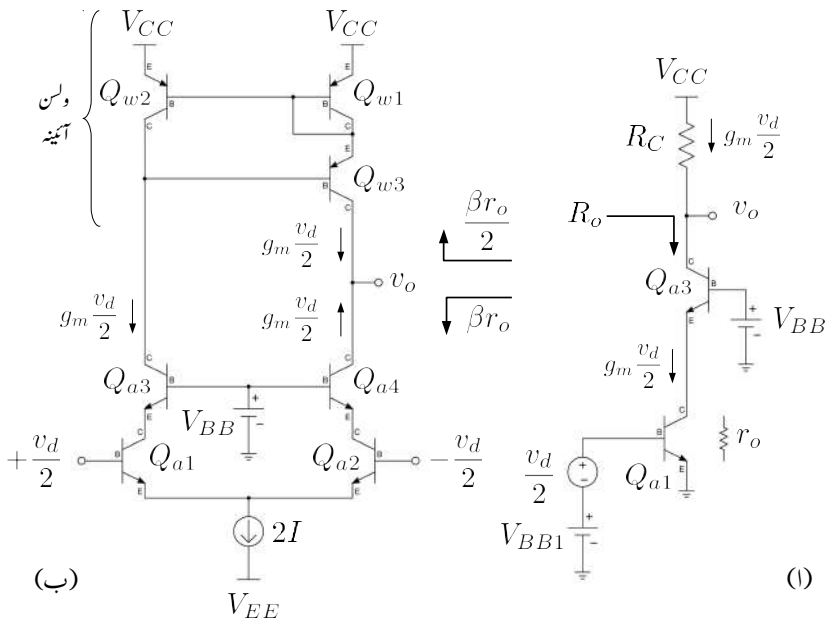
$$r_{be} = (\beta + 1) r_e$$

اگر Q_{1a} کو $\frac{v_d}{2}$ داخلی اشارہ مہیا کیا جائے تو اس کا $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔ یہی برقی رو Q_{3a} سے بھی گزرے گا یوں $i_{c3} = i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$ ہوئے لیتے ہوئے $\alpha \approx 1$ لہذا $v_o = -g_m R_C \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔

آئیں کیسکوڈ ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی خارجی مزاحمت R_o حاصل کریں۔ باریک اشاراتی تجزیہ کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ Q_{3a} کے ایمر اور برقی زمین کے مابین Q_{1a} کا r_o نسب ہے جبکہ Q_{3a} کا بیس برقی زمین پر ہے۔ ایسی صورت میں مساوات 5.109 اور مساوات 5.110 کی مدد سے R_o حاصل کیا جا سکتا ہے۔ موجودہ مسئلے میں R_E کی جگہ r_o نسب ہے لہذا مساوات 5.110 کو یوں لکھا جائے گا۔

$$R'_E = \frac{r_{be} r_o}{r_{be} + r_o}$$

²⁷ cascode amplifier
²⁸ کیسکوڈ کا نام فریڈرک وینٹن ہنٹ نے پہلی مرتبہ تجویز کیا۔



شکل 5.33: کیسکوڈا ایپلیٹاٹرز اور تفرقی کیسکوڈا ایپلیٹاٹرز

حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 5.109 سے $r_o \gg r_{be}$ کی بنا پر اس مساوات سے $R'_E \approx r_{be}$ حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 5.109 سے

$$\begin{aligned} R_o &= r_o (1 + g_m r_{be}) \\ &= r_o (1 + \beta) \\ &\approx \beta r_o \end{aligned} \quad (5.118)$$

حاصل ہوتا ہے۔ کیسکوڈ ایمپلیفائر میں R_C کی جگہ ٹرانزسٹر بوجھ بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔

دو کیسکوڈ ایمپلیفائر کو ملا کر تفرقی کیسکوڈ حاصل ہوتا ہے۔ شکل 5.33 ب میں ایسا ہی تفرقی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جہاں ولسن آئینے کو بطور برقی بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔ اس شکل میں Q_{a1} ، Q_{a3} ، Q_{a4} اور Q_{a2} ایک کیسکوڈ جبکہ Q_{w1} ، Q_{w2} اور Q_{w3} ولسن آئینے ہے جسے دو سرا کیسکوڈ ہے۔ انہیں ملا کر کیسکوڈ تفرقی جوڑی حاصل کی گئی ہے۔ Q_{w1} ، Q_{w2} اور Q_{w3} ولسن آئینے ہے جسے بطور برقی بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔

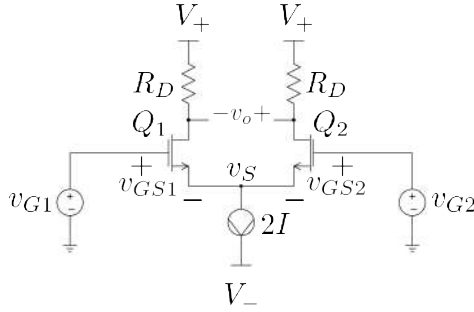
$\alpha = 1$ لیتے ہوئے تفرقی کیسکوڈ کا باریک اشاراتی حل حاصل کرتے ہیں۔ Q_{1a} کو $\frac{v_d}{2}$ داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے۔ یوں اس کا خارجی برقی رو $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔ یہی برقی رو Q_{a3} سے گزرتے ہوئے ولسن آئینے کو بطور داخلی برقی رو مہیا ہوتا ہے۔ یوں ولسن آئینے Q_{w3} سے $g_m \frac{v_d}{2}$ بطور عکس خارج کرے گا۔ کیسکوڈ کے دوسری جانب Q_{2a} کو $-\frac{v_d}{2}$ داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ یوں $i_{c2} = -g_m \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔ یہی برقی رو Q_{4a} سے بھی گزرے گا۔ ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت مساوات 5.117 کے تحت $\frac{\beta r_o}{2}$ ہے جبکہ کیسکوڈ کی خارجی مزاحمت مساوات 5.118 کے تحت βr_o ہے۔ ان دونوں متوازی جڑے خارجی مزاحمتوں کی نشاندہی شکل 5.33 ب میں کی گئی ہے۔ ان کی مجموعی مزاحمت $\frac{\beta r_o}{3}$ حاصل ہوتی ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} v_o &= \left(g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) \frac{\beta r_o}{3} \\ &= \frac{1}{3} g_m \beta r_o v_d \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $r_o = \frac{V_A}{I_C}$ اور $g_m = \frac{I_C}{V_T}$ لکھتے ہوئے

$$A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{1}{3} \beta \left(\frac{V_A}{V_T} \right) \quad (5.119)$$

حاصل ہوتا ہے۔ صفحہ 595 پر مساوات 5.97 سادہ تفرقی جوڑے کی افزائش دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیسکوڈ تفرقی ایمپلیفائر کی افزائش اس سے $\frac{2\beta}{3}$ گنا زیادہ ہے۔



شکل 5.34: ماسفیٹ کا بنیادی تفرقی جوڑا

5.13 ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے

شکل 5.34 میں دو یکساں بڑھاتے ماسفیٹ پر مبنی بنیادی تفرقی جوڑا دکھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں ماسفیٹ کو انفراسندہ رکھا جاتا ہے۔ ادنی برفی دباؤ کو نظر انداز کرتے ہوئے اسے حل کرتے ہیں۔ تفرقی اشارہ v_d سے مراد

$$v_d = v_{G1} - v_{G2}$$

ہے۔ چونکہ دونوں ماسفیٹ کے سورس آپس میں جڑے ہیں لہذا $v_{S1} = v_{S2} = v_S$ کے برابر ہو گا۔ یوں $v_{GS} = v_G - v_S$ کو $v_G = v_{GS} + v_S$ لکھتے ہوئے

$$(5.120) \quad \begin{aligned} v_d &= (v_{GS1} + v_S) - (v_{GS2} + v_S) \\ &= v_{GS1} - v_{GS2} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ دھیان رہے کہ v_{G1} اور v_{G2} تبدیل کرنے سے v_S بھی تبدیل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں $v_{GS1} = v_{GS2} = V_{GS}$ ہوتا ہے۔ اس صورت میں تفرقی جوڑے کے دونوں ماسفیٹ میں برابر یک سمتی برفی رو گزرتی ہے۔ تفرقی جوڑے میں کرخوف کے قانون برائے برفی رو کی مدد سے

$$(5.121) \quad i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں بدلتے اشارے کے عدم موجودگی ($v_d = 0$) میں اس مساوات سے $i_{DS1} = i_{DS2} = I$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.122) \quad I_{DS1} = I_{DS2} = I = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

بدلتے اشارے کے موجودگی میں

$$i_{DS1} = \frac{k_n}{2} (v_{GS1} - V_t)^2$$

$$i_{DS2} = \frac{k_n}{2} (v_{GS2} - V_t)^2$$

ہوں گے۔ آئیں i_{DS1} اور i_{DS2} کے ایسے مساوات حاصل کریں جن کا آزاد متغیرہ صرف v_d ہو۔ ایسا کرنے کی خاطر مندرجہ بالا دو مساوات کا جزر لیتے ہیں۔

$$\sqrt{i_{DS1}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS1} - V_t)$$

$$\sqrt{i_{DS2}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS2} - V_t)$$

$\sqrt{i_{DS1}}$ سے $\sqrt{i_{DS2}}$ کو منفی کرتے ہیں

$$\begin{aligned} \sqrt{i_{DS1}} - \sqrt{i_{DS2}} &= \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS1} - v_{GS2}) \\ &= \sqrt{\frac{k_n}{2}} v_d \end{aligned}$$

جہاں مساوات 5.120 کو استعمال کیا گیا۔ مساوات 5.121 سے i_{DS2} حاصل کر کے مندرجہ بالا مساوات میں پُر کرتے ہیں۔

$$\sqrt{i_{DS1}} - \sqrt{2I - i_{DS1}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} v_d$$

اس مساوات کا مربع لیتے ہیں

$$i_{DS1} + 2I - i_{DS1} - 2\sqrt{i_{DS1}}\sqrt{2I - i_{DS1}} = \frac{k_n}{2} v_d^2$$

$$2\sqrt{i_{DS1}}\sqrt{2I - i_{DS1}} = 2I - \frac{k_n}{2} v_d^2$$

اس کا دوبارہ مربع لیتے ہوئے دو درجی مساوات حاصل ہوتی ہے

$$4i_{DS1}(2I - i_{DS1}) = 4I^2 + \frac{k_n^2}{4} v_d^4 - 2Ik_n v_d^2$$

$$4i_{DS1}^2 - 8Ii_{DS1} + 4I^2 + \frac{k_n^2}{4} v_d^4 - 2Ik_n v_d^2 = 0$$

جس سے

$$\begin{aligned}
 i_{DS1} &= \frac{8I \mp \sqrt{64I^2 - 4 \times 4 \times \left(4I^2 + \frac{k_n^2}{4}v_d^4 - 2Ik_nv_d^2\right)}}{2 \times 4} \\
 &= I \mp \frac{\sqrt{2Ik_nv_d^2 - \frac{k_n^2}{4}v_d^4}}{2} \\
 &= I \mp \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی ($v_d = 0$) کی صورت میں اس مساوات سے $i_{DS1} = I$ حاصل ہوتا ہے جو کہ درست جواب ہے۔ شکل 5.34 کو دیکھ کر ہم کہہ سکتے ہیں کہ مثبت v_d کی صورت میں i_{DS1} کی قیمت I سے بڑھ جائے گی۔ یوں مندرجہ بالا مساوات سے i_{DS1} کا درست مساوات یوں لکھا جائے گا۔

$$(5.123) \quad i_{DS1} = I + \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2}$$

مساوات 5.121 کی مدد سے

$$\begin{aligned}
 i_{DS2} &= 2I - i_{DS1} \\
 &= 2I - \left[I + \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \right]
 \end{aligned}$$

یعنی

$$(5.124) \quad i_{DS2} = I - \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 5.122 کو ان دو طرز

$$\begin{aligned}
 \sqrt{k_n} &= \frac{\sqrt{2I}}{V_{GS} - V_t} \\
 \frac{k_n}{2I} &= \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2}
 \end{aligned}$$

پر بھی لکھا جا سکتا ہے جن کے استعمال سے مساوات 5.123 اور مساوات 5.124 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.125) \quad \begin{aligned} i_{DS1} &= I + \left(\frac{v_d}{2}\right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \\ i_{DS2} &= I - \left(\frac{v_d}{2}\right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \end{aligned}$$

صفحہ 486 پر مساوات 4.49 باریک اشارے کی تعریف $v_d \ll 2(V_{GS} - V_t)$ دیتا ہے۔ اگر داخلی اشارہ اس شرط پر پورا اترتا ہو تب مساوات 5.125 میں جزر کے اندر ایک سے منفی ہونے والے حصے کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے اور ان مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.126) \quad \begin{aligned} i_{DS1} &\approx I + \left(\frac{v_d}{2}\right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \\ i_{DS2} &\approx I - \left(\frac{v_d}{2}\right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \end{aligned}$$

صفحہ 486 پر مساوات 4.54 کے تحت

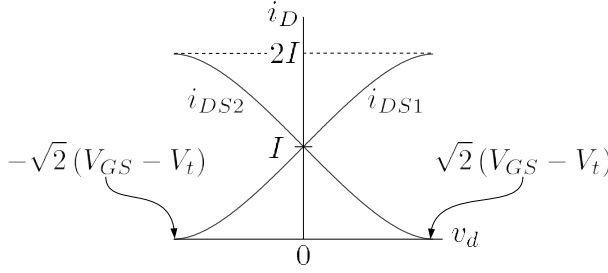
$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

کے برابر ہے جہاں I_{DS} ماسفیٹ سے گزرتی یک سمتی برقی رو ہے۔ مساوات 5.126 میں یک سمتی برقی رو کو I کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 5.126 کو

$$(5.127) \quad \begin{aligned} i_{DS1} &\approx I + g_m \left(\frac{v_d}{2}\right) \\ i_{DS2} &\approx I - g_m \left(\frac{v_d}{2}\right) \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 5.127 کا انتہائی سادہ مطلب ہے۔ مثبت بدلتے برقی اشارے کے موجودگی میں i_{DS1} کی قیمت میں $g_m \frac{v_d}{2}$ کا اضافہ ہوتا ہے جبکہ i_{DS2} کی قیمت میں اتنی ہی کمی رونما ہوتی ہے۔ i_{DS1} جمع i_{DS2} اب بھی $2I$ کے برابر ہے۔ i_{DS1} اور i_{DS2} میں اس بدلتی برقی رو کو i_d لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$(5.128) \quad i_d = g_m \left(\frac{v_d}{2}\right)$$



شکل 5.35: ماسفیٹ تفرقی جوڑے کے داخلی تفرقی برقی دباؤ بالمتقابل خارجی برقی رو کے خط

یوں

$$(5.129) \quad \begin{aligned} i_{DS1} &= I + i_d \\ i_{DS2} &= I - i_d \end{aligned}$$

کے برابر ہیں۔ v_d کی وہ قیمت جس پر تمام کی تمام $2I$ یک سمتی برقی رو کسی ایک ماسفیٹ میں منتقل ہو جاتی ہے کو مساوات 5.125 کی مدد سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ مثبت v_d کی صورت میں برقی رو Q_1 کو منتقل ہو گی۔ یوں جبکہ $i_{DS1} = 2I$ جبکہ $i_{DS2} = 0$ ہوں گے۔ مساوات 5.125 میں $i_{DS1} = 2I$ پُر کرتے حل کرنے سے

$$(5.130) \quad |v_d| = \sqrt{2}(V_{GS} - V_t)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت سے v_d کو مزید بڑھانے سے برقی رو میں مزید تبدیلی رونما نہیں ہو گی۔ اتنی ہی منفی داخلی برقی دباؤ کی صورت میں تمام کی تمام یک سمتی برقی رو Q_2 کو منتقل ہو جائے گی اور یوں جبکہ $i_{DS1} = 0$ جبکہ $i_{DS2} = 2I$ ہوں گے۔ شکل 5.35 میں مساوات 5.125 کے خط کھینچنے گئے ہیں۔ ان خطوط سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_d کی وہ قیمت جس پر تمام کی تمام برقی رو ایک جانب منتقل ہو جاتی ہے صفحہ 486 پر مساوات 4.49 میں بیان کئے باریک اشارے کی حد سے کم ہے۔

شکل 5.34 سے

$$\begin{aligned} v_{D1} &= V_+ - i_{DS1}R_D \\ v_{D2} &= V_+ - i_{DS2}R_D \end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned}
 v_0 &= v_{D2} - v_{D1} \\
 &= (V_+ - i_{DS2}R_D) - (V_+ - i_{DS1}R_D) \\
 &= i_{DS1}R_D - i_{DS2}R_D
 \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے مساوات 5.127 کے استعمال سے

$$\begin{aligned}
 v_o &= \left[I + g_m \frac{v_d}{2} \right] R_D - \left[I - g_m \frac{v_d}{2} \right] R_D \\
 &= g_m v_d R_D
 \end{aligned}$$

ماتا ہے جس سے تفرقی افزائش

$$(5.131) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_D$$

حاصل ہوتی ہے۔

مثال 5.11: شکل 5.34 میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں $2I = 200 \mu\text{A}$ ہے جبکہ $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1.2 \text{V}$ ہیں۔ V_{GS} اور g_m حاصل کرتے ہوئے v_d کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر تمام کی تمام برقی رو ایک ماسفیٹ کو منتقل ہو جاتی ہے۔

حل: $v_d = 0$ پر دونوں ماسفیٹ اپنے نقطہ کارکردگی پر ہوتے ہیں اور دونوں میں برابر $100 \mu\text{A}$ برقی رو پایا جاتا ہے۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے یوں

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 1.2)^2$$

لکھتے ہوئے 2.614V حاصل ہوتا ہے۔ صفحہ 486 پر مساوات 4.54 کے استعمال سے

$$g_m = \sqrt{2 \times 100 \times 10^{-6} \times 0.1 \times 10^{-3}} = 0.1414 \text{ mS}$$

اور مساوات 5.130 سے

$$|v_d| = \sqrt{2} (2.614 - 1.2) = 2 \text{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں $v_d = 2V$ پر تمام برقی رو Q_1 سے گزرے گا جبکہ $v_d = -2V$ پر تمام برقی رو Q_2 سے گزرے گا۔

مثال 5.12: مثال 5.11 میں $V_+ = 18V$ جبکہ $R_D = 50k\Omega$ کی صورت میں تفرقی جوڑے کی تفرقی افزائش حاصل کریں۔

حل: مساوات 5.131 کی مدد سے

$$A_d = 0.1414 \times 10^{-3} \times 50000 = 7.07 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 5.13: شکل 5.34 میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں $2I = 200\mu A$ ہے جبکہ $k_n = 0.1 \frac{mA}{V^2}$ اور $V_t = 1.2V$ ہیں۔ Q_2 کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے v_{GS1} ، v_{GS2} ، v_S اور v_{G1} کی قیمتیں مندرجہ ذیل صورتوں میں حاصل کریں۔

1. $i_{DS1} = 100\mu A$ ہے۔

2. $i_{DS1} = 150\mu A$ ہے۔

3. $i_{DS1} = 200\mu A$ ہے۔

حل:

1. $i_{DS1} = 100 \mu A$ کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت $i_{DS2} = 100 \mu A$ ہوگی۔ اس صورت میں دونوں ماسفیٹ میں برابر برقی رو ہوگا۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

سے $v_{GS1} = 2.614 V$ حاصل ہوتے ہیں۔ v_{GS2} بھی اتنا ہی ہوگا۔

یہاں غور کریں۔ ہمیں v_{GS1} معلوم ہے لیکن ہمیں v_{G1} معلوم نہیں ہے۔ اس کے برعکس ہمیں v_{GS2} معلوم ہونے کے ساتھ ساتھ یہ بھی معلوم ہے کہ اس Q_2 کے گیٹ برقی زمین پر ہے۔ یوں ہم جانتے ہیں کہ $v_{G2} = 0 V$ پر ہے۔

$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$ حاصل ہوتا ہے۔ اور $v_S = -2.614 V$ لکھتے ہوئے اور $v_{GS2} = v_{G2} - v_S$ میں حاصل کردہ v_S اور v_{GS1} کی قیمتیں پُر کرنے سے $v_{G1} = 0 V$ حاصل ہوتا ہے۔

2. $i_{DS1} = 150 \mu A$ کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت $i_{DS2} = 50 \mu A$ ہوگی۔ افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات سے دونوں ماسفیٹ کے v_{GS} حاصل کرتے ہیں۔ Q_1 کے مساوات سے

$$150 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

$$v_{GS1} = 2.932 V$$

اور Q_2 کے مساوات سے

$$50 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS2} - 1.2)^2$$

$$v_{GS2} = 2.2 V$$

حاصل ہوتے ہیں۔ Q_2 کے معلومات سے

$$v_{GS2} = v_{G2} - v_S = 0 - v_S$$

سے $v_S = -2.2 V$ اور یوں

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$2.932 = v_{G1} - (-2.2)$$

$$v_{G1} = 0.732 V$$

حاصل ہوتا ہے۔

3. $i_{DS1} = 200 \mu A$ کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت $i_{DS2} = 0 \mu A$ ہوگی۔ Q_1 کے مساوات سے

$$200 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

$$v_{GS1} = 3.2 V$$

اور Q_2 کے مساوات سے

$$0 = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS2} - 1.2)^2$$

$$v_{GS2} = 1.2 V$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$v_{GS2} = v_{G2} - v_S$$

$$1.2 = 0 - v_S$$

سے $v_S = -1.2 V$ اور

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$3.2 = v_{G1} - (-1.2)$$

$$v_{G1} = 2 V$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 5.14: مثال 5.13 میں $v_{G1} = 4 V$ کی صورت میں v_{GS1}, v_{GS2}, v_S اور v_{G1} کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل: مثال 5.13 میں دیکھا گیا کہ $v_{GS1} = 3.2 V$ کرنے سے تمام کی تمام برقی رو Q_1 کو منتقل ہو جاتی ہے۔ Q_1 کے گیٹ پر برقی دباؤ مزید بڑھانے سے i_{DS1} پر کوئی اثر نہیں پڑتا اور یہ $200 \mu A$ ہی رہتی ہے۔ یوں $v_{GS1} = 3.2 V$ ہی رہے گا۔ یوں

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$3.2 = 4 - v_S$$

سے $v_S = 0.8V$ حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$\begin{aligned} v_{GS2} &= v_{G2} - v_S \\ &= 0 - 0.8 \\ &= -0.8V \end{aligned}$$

ہوگا۔ اس صورت میں چونکہ $v_{GS2} < V_t$ ہے لہذا Q_2 منقطع ہوگا۔

5.14 داخلی انحرافی برقی دباؤ

ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں بھی ناقص پن پایا جاتا ہے۔ شکل 5.34 میں داخلی انحرافی برقی دباؤ²⁹ تین وجوہات سے پیدا ہو سکتا ہے۔ ڈرین پر نسب مزاحمتوں میں فرق، دونوں ماسفیٹ کے $\frac{W}{L}$ میں فرق اور دونوں ماسفیٹ کے V_t میں فرق وہ تین وجوہات ہیں۔ آئیں ان کے اثر کو باری باری دیکھیں۔

$$\begin{aligned} R_{D1} &= R_D + \Delta R_D \\ R_{D2} &= R_D - \Delta R_D \end{aligned} \quad (5.132)$$

کی صورت میں دونوں ماسفیٹ میں برابر برقی رو I تصور کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{D1} &= V_+ - I(R_D + \Delta R_D) \\ V_{D2} &= V_+ - I(R_D - \Delta R_D) \\ V_O &= V_{DS2} - V_{DS1} = 2I\Delta R_D \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو A_d سے تقسیم کرنے سے داخلی انحرافی برقی دباؤ حاصل ہوتا ہے۔ A_d کو مساوات 5.131 پیش کرتا ہے۔ صفحہ 486 پر مساوات 4.54 کے تحت $g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$ کے برابر ہے۔ یہاں I_{DS} کو I کہا گیا ہے۔ یوں

$$A_d = g_m R_D = \left(\frac{2I}{V_{GS} - V_t} \right) R_D$$

لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{OS} &= \frac{V_O}{A_d} \\ &= \frac{2I\Delta R_D}{\left(\frac{2I}{V_{GS}-V_t}\right) R_D} \end{aligned}$$

یعنی

$$(5.133) \quad V_{OS} = (V_{GS} - V_t) \left(\frac{\Delta R}{R}\right)$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب k_n میں فرق کے اثرات کو دیکھیں۔ تصور کریں کہ

$$(5.134) \quad \begin{aligned} \left(\frac{W}{L}\right)_1 &= \frac{W}{L} + \Delta \left(\frac{W}{L}\right) \\ \left(\frac{W}{L}\right)_2 &= \frac{W}{L} - \Delta \left(\frac{W}{L}\right) \end{aligned}$$

ہیں۔ ایسی صورت میں

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_{n1}}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ i_{DS2} &= \frac{k_{n2}}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \end{aligned}$$

ہوں گے۔ i_{DS2} کے مساوات کو i_{DS1} کی مساوات سے تقسیم کرتے ہوئے

$$\frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} = \frac{\frac{k_{n2}}{2} (V_{GS} - V_t)^2}{\frac{k_{n1}}{2} (V_{GS} - V_t)^2} = \frac{k_{n2}}{k_{n1}}$$

ملتا ہے جس کے دونوں جانب ایک جمع کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} \frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} + 1 &= \frac{k_{n2}}{k_{n1}} + 1 \\ \frac{i_{DS2} + i_{DS1}}{i_{DS1}} &= \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}} \\ \frac{2I}{i_{DS1}} &= \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں تیسرے قدم پر مساوات 5.121 کے تحت $i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$ لکھا گیا۔ مندرجہ بالا مساوات کو الٹا کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} \frac{i_{DS1}}{2I} &= \frac{k_{n1}}{k_{n2} + k_{n1}} \\ &= \frac{k'_n \left[\frac{W}{L} + \Delta \left(\frac{W}{L} \right) \right]}{k'_n \left[\frac{W}{L} - \Delta \left(\frac{W}{L} \right) + \frac{W}{L} + \Delta \left(\frac{W}{L} \right) \right]} \\ &= \frac{\left[\frac{W}{L} + \Delta \left(\frac{W}{L} \right) \right]}{2 \frac{W}{L}} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$(5.135) \quad i_{DS1} = I \left[1 + \frac{\Delta \left(\frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 5.121 کو استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} i_{DS2} &= 2I - i_{DS1} \\ &= 2I - I \left[1 + \frac{\Delta \left(\frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right] \end{aligned}$$

سے

$$(5.136) \quad i_{DS2} = I \left[1 - \frac{\Delta \left(\frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان i_{DS1} اور i_{DS2} کے استعمال سے

$$(5.137) \quad V_{OS} = (V_{GS} - V_t) \left[\frac{\Delta \left(\frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔

آخر میں دونوں ماسفیٹ کے V_t میں فرق کے اثرات کو دیکھتے ہیں۔ فرض کریں کہ

$$(5.138) \quad \begin{aligned} V_{t1} &= V_t + \Delta V_t \\ V_{t2} &= V_t - \Delta V_t \end{aligned}$$

ہیں۔ اس صورت میں

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t - \Delta V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 - \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t + \Delta V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 + \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں $(V_{GS} - V_t)$ کو قوصین کے باہر لایا گیا۔ دونوں مساوات میں دائیں جانب قوصین کھولتے ہیں۔

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} + \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} + \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2\right] \end{aligned}$$

اگر $\Delta V_t \ll (V_{GS} - V_t)$ ہو تب $\left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2$ کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ ان مساوات میں

$$I = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

پُر کرنے سے انہیں

$$i_{DS1} = I \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right]$$

$$i_{DS2} = I \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right]$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں

$$v_{D1} = V_+ - i_{DS1}R_D$$

$$v_{D2} = V_+ - i_{DS2}R_D$$

سے

$$V_O = (i_{DS1} - i_{DS2})R_D$$

$$= -4IR_D \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right)$$

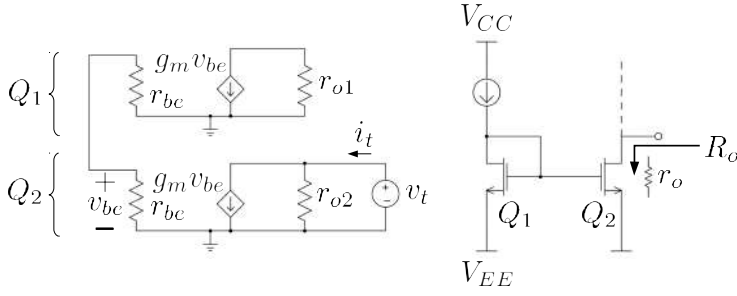
اور

$$(5.139) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = -2\Delta V_t$$

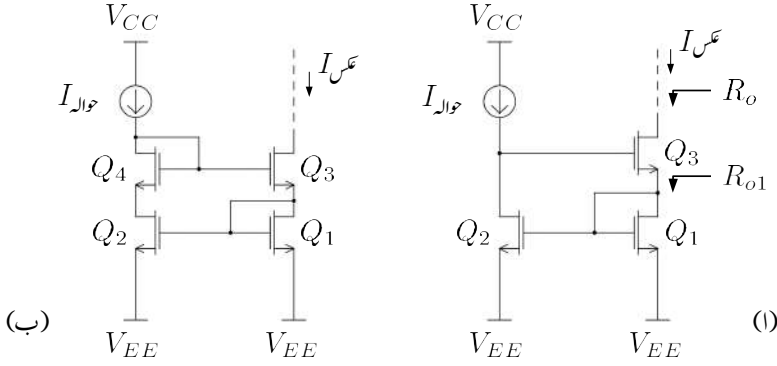
حاصل ہوتا ہے۔ ΔR_S اور $\Delta \left(\frac{W}{L} \right)$ کی وجہ سے پیدا V_{OS} کو کم رکھنے کی خاطر ماسفیٹ کو کم سے کم $(V_{GS} - V_t)$ پر چلایا جاتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹرز کے تفرقی جوڑے میں داخلی انحرافی برقی دباؤ دونوں بازوؤں کے R_C میں فرق اور دونوں ٹرانزسٹروں کے I_S میں فرق کی بنا پر پیدا ہوتا ہے۔ ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں داخلی انحرافی برقی دباؤ پیدا کرنے کی تیسری وجہ V_t بھی پائی جاتی ہے۔

5.15 ماسفیٹ آئینہ برقی رو

شکل 5.36 میں ماسفیٹ کا سادہ آئینہ برقی رو دکھایا گیا ہے جس کو دیکھتے ہی ہم کہہ سکتے ہیں کہ $R_0 = r_{o2}$ کے برابر ہے۔ آئیں یہی نتیجہ ماسفیٹ ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے حاصل کریں۔ خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر Q_2 کے ڈرین پر باریک اشاراتی v_t لاگو کرتے ہوئے i_t کا تخمینہ لگا کر $\frac{v_t}{i_t}$ سے خارجی مزاحمت R_0 حاصل کیا جاسکتا ہے۔ شکل 5.36 میں دونوں ٹرانزسٹرز کے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 5.36: سادہ آئینے کی خارجی مزاحمت

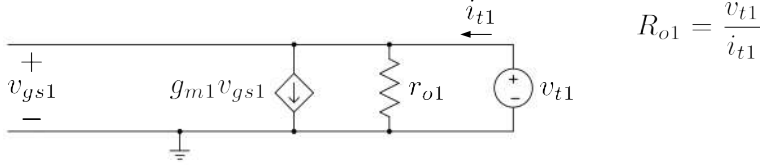


شکل 5.37: ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت

بھی دکھایا گیا ہے۔ v_t کی عدم موجودگی میں دونوں ٹرانزسٹرز کے $v_{be} = 0V$ رہتے ہیں جس کی بنا پر دونوں کے $g_m v_{be} = 0A$ ہوں گے۔ v_t لاگو کرنے سے دونوں ٹرانزسٹروں کے v_{be} پر برقی دباؤ تبدیل نہیں ہوتا لہذا اب بھی دونوں کے $g_m v_{be} = 0A$ ہی ہوں گے۔ اس طرح $i_t = \frac{v_t}{r_{o2}}$ ہو گا جس سے $R_o = r_{o2}$ حاصل ہوتا ہے۔

جیسے آپ جانتے ہیں کہ آئینے کی خارجی مزاحمت جتنی زیادہ ہو اتنا بہتر ہے۔ آئینے ماسفیٹ کے ولسن آئینے پر غور کریں اور دیکھیں کہ اس کی خارجی مزاحمت کتنی حاصل ہوتی ہے۔

شکل 5.37 الف میں ولسن آئینہ برقی رو دکھایا گیا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹرز سے بنائے گئے ولسن آئینے میں ماسفیٹ استعمال کرنے سے یہ دور حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 5.37 ب میں Q_4 کا اضافہ کرتے ہوئے Q_1 اور Q_2 کے V_{DS} برابر کر دئے گئے ہیں۔ ایسا کرنے سے ولسن آئینے میں ارلی برقی دباؤ کا اثر ختم ہو جاتا ہے۔



شکل 5.38: ماسیفٹ بطور ڈایوڈ

خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر شکل 5.37 الف میں Q_3 کے ڈرین پر v_t لاگو کرتے ہوئے i_t کا تخمینہ لگاتے ہیں۔ خارجی مزاحمت ان دونوں کی شرح کو کہتے ہیں۔ آئیں پہلے Q_1 پر غور کریں۔

صفحہ 416 پر شکل 3.131 میں دو جوڑ ٹرانزسٹرز کے کلکٹر اور بیس کو آپس میں جوڑ کر ڈایوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 5.37 الف میں Q_1 کو اسی طرز پر جوڑا گیا ہے۔ آئیں شکل 5.37 الف میں Q_1 کا خارجی مزاحمت R_{o1} حاصل کریں۔ حاصل کرنے کی خاطر Q_1 کے ڈرین پر v_{t1} لاگو کرتے ہوئے i_t کا تخمینہ لگاتے ہیں۔ شکل 5.38 میں ایسا کرتے ہوئے Q_1 کا باریک اشاراتی مساوی دور بنایا گیا ہے۔ چونکہ ڈرین اور گیٹ آپس میں جڑے ہیں لہذا $v_{gs1} = v_t$ ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{t1} &= g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \\ &= g_{m1}v_{t1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

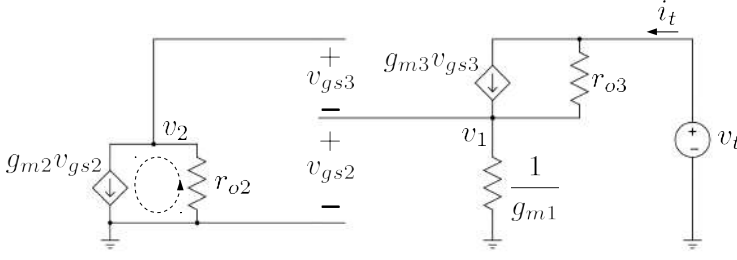
$$(5.140) \quad R_{o1} = \frac{v_{t1}}{i_{t1}} = \frac{r_{o1}}{1 + g_{m1}r_{o1}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $1 \gg g_{m1}r_{o1}$ کی بنا پر اس مساوات کو

$$(5.141) \quad R_{o1} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

لکھا جاسکا ہے۔ اس مساوات کے تحت ڈایوڈ کے طرز پر جڑے ماسیفٹ کو مزاحمت $\frac{1}{g_m}$ تصور کیا جاسکتا ہے۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے۔

شکل 5.37 الف میں Q_1 کی جگہ مزاحمت $\frac{1}{g_{m1}}$ جبکہ بقایا ٹرانزسٹروں کے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 5.39 حاصل ہوتا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ یہی مساوی دور ہے۔



شکل 5.39: ماسیفٹ ولسن آئینے کا باریک اشاراتی مساوی دور

شکل 5.39 میں Q_1 کے ڈرین پر برقی دباؤ کو v_1 کہا گیا ہے۔ تمام کی تمام i_t مزاحمت $\frac{1}{g_{m1}}$ سے گزرتی ہے لہذا $i_t = g_{m1} v_1$ کے برابر ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_1 دراصل v_{gs2} ہی ہے لہذا

$$(5.142) \quad v_{gs2} = v_1 = \frac{i_t}{g_{m1}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں Q_2 کے ریاضی نمونہ میں

$$g_{m2} v_{gs2} = \frac{g_{m2} i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی برقی رو r_{o2} میں برقی زمین سے جوڑ v_2 کی جانب رواں ہے۔ یوں

$$v_2 = -\frac{g_{m2} r_{o2} i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہے۔ چونکہ $v_{gs3} = v_2$ ہی ہے لہذا

$$(5.143) \quad v_{gs3} = -\frac{g_{m2} r_{o2} i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہے۔ یوں کر خوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned} i_t &= g_{m3} v_{gs3} + \frac{v_t - v_1}{r_{o3}} \\ &= -\frac{g_{m2} g_{m3} r_{o2} i_t}{g_{m1}} + \frac{v_t - g_{m1} i_t}{r_{o3}} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسری قدم پر مساوات 5.142 اور مساوات 5.143 کا استعمال کیا گیا۔ اس کو

$$i_t + \frac{g_{m2}g_{m3}r_{o2}i_t}{g_{m1}} + \frac{g_{m1}i_t}{r_{o3}} = \frac{v_t}{r_{o3}}$$

لکھتے ہوئے

$$(5.144) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = r_{o3} + \frac{g_{m2}g_{m3}r_{o2}r_{o3}}{g_{m1}} + g_{m1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر تمام ماسیفٹ بالکل یکساں ہوں تب $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$ اور $r_{o2} = r_{o3} = r_o$ لکھا جا سکتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات میں درمیانی جزو بقایا دو اجزاء سے بہت بڑی ہے لہذا پہلی اور آخری اجزاء کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$(5.145) \quad R_o \approx g_m r_o^2$$

حاصل ہوتا ہے۔

5.15.1 منبع دباؤ کے اثرات سے آزاد منبع رو

مختلف آئینہ برقی رو پر تبصرے کے دوران یہ تصور کیا گیا کہ I_{D1} ایک مستقل مقدار ہے جس پر منبع دباؤ V_{CC} اور V_{EE} کا کوئی اثر نہیں۔ آئینے ایک ایسے منبع دو³⁰ پر غور کریں جس کی پیدا کردہ برقی رو پر V_+ ، V_- وغیرہ کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔ ایسے منبع رو کو شکل 5.40 میں دکھایا گیا ہے۔

تمام ماسیفٹ کو افزائندہ تصور کریں۔ Q_3 اور Q_4 مل کر منبع برقی رو بناتے ہیں جسے اب تک ہم دیکھتے آ رہے ہیں۔ Q_3 اور Q_4 بالکل یکساں ہیں۔ یوں $I_{D1} = I_{D2}$ ہو گا۔ آئینے اب Q_1 اور Q_2 پر غور کریں۔ Q_1 کا برقی رو I_{D1} ہی ہے۔ اسی طرح Q_2 کا برقی رو I_{D2} ہی ہے۔ یوں

$$I_{D1} = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_t)^2$$

$$I_{D2} = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

current source³⁰

ان دونوں برقی رو کو برابر لکھتے ہوئے

$$(5.146) \quad \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_t)^2 = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.147) \quad V_{GS1} = V_{GS2} + I_{D2}R$$

مساوات 5.147 کو مساوات 5.146 میں پُر کرتے ہوئے R کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$\frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t)^2 = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

دونوں اطراف کا جزر لیتے ہوئے

$$\sqrt{\left(\frac{W}{L} \right)_1} (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t) = \sqrt{\left(\frac{W}{L} \right)_2} (V_{GS2} - V_t)$$

سے

$$R = \frac{V_{GS2} - V_t}{I_{D2}} \left[\sqrt{\left(\frac{W}{L} \right)_2} - 1 \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ I_{D2} کی مساوات سے

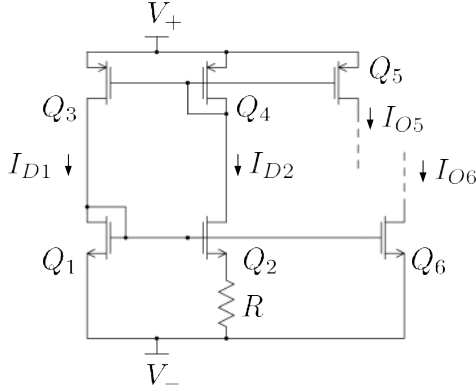
$$V_{GS2} - V_t = \sqrt{\frac{I_{D2}}{\frac{k'_n}{2}}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$(5.148) \quad R = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{k'_n I_{D2}}} \left[\sqrt{\left(\frac{W}{L} \right)_2} - 1 \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کی مزاحمت اس بات کو یقینی بنائے گی کہ $I_{D1} = I_{D2}$ ہوں گے۔ چونکہ $R \geq 0$ ہوتا ہے لہذا

$$\left(\frac{W}{L} \right)_2 \geq \left(\frac{W}{L} \right)_1$$



شکل 5.40: منبع دباؤ کے اثرات سے پاک منبع رو

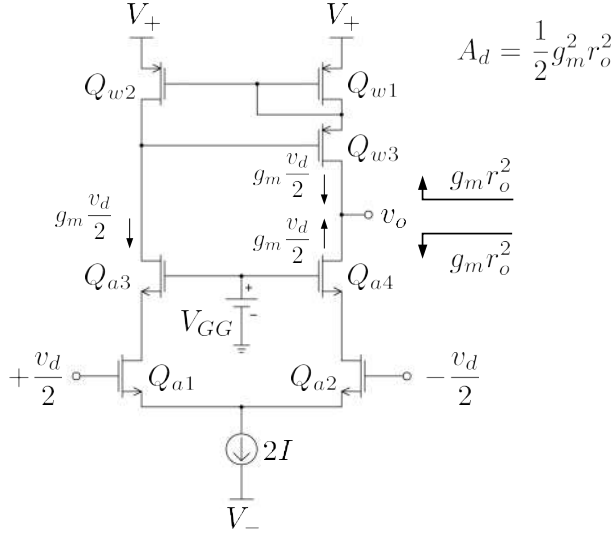
ہو گا۔ Q_1 کے برقی رو کے عکس لینے کی خاطر V_{GS1} برقی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں Q_6 سے I_{O6} حاصل کیا گیا ہے جسے I_{O5} سے ظاہر کیا گیا ہے۔ اسی طرح Q_4 کے برقی رو کے عکس لینے کی خاطر V_{GS4} برقی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں Q_5 سے I_{O5} حاصل کیا گیا ہے جسے I_{O6} سے ظاہر کیا گیا ہے۔

I_{D1} اور I_{D2} اس وقت تک V_+ اور V_- کے اثرات سے آزاد رہتے ہیں جب تک Q_2 اور Q_3 افزا سندانہ رہیں۔ یاد رہے کہ Q_1 کا گیٹ اور اس کا ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ہر صورت افزا سندانہ ہی رہتا ہے۔ اسی طرح Q_4 کا گیٹ اور ڈرین بھی آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ماسفیٹ بھی ہر صورت افزا سندانہ ہی رہتا ہے۔

اور Q_4 کا V_{SG4}

5.16 ماسفیٹ کیسکوڈ تفرقی ایمپلیفائر

شکل 5.41 میں ماسفیٹ سے بنایا گیا کیسکوڈ تفرقی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں ولسن آئینے کو بطور برقی بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔ ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت گزشتہ حصے میں حاصل کی گئی۔ آئینے کیسکوڈ کی خارجی مزاحمت بھی حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر Q_{a4} کے ڈرین پر v_t مہیا کرتے ہوئے i_t کا تخمینہ لگائیں گے۔ $\frac{v_t}{i_t}$ خارجی مزاحمت ہو گا۔



شکل 5.41: ماسیفٹ کیسکوڈ تفرقی ایمپلیفائر

شکل 5.42 میں کیسکوڈ ایمپلیفائر کا مطلوبہ حصہ دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی دونوں ماسیفٹ کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی دور بھی بنایا گیا ہے جہاں تفرقی داخلی اشارہ $v_d = 0$ رکھا گیا ہے۔ چونکہ Q_{a2} کا سورس اور گیٹ دونوں برقی زمین پر ہیں لہذا $v_{gs2} = 0$ ہے۔ یوں $g_{m2}v_{gs2} = 0$ ہو گا۔ اس طرح Q_{a2} کی جگہ صرف r_{o2} نسبت کیا جاسکتا تھا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تمام کی تمام r_{o2} سے گزرتی ہے لہذا $v_1 = i_t r_{o2}$ کے برابر ہے۔ شکل سے صاف ظاہر ہے کہ $v_{gs4} = -v_1$ ہے یوں

$$(5.149) \quad \begin{aligned} v_1 &= i_t r_{o2} \\ v_{gs4} &= -i_t r_{o2} \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned} i_t &= g_{m4}v_{gs4} + \frac{v_t - v_1}{r_{o4}} \\ &= -i_t g_{m4}r_{o2} + \frac{v_t - i_t r_{o2}}{r_{o4}} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسری قدم پر مساوات 5.149 کا سہارا لیا گیا۔ اس مساوات کو

$$i_t + i_t g_{m4} r_{o2} + \frac{i_t r_{o2}}{r_{o4}} = \frac{v_t}{r_{o4}}$$

لکھتے ہوئے

$$(5.150) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = r_{o4} + g_{m4} r_{o2} r_{o4} + r_{o2}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں درمیانی جزو بقایا دو اجزاء سے بہت بڑی ہے لہذا پہلی اور تیسری جزو کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ اگر تمام ماسٹیف بالکل یکساں ہوں تب $g_{m2} = g_{m4} = g_m$ اور $r_{o2} = r_{o4} = r_o$ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$(5.151) \quad R_o = g_m r_o^2$$

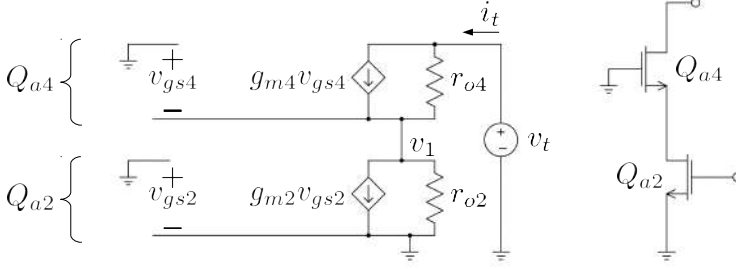
حاصل ہوتا ہے۔ شکل 5.41 میں اس خارجی مزاحمت کو دکھایا گیا ہے۔ کیسکوڈ تفرقی جوڑے کی خارجی مزاحمت اور ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت آپس میں متوازی جڑے ہیں لہذا ان کا مجموعہ $\frac{g_m r_o^2}{2}$ ہو گا۔ یوں کیسکوڈ تفرقی ایمپلینٹائر کا خارجی اشارہ

$$v_o = \left(g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) (g_m r_o^2)$$

ہو گا جس سے

$$(5.152) \quad A_d = \frac{1}{2} g_m^2 r_o^2$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 5.42: ماسفیٹ کی کوڈ کا خارجی مزاحمت

سوالات

سوال 5.1: شکل 5.1 میں $R_C = 15\text{ k}\Omega$ ، $I = 0.5\text{ mA}$ ، $V_{EE} = -10\text{ V}$ ، $V_{CC} = 10\text{ V}$ اور $\alpha = 0.97$ ہیں۔ $v_{B1} = v_{B2} = -2\text{ V}$ کی صورت میں v_o حاصل کریں۔ مشترکہ اشارے کی بلند تر قیمت حاصل کریں۔

جواب: 0 V ، $V_{CM} \leq 3.15\text{ V}$

سوال 5.2: شکل 5.1 میں $R_C = 15\text{ k}\Omega$ ، $I = 0.25\text{ mA}$ ، $V_{EE} = -10\text{ V}$ ، $V_{CC} = 10\text{ V}$ اور $\alpha = 0.97$ ہیں۔ $v_{B1} = -2\text{ V}$ اور $v_{B2} = -3.1\text{ V}$ کی صورت میں v_o حاصل کریں۔

جواب: 7.35 V

سوال 5.3: مساوات 5.18 حاصل کریں۔

سوال 5.4: سوال 5.2 میں $v_{B1} = -2.1\text{ V}$ اور $v_{B2} = -2.101\text{ V}$ کی صورت میں v_o حاصل کریں۔

سوال 5.5: مساوات 5.24 حاصل کریں۔

سوال 5.6: i_{DS1} کو i_{DS2} پر تقسیم کرتے ہوئے مساوات 5.136 حاصل کریں۔

سوال 5.7: مساوات 5.137 حاصل کریں۔

سوال 5.8: اگر شکل 5.23 میں Q_{11} کا لبریزی برقی رو $I_5 \times 4$ ہو تب $v_O = 0V$ حاصل کرنے کے لئے درکار R_{B8} حاصل کریں۔

جواب: $25.2 k\Omega$

سوال 5.9: شکل 5.23 میں $V_{CC} = 15V$ ، $V_{EE} = -15V$ ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کا $\beta = 100$ ہے۔ Q_9 کا $I_{D9} = 1mA$ درکار ہے۔ R_{C9} حاصل کریں۔ I_{C5} کا شامل کرتے ہوئے $V_{C2} = V_{C3} = 7.5V$ حاصل کرنے کی خاطر R_{C2} حاصل کریں۔ $V_{C5} = 10V$ حاصل کرنے کی خاطر R_{C5} حاصل کریں۔ $I_{C7} = 0.5mA$ کے لئے درکار R_{E7} حاصل کریں۔ $v_O = 0V$ اور $I_{E8} = 6mA$ حاصل کرنے کے لئے درکار R_{B8} اور R_{E8} حاصل کریں۔

جوابات: $R_{C9} = 28.6 k\Omega$ ، $R_{C2} = 4.2857 k\Omega$ ، $R_{C5} = 3.33 k\Omega$ ، $R_{E7} = 8.6 k\Omega$ ، $R_{B8} = 31.4 k\Omega$ اور $R_{E8} = 2.5 k\Omega$

سوال 5.10: سوال 5.9 میں R_{C5} کی کس قیمت پر Q_5 غیر افزائندہ ہو جائے گا۔ یاد رہے کہ ٹرانزسٹر اس وقت غیر افزائندہ ہوتا ہے جب اس کا $V_{CB} \leq 0.5V$ ہو۔

جواب: $5.333 k\Omega$

سوال 5.11: سوال 5.9 میں چاروں ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات: $2 M\Omega$ ، $3.33 k\Omega$ ، $860 k\Omega$ اور $250 k\Omega$

سوال 5.12: سوال 5.9 میں تمام تفرقی ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرتے ہوئے کل افزائش A_d حاصل کریں۔

جوابات: $12 \frac{V}{V}$ ، $-100 \frac{V}{V}$ ، $-3.65 \frac{V}{V}$ ، $1 \frac{V}{V}$ ، $4380 \frac{V}{V}$

سوال 5.13: سوال 5.9 میں $v_d = 200 \mu V$ ہے۔ پہلے، دوسرے، تیسرے اور چوتھے تفرقی ایمپلیفائر کے خارجی اشارے دریافت کریں۔

جواب: $2.4 mV$ ، $0.24 V$ ، $0.876 V$ ، $0.876 V$

سوال 5.14: سوال 5.9 میں A_i حاصل کرتے ہوئے A_d کی قیمت حاصل کریں۔

سوال 5.15: صفحہ 610 پر شکل 5.29 ب میں $R_{D1} = 10 k\Omega$ جبکہ $R_E = 12 k\Omega$ ہیں۔ I_{E1} حاصل کریں۔

جواب: $I_{D1} = 0.83 \text{ mA}$ اور $I_{D2} = 9.3 \mu\text{A}$ حاصل ہوتے ہیں۔ اس جواب کو گراف کی مدد سے باآسانی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ اس کے علاوہ بار بار حل کرتے ہوئے بہتر سے بہتر جواب حاصل کرتے ہوئے بھی جواب حاصل کیا جاسکتا ہے۔

سوال 5.16: صفحہ 612 پر شکل 5.30 الف میں ولسن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا $\beta = 100$ جبکہ ارلی برقی دباؤ $V_A = 150 \text{ V}$ ہے۔ $I_{D1} = 1.5 \text{ mA}$ کی صورت میں خارجی مزاحمت R_o حاصل کریں۔

$$R_o = 5 \text{ M}\Omega, r_o = 100 \text{ k}\Omega: \text{جواب}$$

سوال 5.17: صفحہ 633 پر شکل 5.36 میں ماسفیٹ ولسن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ $V_A = 50 \text{ V}$ اور $k_n = 0.4 \frac{\text{mA}^2}{\text{V}}$ لیتے ہوئے $I_{DS} = 1.5 \text{ mA}$ پر آئینے کی خارجی مزاحمت R_o اور انفرانش A_d حاصل کریں۔

$$A_d = 666 \frac{\text{V}}{\text{V}}, R_o = 1.22 \text{ M}\Omega: \text{جواب}$$

سوال 5.18: صفحہ 617 پر شکل 5.33 میں تفرقی کیسکوڈ ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ اگر $\beta = 100$ اور $V_A = 200 \text{ V}$ ہوں تب A_d کی قیمت کیا ہوگی؟ اگر $v_d = 0.00002 \sin \omega t$ ہو تب v_o کیا ہوگا؟

$$v_o = 5.34 \sin \omega t, A_d = 267 \frac{\text{kV}}{\text{V}}: \text{جوابات}$$

الباب 6

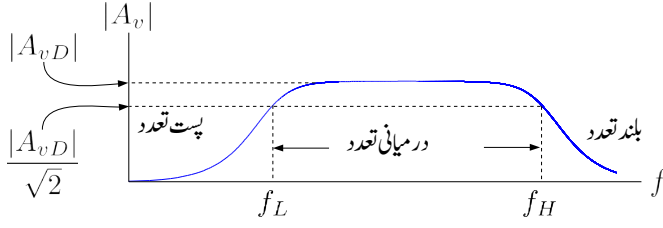
ایمپلیفائر کا تعددی رد عمل اور فلٹر

6.1 پست تعددی رد عمل

ٹرانزسٹر باب کے حصہ 3.10.6 میں ایمپلیفائر میں کپیسٹر کا استعمال دکھایا گیا جہاں کپیسٹر کی قیمت لا محدود تصور کرتے ہوئے ادوار حل کئے گئے۔ اس باب میں کپیسٹر کے کردار پر تفصیلاً بحث کی جائے گی اور اس کی قیمت تعین کرنا سکھایا جائے گا۔

اس باب میں افزائش کی حتمی قیمت $|A|$ کو افزائش ہی پکارا جائے گا۔ جہاں وضاحت کی ضرورت ہو وہاں اسے افزائش کی حتمی قیمت کہہ کر پکارا جائے گا۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش A_v (یا A_i) کے حتمی قیمت کی تعددی رد عمل عموماً شکل 6.1 کے طرز پر ہوتی ہے۔ ایسا خط عموماً لاگ۔ لاگ¹ محور پر کھینچا جاتا ہے۔ ایمپلیفائر کی زیادہ سے زیادہ افزائش A_{vD} (A_{iD}) درمیانی تعدد پر رونما ہوتی ہے جبکہ بہت کم اور بہت زیادہ تعدد پر اس کی قیمت گھٹ جاتی ہے۔ شکل میں f_L اور f_H دو ایسے تعدد کی وضاحت کی ہے جس پر افزائش کم ہوتے ہوئے $\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ (یا $\frac{|A_{iD}|}{\sqrt{2}}$) ہو جاتی ہے۔ f_L کو پست انقطاعی تعدد² جبکہ f_H کو بلند انقطاعی تعدد³ کہتے ہیں۔ ایمپلیفائر کی تعددی رد عمل کی بات کرتے ہوئے تعدد کی تین خطے یا حدود کا عموماً ذکر ہوتا ہے جنہیں پست

¹ log-log
² low cut-off frequency
³ high cut-off frequency



شکل 6.1: عمومی تعددی رد عمل

تعدد⁴، درمیانی تعدد⁵ اور بلند تعدد⁶ کے حدود⁷ کہتے ہیں۔ A_{vD} لکھتے ہوئے زیر نوشت میں D اس حقیقت کو ظاہر کرتا ہے کہ افزائش کی یہ قیمت درمیانی⁸ تعدد پر پائی جاتی ہے۔ اگرچہ f_L سے کم تعدد یا f_H سے زیادہ تعدد پر بھی ایپلیفائر کو استعمال کیا جا سکتا ہے البتہ ان خطوں میں ایپلیفائر کی افزائش کم ہوتی ہے۔ اسی لئے f_L تا f_H کو ایپلیفائر کا دائرہ کار کردگی⁹ B کہتے ہیں یعنی

$$(6.1) \quad B = f_H - f_L$$

اگر $f_H \gg f_L$ ہو تب $B \approx f_H$ لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$(6.2) \quad B \approx f_H$$

مشترکہ امیٹرز ٹرانزسٹر ایپلیفائر تک داخلی اشارے کی رسائی عموماً بذریعہ جفتی کپیسٹر C_B ¹⁰ کی جاتی ہے جبکہ اس سے خارجی اشارے کی حصول عموماً بذریعہ جفتی کپیسٹر C_C کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ قصوری کپیسٹر C_E ¹¹ اشارے کو مزاحمت R_E کے متبادل راستہ فراہم کرتے ہوئے افزائش بڑھاتا ہے۔ اس باب کے پہلے چند حصوں میں ان کپیسٹروں کا پست انقطاعی تعدد کے ساتھ تعلق پر غور کیا جائے گا۔ کم تعدد پر ان کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ بڑھ جاتی ہے جس کی وجہ سے A_v (A_i) کی قیمت گھٹتی ہے۔ یوں یہی بیرونی¹² کپیسٹر پست انقطاعی تعدد f_L کی قیمت تعیین کرتے ہیں۔ حقیقت میں پست انقطاعی تعدد f_L کا دارومدار کپیسٹر C_E پر ہوتا ہے۔ بلند تعدد پر ان تمام

low frequency⁴mid frequency⁵high frequency⁶limits⁷8 نظر درمیانی کے پہلے حرف "د" کی آواز سے D حاصل کی گئی ہےband⁹coupling capacitor¹⁰bypass capacitor¹¹12 C_C ، C_E ، C_B وغیرہ بیرونی کپیسٹر ہیں جنہیں ٹرانزسٹر کے ساتھ جوڑا جاتا ہے

بیرونی کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ نہایت کم ہو جاتی ہے اور انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔ مثال 6.10 میں بیرونی نسب کپیسٹر کی وجہ سے پیدا بلند انقطاعی نکتہ دکھایا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر کے $B-E$ اور $B-C$ جوڑ پر اندرونی کپیسٹر $C_{b'e}$ اور $C_{b'c}$ پائے جاتے ہیں۔ درمیانی تعدد اور اس سے کم تعدد پر ان اندرونی کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ اتنی زیادہ ہوتی ہے کہ انہیں کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ بلند تعدد پر ان کی برقی رکاوٹ کم ہو جاتی ہے اور انہیں نظر انداز کرنا ممکن نہیں رہتا۔ انہیں اندرونی کپیسٹروں کی وجہ سے بلند تعدد پر A_v (A_i) کی قیمت کھٹتی ہے۔ یوں اندرونی کپیسٹر بلند انقطاعی تعدد f_H کی قیمت تعین کرتے ہیں۔

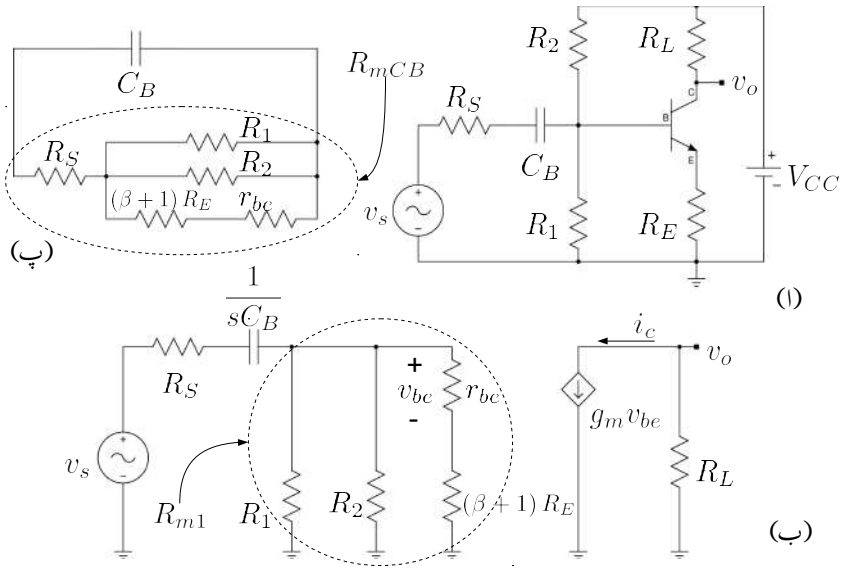
کم تعدد پر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرتے وقت صرف بیرونی کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ اندرونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ اسی طرح بلند تعدد پر صرف اندرونی کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا جاتا ہے اور درمیانی تعدد پر بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور جبکہ اندرونی کپیسٹروں¹³ کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔

اس باب میں تمام مساوات لاپلاس بدل¹⁴ استعمال کرتے ہوئے s کے ساتھ لکھے جائیں گے۔ سائن نما اشارات کے لئے s کی جگہ $j\omega$ لکھتے ہوئے جوابات حاصل کئے جاتے ہیں۔

6.2 بیس سرے پر کپیسٹر C_B

ایمپلیفائر استعمال کرتے وقت اس کے داخلی اور خارجی جانب مختلف چیزیں جوڑی جاسکتی ہیں مثلاً لاؤڈ سپیکر یا دوسرا ایمپلیفائر۔ ایسی بیرونی اشیاء جوڑتے وقت یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی اپنی جگہ برقرار رہے۔ کپیسٹر ایک سمتی برقی رو کے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا کپیسٹر کے ذریعہ ایمپلیفائر کو داخلی جانب اشارہ فراہم کرنے یا ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے کپیسٹر کے ذریعہ اشارہ حاصل کرنے سے ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شکل 6.2 الف میں ایسا ہی کرتے ہوئے کپیسٹر C_B کے ذریعہ داخلی اشارے کو ایمپلیفائر تک پہنچایا گیا ہے۔

¹³ ٹرانزسٹر ریاضی نمونے میں پائے جانے والے کپیسٹر مثلاً $C_{b'e}$ وغیرہ ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹر ہیں
¹⁴ Laplace transform



شکل 6.2: بایپسٹر C_B کا کردار

C_B پر توجہ رکھنے کی خاطر شکل میں C_E اور C_C نہیں استعمال کئے گئے۔ شکل 6.2 ب میں اسی کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں نقطہ دار دائرے میں بند کل مزاحمت کو R_{m1} لکھا گیا ہے یعنی

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

شکل ب کے لئے لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_b} \right) \left(\frac{v_b}{v_s} \right) \\ &= (-R_L) (g_m) \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left(\frac{R_{m1}}{R_S + \frac{1}{sC_B} + R_{m1}} \right) \\ &= (-R_L) (g_m) \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left(\frac{sR_{m1}C_B}{s(R_S + R_{m1})C_B + 1} \right) \end{aligned}$$

مندرجہ بالا مساوات میں $j\omega$ کو s لکھا گیا ہے۔ مساوات کے آخری قوسین میں کسر کے اوپر والے حصے سے $R_{m1}C_B$ اور اس کے نچلے حصے سے $(R_S + R_{m1})C_B$ باہر نکالتے ہوئے مندرجہ ذیل مساوات حاصل ہوتا ہے۔

$$A_v = -R_L g_m \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left(\frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{(R_S + R_{m1})C_B}} \right)$$

جیسے شکل 6.2 پ میں وضاحت کی گئی ہے کہ v_s کو قصر دور تصور کرتے ہوئے، C_B کے متوازی کل مزاحمت کی قیمت $(R_S + R_{m1})$ ہے جسے R_{mCB} ¹⁵ لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.3) \quad A_v = -R_L g_m \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left(\frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{R_{mCB}C_B}} \right)$$

اگر اس مساوات میں تعدد ω کی قیمت بتدریج بڑھائی جائے تو آخری قوسین کی قیمت ایک (1) تک پہنچنے کی کوشش کرے گی۔ اگرچہ اس مساوات کو حاصل کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کا پست تعدد ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا تھا جو صرف کم اور درمیانی تعدد کے لئے درست ہے مگر فی الحال اس بحث میں پڑے بغیر تصور کرتے ہیں کہ ω کی

¹⁵ R_{mCB} لکھتے ہوئے اس میں R_m سے مراد متوازی مزاحمت جبکہ C_B سے مراد کیپیسٹر ہے

قیمت لا محدود کر دی جاتی ہے۔ یوں

$$A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = -R_L g_m \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left(\frac{\infty}{\infty + \frac{1}{R_{mCB}C_B}} \right)$$

حاصل ہوتا ہے جسے درمیانی تعدد کی افزائش A_{vD} کہتے ہیں۔

$$(6.4) \quad A_{vD} = A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = -R_L g_m \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right)$$

A_{vD} کو نکلی محدود کے طرز پر یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(6.5) \quad A_{vD} = |A_{vD}| \angle \theta_D$$

جہاں

$$(6.6) \quad |A_{vD}| = (R_L) (g_m) \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right)$$

$$(6.7) \quad \theta_D = \pi$$

کے برابر ہیں۔ مندرجہ بالا مساوات میں $|A_{vD}|$ افزائش کی حتمی قیمت جبکہ θ_D افزائش کا زاویہ ہے۔ A_{vD} کے استعمال سے مساوات 6.3 کو مندرجہ ذیل طریقے سے لکھ سکتے ہیں۔

$$(6.8) \quad A_v = A_{vD} \left(\frac{s}{s + \frac{1}{R_{mCB}C_B}} \right)$$

مساوات 6.3 کو نکلی محدود کے طرز پر یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(6.9) \quad A_v = |A_v| \angle \theta$$

جہاں

$$(6.10) \quad |A_v| = |A_{vD}| \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B} \right)^2}}$$

$$\theta = -\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} (\omega R_{mCB}C_B)$$

ہیں۔ اگرچہ مساوات 6.4 حتمی طور پر صرف لامحدود تعدد کے لئے درست ہے لیکن جیسے آپ مثال 6.1 میں دیکھیں گے کہ درمیانی سطح کے تعدد کے لئے بھی یہی مساوات صحیح جوابات دیتا ہے۔ یوں A_{vD} کو ایمپلیفائر کی درمیانی تعدد کی افزائش کہتے ہیں۔

مثال 6.1: شکل 6.2 الف میں گزشتہ کئی مثالوں کی طرح

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15 \text{ V} & \beta &= 179 \\ R_L &= 75 \text{ k}\Omega & R_E &= 15 \text{ k}\Omega \\ R_1 &= 320 \text{ k}\Omega & R_2 &= 1.7 \text{ M}\Omega \\ R_S &= 5 \text{ k}\Omega & C_B &= 0.1 \text{ nF} \end{aligned}$$

لیتے ہوئے مندرجہ ذیل تعدد پر افزائش A_v حاصل کریں۔

1. لامحدود

$$f = 1 \text{ MHz} \quad .2$$

$$f = 100 \text{ kHz} \quad .3$$

$$f = 10 \text{ kHz} \quad .4$$

$$f = 1 \text{ kHz} \quad .5$$

حل: یک سمتی تجزیہ سے مندرجہ ذیل g_m ، $r_{b'e}$ اور r_e حاصل ہوتے ہیں۔

$$g_m = 4.064 \text{ mS}$$

$$r_{be} = 44.045 \text{ k}\Omega$$

$$r_e \approx 246 \Omega$$

1. لامحدود تعدد یعنی $f = \infty$ پر مساوات 6.4 کی مدد سے A_{vD} کی قیمت

$$\begin{aligned}
 A_{vD} &= (-75000) (0.004064) \left(\frac{44045}{44045 + 180 \times 15000} \right) \left(\frac{245238}{5000 + 245238} \right) \\
 &= -4.79463 \\
 &= 4.79463/\pi
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر افزائش کو نکلی محمد کے طرز پر لکھا گیا ہے۔ اس جواب کے مطابق داخلی اشارے کا حیظ 4.79463 گنا بڑھے گا اور اس کے زاویہ میں π ریڈین یعنی 180 کی تبدیلی رونما ہوگی۔

2. 1MHz پر مساوات 6.8 کی مدد سے

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10^6 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -4.79443 - j0.03049 \\
 &= 4.7945/\underline{-3.13523}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ افزائش کی حتمی قیمت لامحدود تعدد پر 4.79463 تھی جبکہ اب اس کی قیمت 4.7945 ہو گئی ہے۔ ان دو قیمتوں میں فرق کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ زاویہ -179.635 یعنی تقریباً 180.36 ہے۔

3. $f = 100 \text{ kHz}$ پر

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 100 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -4.7753 - j0.30372 \\
 &= 4.78495/\underline{-3.0781}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اب بھی افزائش تقریباً A_{vD} کے برابر ہے۔

4. $f = 10 \text{ kHz}$ پر

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -3.4137 - j2.1712 \\
 &= 4.04567/\underline{-2.5751}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ 10 kHz پر افزائش کی قیمت قدر کم ہو گئی ہے یعنی اس کی موجودہ قیمت A_{vD} کے 84% ہے

$$\frac{4.04567}{4.79463} \times 100 = 84\%$$

جبکہ زاویہ -147° ہے۔

5. $f = 1 \text{ kHz}$ پر

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 1 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\ &= -0.1157 - j0.7357 \\ &= 0.7447 / -1.7268 \end{aligned}$$

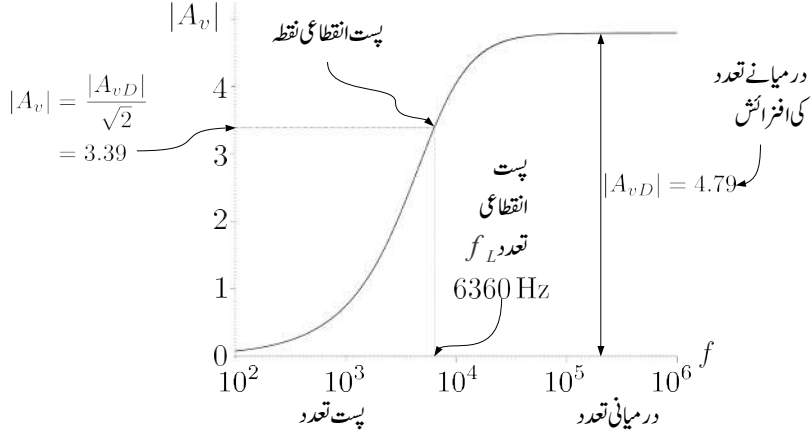
حاصل ہوتا ہے جو کہ نہایت کم افزائش ہے۔ ایک کلو ہرٹز کے تعدد پر حاصل کی گئی افزائش A_{vD} کے صرف 15% ہے۔

$$\frac{0.7447}{4.79463} \times 100 = 15\%$$

ایک کلو ہرٹز کے کم تعدد پر افزائش کا نہایت کم ہو جانا صاف ظاہر ہے۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ ایک خاص حد سے زیادہ تعدد پر افزائش کی قیمت کو تقریباً A_{vD} کے برابر تصور کیا جا سکتا ہے۔ البتہ اس حد سے کم تعدد پر افزائش کی قیمت کم ہو جاتی ہے۔ بوڈا خط¹⁶ اس قسم کے معلومات کو ظاہر کرنے کا ایک نہایت عمدہ طریقہ ہے۔ موجودہ مسئلے میں افزائش بالمقابل تعدد کو بوڈا خط کے طرز پر شکل 6.3 میں کھینچا گیا ہے جہاں تعدد کو لاگ¹⁷ پیمانے پر دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں زیادہ تعدد پر افزائش تبدیل نہیں ہوتی اور $|A_{vD}|$ ہی رہتی ہے۔ حقیقت میں بلند تعدد¹⁸ پر بھی افزائش کم پڑ جاتی ہے۔ موجودہ حصے میں صرف پست تعدد¹⁹ پر افزائش کے کم ہونے پر غور کیا جائے گا۔ زیادہ تعدد پر افزائش کے کم ہونے پر آگے جا کر غور کیا جائے گا۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ کم تعدد پر یہ ایملیفائر داخلی اشارہ کو نہیں بڑھائے گا۔ تعدد

Bode plot¹⁶
log¹⁷
high frequency¹⁸
low frequency¹⁹



شکل 6.3: پست انقطاعی تعدد

بتدریج کم کرتے ہوئے، جس تعدد پر افزائش کی قیمت کم ہوتے ہوئے $|A_{vD}|$ کے $\frac{1}{\sqrt{2}}$ گنا ہو جائے اسی کو انقطاعی نقطہ تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 6.3 میں $f = 6360 \text{ Hz}$ پر $|A_v| = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ ہو جاتا ہے۔ یوں ہم کہیں گے کہ یہ ایپلیفائر 6360 Hz سے کم تعدد کے اشارات کو نہیں بڑھاتا۔ جیسا کہ پہلے ذکر کیا گیا، زیادہ تعدد پر بھی ایپلیفائر کی افزائش کم ہو جاتی ہے یوں موجودہ نقطے کا پورا نام پست انقطاعی نکتہ ہے جبکہ اس نقطے پر تعدد f_L کو پست انقطاعی تعدد²⁰ پکارا جاتا ہے۔

مساوات 6.10 سے ہم پست انقطاعی تعدد حاصل کر سکتے ہیں۔ ایسا کرنے کی خاطر اس تعدد کو ω_L لکھتے ہوئے مساوات کو $|A_v| = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ (یعنی درمیانی تعدد پر افزائش سے 3 dB کم) کے لئے حل کرتے ہیں

$$\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}} = |A_{vD}| \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$

low cut-off frequency²⁰

دونوں جانب کا مربع لیتے ہوئے

$$\frac{1}{2} = \frac{\omega_L^2}{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}$$

سے

$$(6.11) \quad \omega_L = \frac{1}{R_{mCB}C_B}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_{mCB}C_B}$$

ہو۔ اس طرح مساوات 6.8 لکھنے کا بہتر انداز یوں ہے۔

$$(6.12) \quad A_v = A_{vD} \left(\frac{s}{s + \omega_L} \right)$$

مندرجہ بالا مساوات اور شکل 6.2 کو ایک ساتھ دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ f_L کی قیمت داخلی کیپیسٹر C_B اور اس کے ساتھ متوازی کل مزاحمت R_{mCB} پر منحصر ہے۔ مثال 6.1 میں یوں

$$f_L = \frac{1}{2\pi (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}} = 6360 \text{ Hz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 6.2: مندرجہ بالا مثال 6.1 میں صرف C_B کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے ایسپلیٹرز کو انسانی آواز کا حیث بڑھانے کے قابل بنائیں۔

حل: انسان 20 Hz تا 20 kHz کی آواز سن سکتا ہے۔ اگر C_B کو 20 Hz گزرنے کی غرض سے منتخب کیا جائے تو یہ اس سے زیادہ تمام تعدد کے اشارات کو بھی گزارے گا اور یوں 20 kHz کے اشارے کو کوئی مسئلہ درپیش نہیں آئے گا۔ اگرچہ f_L کو 20 Hz پر رکھتے ہوئے بھی C_B حاصل کیا جاتا ہے لیکن ہم جانتے ہیں کہ f_L پر افزائش کم ہو جاتی ہے لہذا ہم f_L کو درکار تعدد سے دس گنا کم یعنی 2 Hz پر رکھتے ہوئے مساوات 6.11 کی مدد سے C_B حاصل کرتے ہیں۔

$$C_B = \frac{1}{2\pi f_L (R_{mCB})}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 2 \times 250238}$$

$$= 0.318 \times 10^{-6} = 0.318 \mu\text{F}$$

6.3 ایمٹر سرے پر کپیسٹر C_E

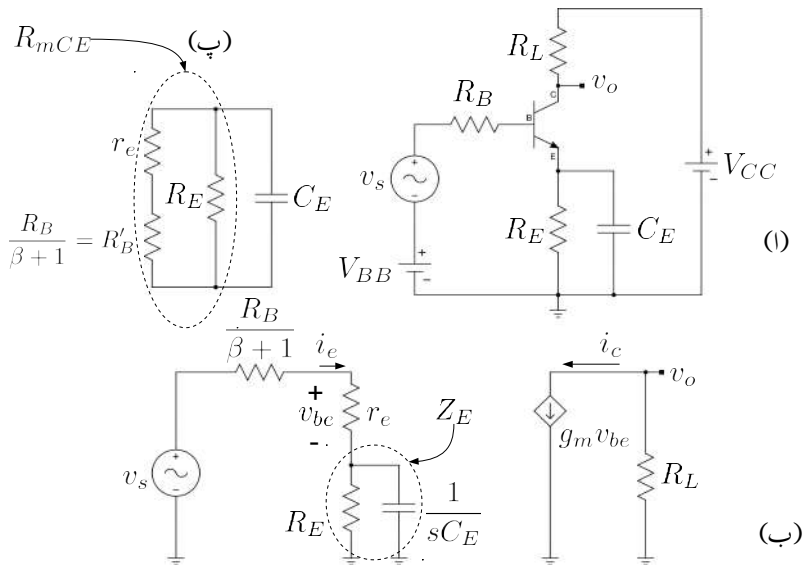
ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے علاوہ β میں تبدیلی سے نقطہ کارکردگی میں تبدیلی رونما ہونے کو R_E کے استعمال سے کم کیا جاتا ہے۔ البتہ ایپلیٹاؤر کی افزائش بڑھانے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے پر کم سے کم مزاحمت ہو۔ ان دو متضاد شرائط پر پورا اترتا دور شکل 6.4 الف میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ کپیسٹر C_E ایک سمتی برقی رو کے لئے کھلے دور کا کردار ادا کرتا ہے لہذا اس کے استعمال سے یک سمتی متغیرات متاثر نہیں ہوتے۔ C_E کو یوں چنا جاتا ہے کہ درکار تعدد پر اس کی بوقی رکاوٹ R_E سے کم ہو۔ چونکہ C_E مزاحمت R_E کے متوازی جڑا ہے لہذا بدلتی رو کے نقطہ نظر سے ٹرانزسٹر کے ایمٹر پر کل رکاوٹ R_E سے کم ہو جاتی ہے اور یوں افزائش بڑھتی ہے۔ اس حصے میں C_E پر توجہ رکھنے کی خاطر C_B اور C_C کا استعمال نہیں کیا گیا۔

شکل 6.4 ب میں شکل 6.4 الف کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس سے ہم افزائش کی مساوات لکھ سکتے ہیں۔ باریک اشاراتی دور میں بیس جانب کے مزاحمت کے عکس ایمٹر جانب دکھائے گئے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ایمٹر جانب کے مزاحمت کا عکس، بیس جانب $(\beta + 1)$ گنا زیادہ نظر آتا ہے جبکہ بیس جانب مزاحمت کا عکس، ایمٹر جانب $(\beta + 1)$ گنا کم نظر آتا ہے۔ یوں بیس جانب کے مزاحمت R_B اور r_{be} کے عکس، ایمٹر جانب $\frac{R_B}{\beta+1}$ اور $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ نظر آئیں گے۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right) \\ (6.13) \quad &= (-R_L) (g_m) \left(\frac{r_e}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + Z_E} \right) \end{aligned}$$

جہاں

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_E} &= sC_E + \frac{1}{R_E} \\ (6.14) \quad Z_E &= \frac{1}{sC_E + \frac{1}{R_E}} \end{aligned}$$



شکل 6.4: کیپٹور C_E کا کردار

اور

$$(6.15) \quad r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$$

ہیں۔ شکل ب میں v_s کو نظر انداز کرتے ہوئے C_E کے متوازی کل مزاحمت کو R_{mCE} لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$(6.16) \quad \frac{1}{R_{mCE}} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R'_B + r_e}$$

کے برابر ہے۔ شکل پ میں اس مزاحمت کی وضاحت کی گئی ہے۔

مساوات 6.13 میں $\frac{R_B}{\beta+1}$ کو R'_B لکھتے ہوئے اور اس میں مساوات 6.14 سے Z_E کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$A_v = (-R_L)(g_m) \left(\frac{r_e}{R'_B + r_e + \frac{1}{sC_E + \frac{1}{R_E}}} \right)$$

آخری قوسین کو $(sC_E + \frac{1}{R_E})$ سے ضرب اور تقسیم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= -R_L g_m r_e \left(\frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{(R'_B + r_e) (sC_E + \frac{1}{R_E}) + 1} \right) \\ &= -R_L g_m r_e \left(\frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E (R'_B + r_e) + \frac{(R'_B + r_e)}{R_E} + 1} \right) \end{aligned}$$

نچلے جانب $(R'_B + r_e)$ باہر نکالتے ہیں۔

$$A_v = -\frac{R_L g_m r_e}{(R'_B + r_e)} \left(\frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E + \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R'_B + r_e}} \right)$$

اس مساوات کے آخری قدم پر مساوات 6.16 استعمال کرتے ہوئے اسے مزید حل کرتے ہیں۔

$$A_v = -\left(\frac{R_L g_m r_e}{R'_B + r_e} \right) \left(\frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E + \frac{1}{R_{mCE}}} \right)$$

کسر کے اوپر اور نیچے سے C_E باہر نکالتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$(6.17) \quad A_v = - \left(\frac{R_L g_m r_e}{R'_B + r_e} \right) \left(\frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{1}{R_{mCE} C_E}} \right)$$

اس کو مساوات 6.12 کے طرز پر لکھتے ہیں یعنی

$$(6.18) \quad A_v = A_{vD} \left(\frac{s + \omega_1}{s + \omega_2} \right)$$

یا

$$(6.19) \quad \begin{aligned} A_v &= A_{vD} \left(\frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} \right) \\ &= A_{vD} \left(\frac{j2\pi f + 2\pi f_1}{j2\pi f + 2\pi f_2} \right) \\ &= A_{vD} \left(\frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \end{aligned}$$

جہاں

$$(6.20) \quad \begin{aligned} \omega_1 &= 2\pi f_1 = \frac{1}{R_E C_E} \\ \omega_2 &= 2\pi f_2 = \frac{1}{R_{mCE} C_E} \end{aligned}$$

اور

$$(6.21) \quad A_{vD} = - \left(\frac{R_L g_m r_e}{R'_B + r_e} \right)$$

کے برابر ہیں۔ کسی بھی تعدد ω پر

$$(6.22) \quad |A_v| = |A_{vD}| \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_1^2}}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}}$$

ہوگا۔

مساوات 6.18 میں ω کی قیمت کو ω_1 اور ω_2 سے بہت زیادہ تصور کرتے ہوئے انفرانش کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ اس زیادہ تعدد کو $\omega \rightarrow \infty$ تصور کرتے ہوئے

$$(6.23) \quad A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = A_{vD} \left(\frac{j\infty + \omega_1}{j\infty + \omega_2} \right) = A_{vD}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں A_{vD} درمیانی تعدد پر انفرانش ہے۔

عموماً ایپلیٹرز مساوات 3.33 کے تحت تخلیق دئے جاتے ہیں جس کے مطابق R_E کی قیمت $\frac{R_B}{(\beta+1)}$ سے بہت زیادہ ہوتی ہے۔ اگر مساوات 3.33 کے شرط کو قدر تبدیل کر کے یوں بیان کیا جائے کہ

$$(6.24) \quad R_E \gg \frac{R_B}{\beta+1} + r_e$$

تب مساوات 6.18 کا صفر²² اس کے قطب²³ سے کم تعدد پر پایا جائے گا یعنی

$$(6.25) \quad \omega_1 \ll \omega_2$$

عموماً $\frac{R_B}{\beta+1} \gg r_e$ ہوتا ہے اور یوں مساوات 6.24 اور مساوات 3.33 کو تقریباً ایک ہی شرط تصور کیا جاسکتا ہے۔ انفرانش $|A_v|$ اس وقت درمیانی تعدد کے $|A_{vD}|$ سے 3 dB کم ہوگی جب

$$(6.26) \quad |A_v| = |A_{vD}| \sqrt{\frac{\omega_L^2 + \omega_1^2}{\omega_L^2 + \omega_2^2}} = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$$

ہو۔ مندرجہ بالا مساوات میں مطلوبہ تعدد کو ω_L لکھا گیا ہے جسے حل کرتے حاصل ہوتا ہے

$$(6.27) \quad \omega_L = \sqrt{\omega_2^2 - 2\omega_1^2} \approx \omega_2$$

جہاں مساوات 6.25 کے تحت ω_1 کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اگر ω_2^2 کی قیمت $2\omega_1^2$ سے کم ہو تب مندرجہ بالا مساوات کے تحت $|A_v|$ کبھی بھی $|A_{vD}|$ سے 3 dB کم نہیں ہوگا اور یوں ω_L نہیں پایا جائے گا۔

مثال 6.3: شکل 6.4 الف میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15 \text{ V} & V_{BB} &= 2.376 \text{ V} \\ R_L &= 75 \text{ k}\Omega & R_E &= 15 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 269.3 \text{ k}\Omega & \beta &= 179 \\ C_E &= 10 \text{ nF} \end{aligned}$$

ہیں۔ A_{vD} اور f_L حاصل کرتے ہوئے $|A_v|$ کا خط کھینچیں۔

حل: ان قیمتوں سے

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{2.376 - 0.7}{\frac{269.3 \times 10^3}{179+1} + 15000} = 101.6 \mu\text{A} \\ g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{101.6 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 4.064 \text{ mS} \\ r_e &= \frac{1}{4.064 \times 10^{-3}} = 246 \Omega \end{aligned}$$

اور

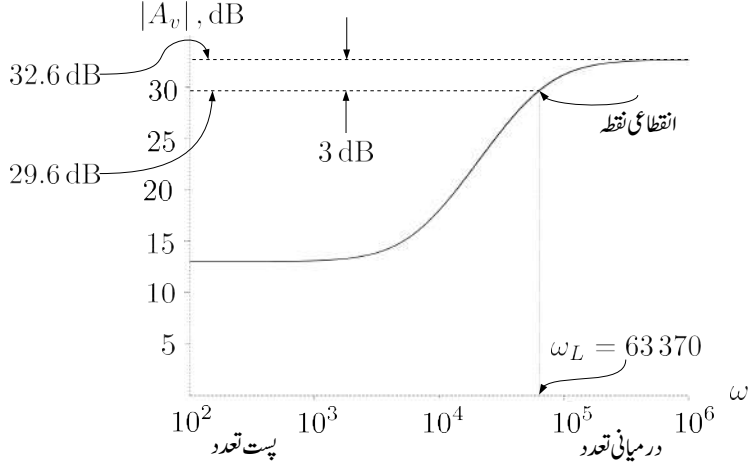
$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{mCE}} &= \frac{1}{15000} + \frac{1}{\frac{269300}{179+1} + 246} \\ R_{mCE} &= 1560.83 \Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں $\frac{R_B}{\beta+1} + r_e = 1742 \Omega$ بنتا ہے جو کہ R_E سے بہت کم ہے۔ مساوات 6.20 کے تحت

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{15000 \times 10 \times 10^{-9}} = 6666 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ \omega_2 &= \frac{1}{1560.83 \times 10 \times 10^{-9}} = 64068 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ ω_2 کی قیمت $2\omega_1^2$ کے قیمت سے زیادہ ہے لہذا مساوات 6.27 کے تحت

$$\begin{aligned} \omega_L &= \sqrt{64068^2 - 2 \times 6666^2} = 63370 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ f_L &= \frac{63370}{2 \times \pi} = 10 \text{ kHz} \end{aligned}$$



شکل 6.5: C_E سے حاصل ω_L

حاصل ہوتا ہے۔ اگر اس مساوات میں $2\omega_1^2$ کو نظر انداز کیا جائے تب ω_L کی قیمت $64068 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ حاصل ہوتی ہے۔ ان دو جوابات میں نہایت کم فرق ہے۔

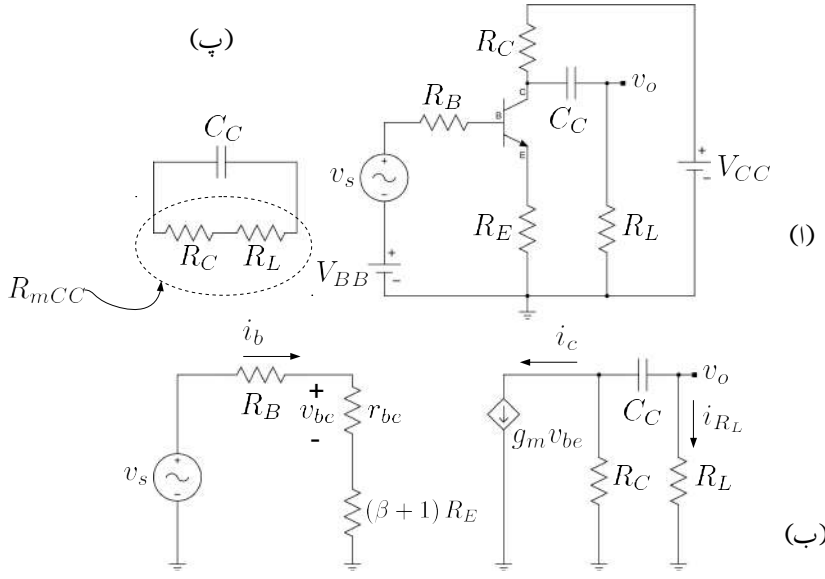
مساوات 6.21 سے درمیانی تعدد کی افزائش حاصل کرتے ہیں۔

$$A_{vD} = -\frac{75000 \times 4.064 \times 10^{-3} \times 246}{\frac{269300}{179+1} + 246} = -43 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

اور یوں کسی بھی تعدد پر افزائش کی مساوات مندرجہ ذیل ہوگی۔

$$(6.28) \quad A_v = -43 \left(\frac{s + 6666}{s + 64068} \right)$$

شکل 6.5 میں $|A_v| = 43 \sqrt{\frac{\omega^2 + 6666^2}{\omega^2 + 64068^2}}$ کا خط کھینچا گیا ہے جس میں افقی محدود پر $\log \omega$ اور عمودی محدود پر $20 \log |A_v|$ رکھے گئے ہیں۔ یوں عمودی محدود سے افزائش کو ڈیسی بیل²⁴ میں پڑھا جائے گا۔

شکل 6.6: کپیسٹر C_C کے اثرات6.4 کلکٹر سرے پر کپیسٹر C_C

ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ کپیسٹر C_C کے ذریعہ حاصل کرنے سے یک سمتی متغیرات متاثر نہیں ہوتے۔ شکل 6.6 الف میں کلکٹر سرے سے C_C کے ذریعہ خارجی اشارے کو درکار مقام یعنی R_L تک پہنچایا گیا ہے۔ شکل 6.6 ب میں اسی کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا۔ سلسلہ وار جڑے R_L اور C_C کا برقی رکاوٹ Z

$$Z = R_L + \frac{1}{sC_C}$$

ہے۔ برقی رو کے تقسیم کی مساوات سے R_C کے ساتھ متوازی جڑے برقی رکاوٹ Z میں i_{R_L} یوں حاصل کیا جائے گا۔

$$i_{R_L} = - \left(\frac{R_C}{R_C + Z} \right) i_c$$

جہاں منفی کی علامت اس لئے پیدا ہوئی کہ i_{R_L} کی سمت i_c کے الٹ رکھی گئی۔

انفرانش کی مساوات یوں لکھی جائے گی۔

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{v_o}{i_{R_L}} \right) \left(\frac{i_{R_L}}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

$$= (R_L) \left(-\frac{R_C}{R_C + Z} \right) (g_m) \left(\frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right)$$

منفی کی علامت باہر نکالتے ہوئے، $\frac{R_C}{R_C + Z}$ میں Z کی قیمت پر کر کے اسے دائیں منتقل کرتے ہیں۔

$$A_v = - (R_L) (g_m) \left(\frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_C}} \right)$$

$$= - \left(\frac{R_L g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{sR_C}{(R_C + R_L) \left(s + \frac{1}{(R_C + R_L)C_C} \right)} \right)$$

جہاں دائیں جانب آخری کسر میں نیچے $(R_C + R_L)$ باہر نکالا گیا ہے۔ اسی کسر کے اوپر حصے سے R_C اور اس کے نیچے حصے سے $(R_C + R_L)$ کو مساوات کے بائیں جانب منتقل کرتے ہوئے اسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(6.29) \quad A_v = - \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \left(\frac{g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{(R_C + R_L)C_C}} \right)$$

$$= A_{vD} \left(\frac{s}{s + \omega_L} \right)$$

جہاں

$$(6.30) \quad A_{vD} = A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = - \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \left(\frac{g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right)$$

$$\omega_L = \frac{1}{(R_C + R_L)C_C}$$

کے برابر ہیں۔

6.5 بوڈا خطوط

ایپلیٹائر کے انفرانشن بالمقابل تعدد کے خط کو عموماً بوڈا خط²⁵ کے طرز پر کھینچا جاتا ہے²⁶۔ انفرانشن کی حتمی قیمت بالمقابل تعدد اور انفرانشن کا زاویہ بالمقابل تعدد کے خط علیحدہ علیحدہ کھینچے جاتے ہیں جنہیں حتمی قیمت بالمقابل تعدد کا بوڈا خط اور زاویہ بالمقابل تعدد کا بوڈا خط پکارا جاتا ہے۔ حتمی قیمت بالمقابل تعدد کے بوڈا خط میں افقی محور پر $\log \omega$ یا $\log f$ جبکہ اس کے عمودی محور پر $20 \log |A_v|$ رکھے جاتے ہیں۔ یوں عمودی محور پر حتمی قیمت ڈیسی بیل²⁷ میں پائی جائے گی۔ زاویہ بالمقابل تعدد کے بوڈا خط میں افقی محور پر $\log \omega$ یا $\log f$ جبکہ عمودی محور پر زاویہ θ رکھا جاتا ہے۔ بوڈا خطوط کو سمجھنے کی خاطر مساوات 6.19 کو مثال بناتے ہوئے انفرانشن کی حتمی قیمت بالمقابل تعدد کا بوڈا خط کھینچتے ہیں۔ مساوات میں

$$A_{vD} = -177.8 \frac{V}{V}$$

$$f_1 = 100 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 10 \text{ kHz}$$

لیتے ہوئے یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$A_v = A_{vD} \left(\frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right)$$

$$= A_{vD} \frac{f_1}{f_2} \left(\frac{1 + j\frac{f}{f_1}}{1 + j\frac{f}{f_2}} \right)$$

$$= -177.8 \left(\frac{100}{10000} \right) \left(\frac{1 + j\frac{f}{100}}{1 + j\frac{f}{10000}} \right)$$

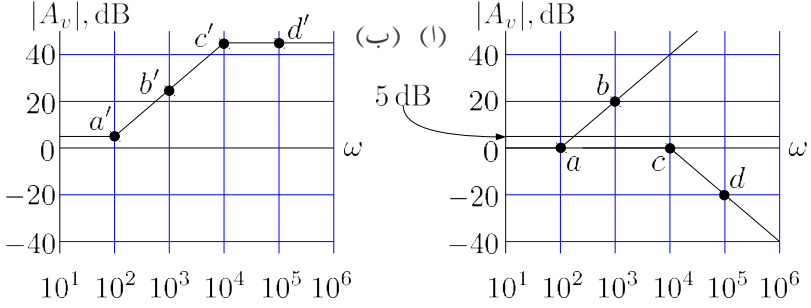
$$= -1.778 \left(\frac{1 + j\frac{f}{100}}{1 + j\frac{f}{10000}} \right)$$

$$= |A_v| e^{j\theta}$$

²⁵Bode plot

²⁶ہنڈرک دا بوڈا نے خط کھینچنے کے اس طرز کو دریافت کیا۔ ان خطوط کو بوڈا یا بوڈی خطوط پکارا جاتا ہے

²⁷dB



شکل 6.7: حتی قیمت بالمقابل تعدد کے بوڈا خط کے اجزاء

جہاں

$$(6.31) \quad |A_v| = 1.778 \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{100}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{10000}\right)^2}}$$

$$\theta = \pi + \left(\tan^{-1} \frac{f}{100}\right) - \left(\tan^{-1} \frac{f}{10000}\right)$$

کے برابر ہیں۔ آئیں مساوات 6.31 کو استعمال کرتے ہوئے $|A_v|$ بالمقابل f کا بوڈا خط کھینچنا سیکھیں۔

$|A_v|$ کو ڈیسی بیل²⁸ میں لکھتے ہوئے

$$(6.32) \quad |A_v|_{dB} = 20 \log 1.778 + 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{100^2}} - 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{10000^2}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $|A_v|_{dB}$ کا خط کھینچنے کی خاطر مندرجہ بالا مساوات کے تین اجزاء کے خطوط کو باری باری کھینچتے ہوئے آخر میں تمام کا سادہ مجموعہ حاصل کریں گے۔

ایسا کرنے کی خاطر مساوات 6.32 کو دیکھتے ہیں۔ اس کا پہلا جزو

$$20 \log 1.778 \approx 5 \text{ dB}$$

decibell²⁸

ایک مستقل مقدار ہے جس کی قیمت تعدد پر منحصر نہیں۔ اس سے 5 dB پر سیدھا افقی خط حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.7 الف میں دکھایا گیا ہے۔

مساوات کے دوسرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعدد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعدد یعنی $f \ll f_1$ پر چونکہ $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \ll 1$ ہوگا لہذا اس جزو سے

$$(6.33) \quad 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \rightarrow 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے۔ نہایت زیادہ یعنی $f \gg f_1$ پر چونکہ $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \gg 1$ ہوگا لہذا

$$(6.34) \quad 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \rightarrow 20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_1}\right)^2} = 20 \log \frac{f}{100} \quad \text{dB}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر $f_1 = 100$ کا استعمال کیا گیا ہے۔

$20 \log \frac{f}{100}$ کی قیمت 100، 1000، 10000 اور 100000 کے تعدد پر 0، 20، 40 اور 60 ڈیسی بیل حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ تعدد دس گنا کرنے سے افزائش 20 dB بڑھتی ہے یا کہ افزائش 20 dB فی دہائی کے شرح سے بڑھتی ہے۔ افقی محور پر تعدد کا لاگ لیتے ہوئے ان قیمتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعدد کے محور کو f_1 یعنی $\log(100) = 2$ پر چھوتے ہوئے 20 dB فی دہائی کے شرح سے بڑھتا ہے۔ ایسا خط کھینچتے وقت $(f_1, 0 \text{ dB})$ اور $(10f_1, 20 \text{ dB})$ کے مقام پر نقطے لگا کر انہیں سیدھی لکیر سے جوڑتے ہوئے حاصل کیا جاتا ہے۔

شکل 6.7 الف میں $(f_1, 0 \text{ dB})$ یعنی $(10^2, 0 \text{ dB})$ پر نقطہ a اور اسی طرح $(10f_1, 20 \text{ dB})$ یعنی $(10^3, 20 \text{ dB})$ پر نقطہ b دکھائے گئے ہیں۔ نہایت کم تعدد پر مساوات 6.33 کے مطابق اس جزو کی قیمت 0 dB ہے۔ حقیقت میں بوڈا خط کھینچتے وقت کم تعدد کو $f \ll f_1$ کی بجائے $f \leq f_1$ لیا جاتا ہے۔ یوں نقطہ a سے کم تعدد پر اس جزو کی قیمت 0 dB دکھائی گئی ہے۔ اس طرح بوڈا خط کھینچتے ہوئے نہایت زیادہ تعدد کو $f \gg f_1$ کی بجائے $f \geq f_1$ لیا جاتا ہے۔ یوں اگر a پر 0 dB ہو تب دس گنا زیادہ تعدد پر 20 dB ہو گا۔ اس نقطے کو b سے ظاہر کیا گیا ہے۔ a تک 0 dB پر رہتا ہوا اور a اور b سے گزرتا سیدھا خط دوسرے جزو کا بوڈا خط ہے۔

مساوات 6.32 کے تیسرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعدد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعدد یعنی $f \ll f_2$ پر

$$(6.35) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

جبکہ نہایت زیادہ تعدد یعنی $f \gg f_2$ پر

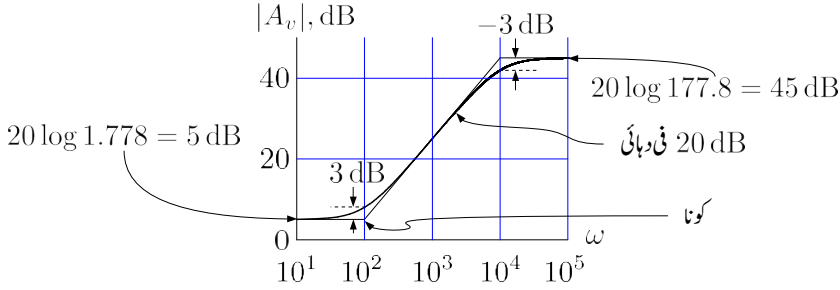
$$(6.36) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow -20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \\ = -20 \log \frac{f}{10000} \quad \text{dB}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر $f_2 = 10000$ کا استعمال کیا گیا ہے۔

$-20 \log \frac{f}{10000}$ کی قیمت 10000، 100000، 1000000 اور 10000000 کے تعدد پر 0، -20، -40 اور -60 ڈیسی بیل حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ تعدد دس گنا کرنے سے افزائش 20 dB گھٹتی ہے یا کہ افزائش -20 dB فی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتی ہے۔ افقی محور پر تعدد کا لاگ لیتے ہوئے ان قیمتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعدد کے محور کو f_2 یعنی $\log(10000) = 4$ پر چھوتے ہوئے -20 dB فی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ ایسا خط کھینچتے وقت f_2 تعدد پر 0 dB اور $10f_2$ تعدد پر -20 dB کے مقام پر نقطے لگا کر انہیں سیدھی لکیر سے جوڑتے ہوئے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل 6.7 الف میں ان نقطوں کو c اور d سے ظاہر کیا گیا ہے۔ یاد رہے کہ f_2 یعنی 10^4 سے کم تعدد پر اس جزو کی قیمت 0 dB ہے۔

شکل 6.7 ب میں ان تینوں خطوط کا مجموعہ لیا گیا ہے جو کہ مساوات 6.31 کے $|A_v|$ کا مکمل بوڈا خط ہے۔ شکل 6.7 الف میں نقطہ a پر مساوات 6.32 کے پہلے جزو کے خط کی قیمت 5 dB جبکہ بقایا دو اجزاء کے قیمتیں 0 dB ہیں۔ یوں ان کا مجموعہ 5 dB ہے جسے شکل 6.7 ب میں a' سے ظاہر کیا گیا ہے۔ b پر ان تین اجزاء کے قیمتیں 5 dB، 20 dB اور 0 dB ہیں جن کے مجموعہ 25 dB کو b' سے ظاہر کیا گیا ہے۔ c پر تینوں کا مجموعہ 45 dB کو c' سے ظاہر کیا گیا ہے۔ d پر تین اجزاء کے قیمتیں 5 dB، 60 dB اور -20 dB ہیں جن کا مجموعہ 45 dB ہی ہے۔ اس نقطے کو d' سے ظاہر کیا گیا ہے۔

مندرجہ بالا تمام عمل کو نہایت آسانی سے یوں سرانجام دیا جاسکتا ہے۔ دئے گئے مساوات کی حتمی قیمت کمتر تعدد پر حاصل کریں۔ بوڈا خط کی قیمت یہی رکھتے ہوئے تعدد بڑھائیں حتیٰ کہ مساوات کا صفر یا قطب آجائے۔ اگر صفر



شکل 6.8: اصل خط اور بوڈا خط کا موازنہ

آجائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 dB فی دہائی کی شرح سے بڑھانا شروع کر دیں اور اگر قطب آجائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 dB فی دہائی کی شرح سے گھٹانا شروع کر دیں۔ تعدد بڑھاتے رہیں حتیٰ کہ مساوات کا اگلا صفر یا قطب آجائے۔ ہر مرتبہ صفر آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں 20 dB کا اضافہ لائیں جبکہ قطب آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں 20 dB کی کمی لائیں۔

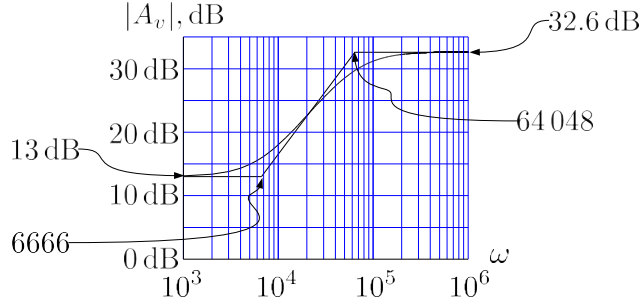
شکل 6.8 میں مساوات 6.31 کے بوڈا خط اور اس کا حقیقی خط²⁹ ایک ساتھ دکھائے گئے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوڈا خط کے کونوں پر دونوں خطوط میں 3 dB کا فرق پایا جاتا ہے جبکہ بقایا تعدد پر دونوں تقریباً ایک ہی طرح کے ہیں۔ مساوات 6.33 سے اس فرق کو سمجھا جاسکتا ہے۔ کونے پر تعدد f_1 کے برابر ہے یوں اس مساوات سے

$$20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f_1}\right)^2} = 20 \log \sqrt{2} \approx 3 \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے تاکہ 0 dB۔ اسی حقیقت کے بنا پر بوڈا خط کے کونوں کو 3 dB نیچے بھی کہتے ہیں۔

مثال 6.4: مساوات 6.28 کا بوڈا خط کھینچیں۔

²⁹حقیقی خط کمپیوٹر کے پروگرام میٹ لیب matlab یا آکٹوے octave کی مدد سے آسانی سے کھینچا جاسکتا ہے۔ اس کتاب میں بیشتر خطوط لینکس linux میں پائے جانے والے پروگرام آکٹوے استعمال کرتے ہوئے ہی کھینچے گئے ہیں۔



شکل 6.9:

حل: اس مساوات کو دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$A_v = -43 \left(\frac{j\omega + 6666}{j\omega + 64068} \right)$$

انتہائی کم تعدد ($\omega \rightarrow 0$) پر اس کی حتمی قیمت

$$|A_v|_{\omega \rightarrow 0} = 43 \left(\frac{0 + 6666}{0 + 64068} \right) = 4.474$$

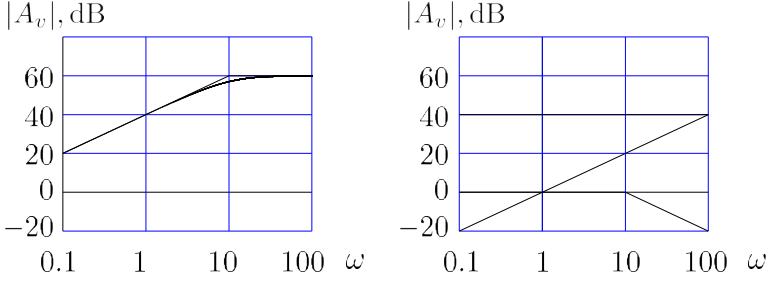
یعنی

$$20 \times \log 4.474 \approx 13 \text{ dB}$$

حاصل ہوتی ہے۔ مساوات کا صفر 6666 جبکہ اس کا قطب 64068 پر پایا جاتا ہے۔ ان معلومات سے شکل 6.9 میں بوڈا خط حاصل کیا گیا ہے۔

مثال 6.5: مندرجہ ذیل مساوات کا بوڈا خط کھینچیں۔

$$A_v = \frac{1000s}{s + 10}$$



شکل 6.10:

حل: اس کو عمومی طرز پر لکھتے ہیں۔

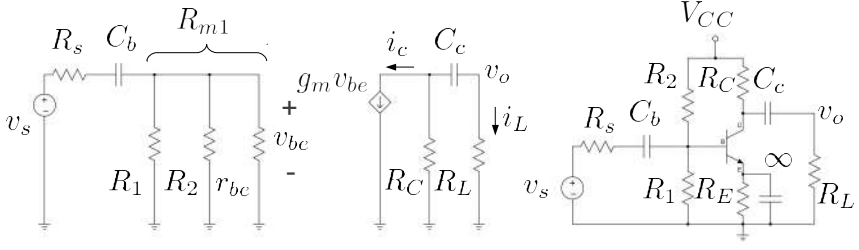
$$A_v = \frac{100j\omega}{\frac{j\omega}{10} + 1}$$

جسے ڈیسی بیل میں لکھتے ملتا ہے

$$A_v = 20 \log 100 + 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{\frac{\omega^2}{10^2} + 1}$$

اس کے بوڈا خط کے اجزاء شکل 6.10 الف جبکہ مکمل بوڈا خط شکل ب میں دکھائے گئے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں دی گئی مساوات میں کسر کے اوپر تعددی جزو پر غور کریں۔ بوڈا خط میں $\left(\frac{j\omega}{\omega_0} + 1\right)$ طرز پر لکھے گئے جزو کی قیمت ω_0 سے کم تعدد پر 0 dB جبکہ اس سے زیادہ تعدد پر بیس ڈیسی بیل فی دہائی کی شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ اس کے برعکس $(j\omega)$ کہیں بھی 0 dB پر برقرار نہیں رہتا۔ یہ $\omega = 1$ پر 0 dB سے گزرتے ہوئے بیس ڈیسی بیل فی دہائی کی شرح سے تمام تعدد پر تبدیل ہوتا ہے۔ اگر یہ جزو بطور صفر پایا جائے تب یہ بیس ڈیسی بیل فی دہائی کی شرح سے بڑھتا ہے جبکہ اگر جزو بطور قطب پایا جائے تب یہ بیس ڈیسی بیل فی دہائی کی شرح سے گھٹتا ہے۔



شکل 6.11: بیس اور کلکٹر پر کیپیسٹر نسب کرنے کے اثرات

6.6 بیس اور کلکٹر بیرونی کیپیسٹر

شکل 6.11 میں بیس اور کلکٹر پر کیپیسٹر نسب کئے گئے ہیں۔ اگرچہ شکل میں ایمرٹر پر C_E بھی نسب ہے لیکن اس کی قیمت لامحدود تصور کی گئی ہے۔ یوں درکار تعدد پر اس کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ مساوی شکل میں

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}}$$

لیتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{v_o}{i_L} \right) \left(\frac{i_L}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right) \\ &= R_L \left(-\frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_c}} \right) (g_m) \left(\frac{R_{m1}}{R_s + R_{m1} + \frac{1}{sC_b}} \right) \\ &= -g_m R_L R_C R_{m1} \left(\frac{sC_c}{sC_c (R_C + R_L) + 1} \right) \left(\frac{sC_b}{sC_b (R_s + R_{m1}) + 1} \right) \\ &= -\frac{g_m R_L R_C R_{m1}}{(R_C + R_L)(R_s + R_{m1})} \left(\frac{s}{s + \frac{1}{C_c(R_C + R_L)}} \right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{C_b(R_s + R_{m1})}} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات میں

$$(6.37) \quad \begin{aligned} \omega_c &= \frac{1}{C_c (R_C + R_L)} \\ \omega_b &= \frac{1}{C_b (R_s + R_{m1})} \end{aligned}$$

لیتے ہوئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.38) \quad A_v = -\frac{g_m R_L R_C R_{m1}}{(R_C + R_L)(R_s + R_{m1})} \left(\frac{s}{s + \omega_c} \right) \left(\frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

اس مساوات میں $\frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$ متوازی جڑے مزاحمت کی کل مزاحمت ہے جسے عموماً $R_C \parallel R_L$ لکھا جاتا ہے۔ اسی طرح $\frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_s}$ کو $\frac{1}{R_s} \left(\frac{R_s R_{m1}}{R_s + R_{m1}} \right)$ یا $\frac{R_s \parallel R_{m1}}{R_s}$ لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.39) \quad A_v = -\frac{1}{R_s} (R_C \parallel R_L) (R_s \parallel R_{m1}) \left(\frac{s}{s + \omega_c} \right) \left(\frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

$$= A_{vD} \left(\frac{s}{s + \omega_c} \right) \left(\frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

جہاں

$$A_{vD} = -\frac{1}{R_s} (R_C \parallel R_L) (R_s \parallel R_{m1})$$

لکھا گیا ہے۔

پست انتظامی تعدد پر $|A_v| = \frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$ کے برابر ہو گا۔ یوں مساوات 6.39 میں پست انتظامی تعدد کو ω_L لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$A_{vD} \left(\frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_c^2}} \right) \left(\frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_b^2}} \right) = \frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$$

جسے

$$2\omega_L^4 = (\omega_L^2 + \omega_c^2) (\omega_L^2 + \omega_b^2)$$

یعنی

$$\omega_L^4 - (\omega_c^2 + \omega_b^2) \omega_L^2 - \omega_c^2 \omega_b^2 = 0$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کو حل کرتے ملتا ہے

$$(6.40) \quad \omega_L^2 = \frac{\omega_c^2 + \omega_b^2}{2} + \frac{\sqrt{\omega_c^4 + 6\omega_c^2 \omega_b^2 + \omega_b^4}}{2}$$

مندرجہ بالا مساوات میں منفی جزر کو شامل نہیں کیا گیا چونکہ اس کے استعمال سے ω_L^2 کی قیمت منفی حاصل ہوتی ہے۔

شکل 6.11 کو دیکھ کر معلوم ہوتا ہے کہ C_b اور C_c کا ایک دوسرے پر کوئی اثر نہیں۔ مساوات 6.39 اسی حقیقت کی تصدیق کرتا ہے۔

مثال 6.6: شکل 6.11 میں

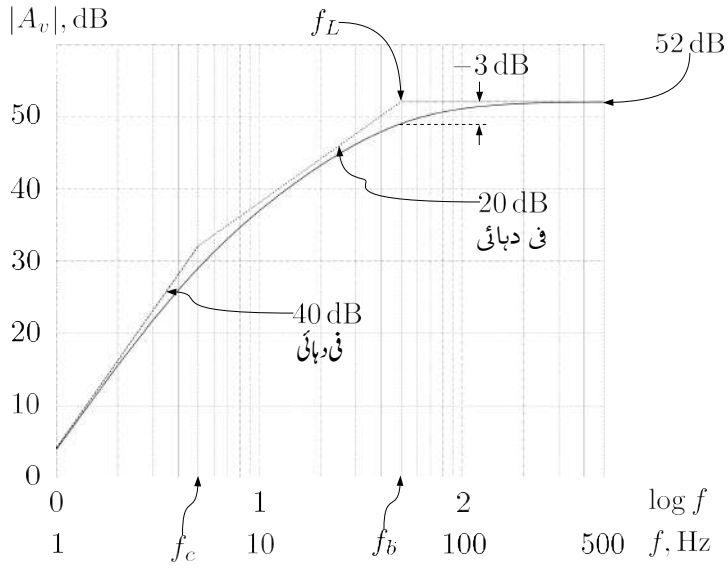
$$\begin{aligned} V_{CC} &= 9\text{V}, R_C = 1.8\text{k}\Omega, R_E = 200\ \Omega \\ R_1 &= 2.2\text{k}\Omega, R_2 = 16\text{k}\Omega, R_S = 1\text{k}\Omega \\ \beta &= 99, R_L = 1.8\text{k}\Omega \end{aligned}$$

ہیں۔

- C_b اور C_c کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ $f_b = 50\text{Hz}$ جبکہ $f_c = 5\text{Hz}$ ہو۔
- مندرجہ بالا قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.39 کا بوڈا خط کھینچتے ہوئے پست انقطاعی تعدد حاصل کریں۔
- $f_b = f_c$ رکھتے ہوئے پست انقطاعی تعدد 50Hz حاصل کرنے کی خاطر f_b اور f_c حاصل کریں

حل: نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت تمام کپیسٹرز کھلے سرے کردار ادا کرتے ہیں۔ مسئلہ تھون کی مدد سے $R_{th} = 1.934\text{k}\Omega$ جبکہ $V_{th} = 1.0879\text{V}$ حاصل ہوتے ہیں جن سے $I_{CQ} = 1.768\text{mA}$ ، $g_m = 0.071\text{mS}$ اور $r_{be} = 1.394\text{k}\Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔ یوں $R_{m1} = 810\ \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned} C_c &= \frac{1}{2\pi f_c (R_C + R_L)} = \frac{1}{2 \times \pi \times 5 \times (1800 + 1800)} = 8.84\ \mu\text{F} \\ C_b &= \frac{1}{2\pi f_b (R_S + R_{m1})} = \frac{1}{2 \times \pi \times 50 \times (1000 + 810)} = 1.76\ \mu\text{F} \end{aligned}$$



شکل 6.12: پست انقطاعی نقطہ زیادہ تعدد والے کوٹنے پر ہے

• شکل 6.12 میں بوڈا خط کھینچا گیا ہے جہاں سے واضح ہے کہ پست انقطاعی تعدد تقریباً f_b کے برابر ہے۔ شکل میں 1 Hz تا 5 Hz بوڈا خط کی ڈھلوان 40 dB فی دہائی ہے جبکہ 5 Hz تا 50 Hz اس کی ڈھلوان 20 dB فی دہائی ہے۔

جب بھی بوڈا خط میں پست انقطاعی نقطہ تعین کرنے والے کونوں میں سب سے زیادہ تعدد پر پائے جانے والے کونے سے بقایا کونے دور دور ہوں، ایسی صورت میں پست انقطاعی نقطہ تقریباً اسی زیادہ تعدد کے کونے پر ہو گا۔

آئیں مساوات 6.40 حل کرتے دیکھیں کہ جواب کیا حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں ω_c اور ω_b کی قیمتیں پر کرتے ملتا ہے

$$\omega_L = 317.254$$

$$f_L = 50.49 \text{ Hz}$$

• مساوات 6.40 میں $\omega_c = \omega_b$ پر کرتے حل کرتے ہیں

$$\omega_L^2 = \frac{2\omega_b^2 + \sqrt{\omega_b^4 + 6\omega_b^4 + \omega_b^4}}{2} = (1 + \sqrt{2}) \omega_b^2$$

یوں

$$\omega_L = \left(\sqrt{1 + \sqrt{2}} \right) \omega_b$$

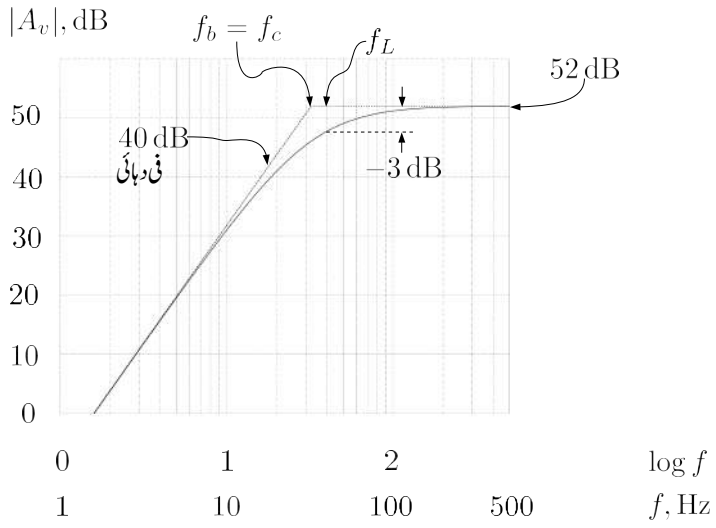
حاصل ہوتا ہے جس سے $f_L = 50 \text{ Hz}$ حاصل کرنے کی خاطر

$$f_b = \frac{f_L}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = \frac{50}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = 32 \text{ Hz}$$

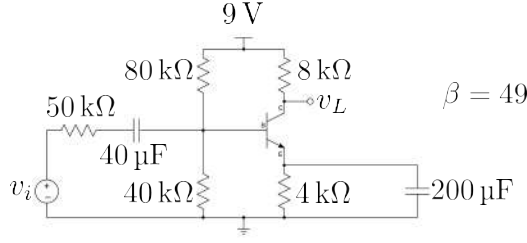
رکھنا ہو گا۔ شکل 6.13 میں صورت حال دکھایا گیا ہے۔

6.7 بیس اور ایمرٹیر وئی کپیسٹروں کا مجموعی اثر

اب تک دیکھے گئے تمام ادوار میں ہم نے دیکھا کہ کسی بھی کپیسٹر کی بدولت پیدا ہوڈا خط کے قطب کو $\omega = \frac{1}{R_m C}$ لکھا جاسکتا تھا جہاں R_m اس کپیسٹر کے متوازی جڑی مزاحمت ہے۔ بیس اور ایمرٹیر دونوں پر کپیسٹر نسب کرنے سے



شکل 6.13: جڑواں کونوں کی صورت میں پست انقطاعی نقطہ



شکل 6.14:

ایسا سادہ مساوات حاصل نہیں ہوتا۔ آپس میں شکل 6.14 میں $\frac{v_L}{v_i}$ حاصل کرتے ہوئے اس صورت کو بھی دیکھیں۔ شکل 6.15 میں اس کا باریک مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں R_e اور C_e کو ٹرانزسٹر کے بیس جانب منتقل کرتے ہوئے R'_e اور C'_e لکھا گیا ہے۔ یوں

$$R'_e = (\beta + 1) R_e$$

$$C'_e = \frac{C_e}{\beta + 1}$$

ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(6.41) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{v_i}$$

$$= -R_c \beta \left(\frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left(\frac{Z}{r_i + \frac{1}{sC_b} + Z} \right)$$

جہاں r_{be} کو نظر انداز کرتے ہوئے

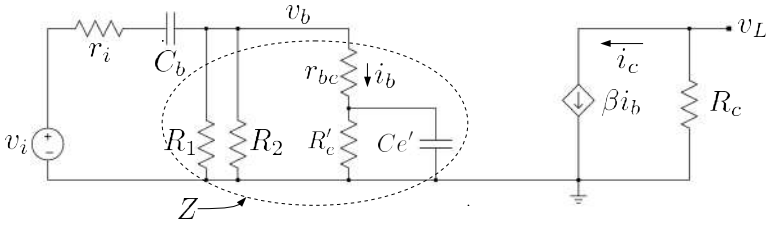
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e} + sC'_e$$

کے برابر ہے۔ مساوات 6.41 کو کسی طرح یوں نہیں لکھا جاسکتا کہ C_b اور C_e علیحدہ تو سین کا حصہ بنیں۔ یوں ان دو کپیسٹروں سے علیحدہ علیحدہ بوڈا خط کے کونے حاصل کرنا ممکن نہیں ہے۔

دئے گئے قیمتیں پر کرتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{40000} + \frac{1}{80000} + \frac{1}{200000} + 4 \times 10^{-6} \times s$$

$$= (42.5 + 4s) \times 10^{-6}$$



شکل 6.15:

مساوات 6.41 میں کسر کے نیچے سے Z باہر نکالتے ہوئے کسر کے اوپر موجود Z کے ساتھ کاٹتے ہوئے ملتا ہے

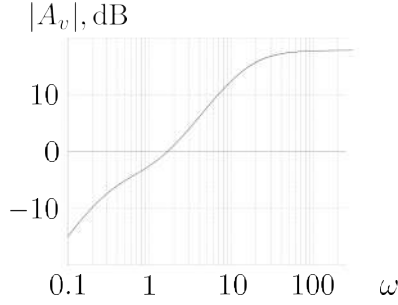
$$A_v = -R_c \beta \left(\frac{1}{R_e'} + sC_e' \right) \left(\frac{1}{\left(r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \frac{1}{Z} + 1} \right)$$

اس میں قیمتیں پر کرتے ہیں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{\left(50000 + \frac{1}{0.00004s} \right) (42.5 + 4s) \times 10^{-6} + 1} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{2.125 + 0.2s + \frac{1.0625}{s} + 0.1 + 1} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{3.225 + 0.2s + \frac{1.0625}{s}} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{3.225s + 0.2s^2 + 1.0625} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{0.2s^2 + 3.225s + 1.0625} \end{aligned}$$

جسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{0.2(s^2 + 16.125s + 5.3125)} \\ &= \frac{-6.25(1.25 + s)s}{(s + 0.336)(s + 15.788)} \end{aligned}$$



شکل 6.16:

اس کو عمومی شکل میں لکھتے ہوئے اس کا بوڈا خط کھینچتے ہیں۔

$$(6.42) \quad A_v = \frac{-1.8473 \left(1 + \frac{s}{1.25}\right) s}{\left(1 + \frac{s}{0.336}\right) \left(1 + \frac{s}{15.788}\right)}$$

شکل 6.16 میں اس مساوات کا خط دکھایا گیا ہے۔

شکل 6.15 پر دوبارہ غور کریں۔ C_b اور C_e' کے قیمتوں میں واضح فرق ہے۔ کم تعدد پر $\frac{1}{\omega C_e'}$ کی قیمت $\frac{1}{\omega C_b}$ کے قیمت سے بہت زیادہ ہوگی۔ یوں کم تعدد پر C_e' کو کھلے سرے تصور کرتے ہوئے C_b کے کردار پر غور کرتے ہیں۔ C_b کے متوازی کل مزاحمت R_{mCb} مندرجہ ذیل ہے

$$R_{mCb} = r_i + R_1 \parallel R_2 \parallel R_e' = 73.529 \text{ k}\Omega$$

یوں ہم توقع رکھتے ہیں کہ C_b سے

$$\frac{1}{R_{mCb} \times C_b} = \frac{1}{73.529 \times 10^3 \times 40 \times 10^{-6}} = 0.34$$

تعدد پر قطب حاصل ہوگا۔ ہم دیکھتے ہیں کہ یہ قطب مساوات 6.42 میں دئے 0.336 تعدد پر قطب کے تقریباً برابر ہے۔ اسی طرح نہایت زیادہ تعدد پر $\frac{1}{\omega C_b}$ کو قصر دور تصور کیا جاسکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے C_e' کے متوازی کل مزاحمت حاصل کرتے ہیں

$$\frac{1}{R_{mCe'}} = \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_e'}$$

سے

$$R_{mC_e'} = 16 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم توقع کرتے ہیں کہ یوں C_e' سے حاصل قطب

$$\frac{1}{R_{mC_e'} \times C_e'} = \frac{1}{16 \times 10^3 \times 4 \times 10^{-6}} = 15.625 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر پایا جائے گا۔ ہم دیکھتے ہیں کہ یہ قطب مساوات 6.42 میں دئے 15.788 تعدد پر دئے قطب کے تقریباً برابر ہے۔ مساوات کا صفر 1.25 کے تعدد پر پایا جاتا ہے جو درحقیقت $\frac{1}{R_e C_e}$ کے برابر ہے۔

مثال 6.7: مساوات 6.41 کو حل کریں۔

حل: اس مساوات کو دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$(6.43) \quad A_v = -R_c \beta \left(sC_e' + \frac{1}{R_e'} \right) \left[\frac{Z}{r_i + \frac{1}{sC_b} + Z} \right]$$

جہاں r_{be} کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_e'} + sC_e' = \frac{1}{R_m} + sC_e'$$

کے برابر ہے جہاں

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_e'}$$

لیا گیا ہے۔ مساوات 6.43 میں کسر کے نیچے سے Z باہر نکالتے ہوئے کسر کے اوپر موجود Z کے ساتھ کاٹتے ہوئے ملتا ہے

$$A_v = -R_c \beta \left(sC_e' + \frac{1}{R_e'} \right) \left[\frac{1}{\left(r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \frac{1}{Z} + 1} \right]$$

اس میں Z پُر کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$A_v = \frac{-R_c \beta \left(sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right)}{\left(r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \left(\frac{1}{R_m} + sC'_e \right) + 1}$$

$$= \frac{-R_c \beta \left(sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right)}{\frac{r_i}{R_m} + sr_i C'_e + \frac{1}{sR_m C_b} + \frac{C'_e}{C_b} + 1}$$

کسر کے نچلے حصے میں s کی تعلق سے اجزاء اکٹھے کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$A_v = \frac{-R_c \beta \left(sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right)}{sr_i C'_e + \left(\frac{r_i}{R_m} + \frac{C'_e}{C_b} + 1 \right) + \frac{1}{sR_m C_b}}$$

$$= \frac{-R_c \beta R_m C_b \left(sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right) s}{s^2 r_i C'_e R_m C_b + s \left(\frac{r_i}{R_m} + \frac{C'_e}{C_b} + 1 \right) R_m C_b + 1}$$

$$= \frac{-R_c \beta R_m C_b C'_e \left(s + \frac{1}{R'_e C'_e} \right) s}{r_i C'_e R_m C_b \left[s^2 + s \left(\frac{r_i}{R_m} + \frac{C'_e}{C_b} + 1 \right) \frac{1}{r_i C'_e} + \frac{1}{r_i C'_e R_m C_b} \right]}$$

اس مزید یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$A_v = \frac{\frac{-R_c \beta}{r_i} \left(s + \frac{1}{R'_e C'_e} \right) s}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_m C'_e} + \frac{1}{r_i C_b} + \frac{1}{r_i C'_e} \right) + \frac{1}{r_i C'_e R_m C_b}}$$

$$= \frac{\frac{-R_c \beta}{r_i} \left(s + \frac{1}{R'_e C'_e} \right) s}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_m C'_e} + \frac{1}{r_i} \left(\frac{1}{C_b} + \frac{1}{C'_e} \right) \right] + \frac{1}{R_m C'_e r_i C_b}}$$

اس مساوات میں

$$\begin{aligned}
 \omega_c &= \frac{1}{R'_e C'_e} = \frac{1}{R_e C_e} \\
 \omega_1 &= \frac{1}{R_m C'_e} \\
 \omega_2 &= \frac{1}{r_i} \left(\frac{1}{C_b} + \frac{1}{C'_e} \right) \\
 \omega_3 &= \frac{1}{r_i C_b}
 \end{aligned}
 \tag{6.44}$$

لکھتے ہوئے

$$A_v = \frac{\frac{-R_c \beta}{r_i} (s + \omega_c) s}{s^2 + s[\omega_1 + \omega_2] + \omega_1 \omega_3}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{\frac{-R_c \beta}{r_i} (s + \omega_c) s}{(s + \omega_{q1})(s + \omega_{q2})} \\
 &= \frac{\frac{-R_c \beta \omega_c}{\omega_{q1} \omega_{q2}} \left(\frac{s}{\omega_c} + 1 \right) s}{\left(\frac{s}{\omega_{q1}} + 1 \right) \left(\frac{s}{\omega_{q2}} + 1 \right)}
 \end{aligned}
 \tag{6.45}$$

جہاں

$$\begin{aligned}
 \omega_{q1} &= \frac{-(\omega_1 + \omega_2) - \sqrt{(\omega_1 + \omega_2)^2 - 4\omega_1 \omega_3}}{2} \\
 \omega_{q2} &= \frac{-(\omega_1 + \omega_2) + \sqrt{(\omega_1 + \omega_2)^2 - 4\omega_1 \omega_3}}{2}
 \end{aligned}
 \tag{6.46}$$

ہیں۔

6.8 بیس، ایمر اور کلکٹر بیرونی کپیسٹروں کا مجموعی اثر

مثال 6.6 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگر کسی ایک کپیسٹر سے حاصل کونا کسی دوسرے کپیسٹر سے حاصل کونے سے بہت بلند تعدد پر پایا جائے تب پست انقطاعی تعدد زیادہ تعدد پر پائے جانے والے کونے پر ہو گا۔ ایپلیفائر تخلیق دیتے ہوئے اس حقیقت کو عموماً بروئے کار لایا جاتا ہے۔

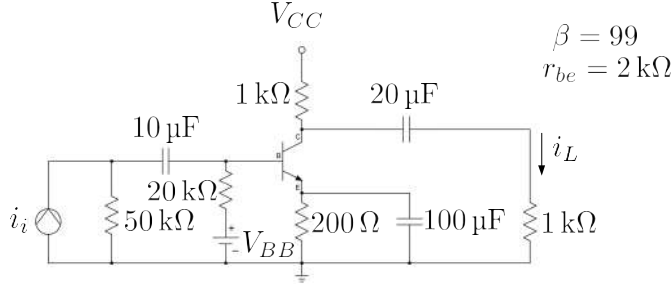
اسی طرح مثال 6.7 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ بیس اور ایمر دونوں پر کپیسٹر نسب ہونے کی صورت میں دور کو حل کرنا دشوار ہوتا ہے اور اسے حل کرنے سے زیادہ قابل استعمال مساواتیں حاصل نہیں ہوتیں۔

عموماً ایپلیفائر میں C_B ، C_E اور C_C تینوں پائے جاتے ہیں۔ ایپلیفائر کسی مخصوص اشارے کے لئے تخلیق دئے جاتا ہے۔ اشارے کی کم سے کم اور زیادہ سے زیادہ ممکنہ تعدد کو مد نظر رکھتے ہوئے ایپلیفائر تخلیق دیا جاتا ہے۔ ایپلیفائر کی پست انقطاعی تعدد اشارے کے کم سے کم ممکنہ تعدد سے کم رکھا جاتا ہے۔ یوں ایپلیفائر پست انقطاعی تعدد تک درمیانی تعدد کی افزائش برقرار رکھتا ہے جبکہ پست انقطاعی نقطے سے کم تعدد پر ایپلیفائر کی کارکردگی اہمیت نہیں رکھتی چونکہ اس خطے میں اسے استعمال نہیں کیا جاتا۔

لیتے ہوئے $\omega_0 = \frac{1}{R_m C_m}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں کم R_m کی صورت میں C کی بڑی قیمت حاصل ہوتی ہے۔ حقیقی ایپلیفائر میں C_E کے ساتھ کل متوازی جڑی مزاحمت کی قیمت C_C اور C_B کے متوازی مزاحمتوں سے کم ہوتی ہے۔ لہذا کسی بھی ω_0 کے لئے درکار C_E کی قیمت بقایا دو کپیسٹروں سے بڑی ہوتی ہے۔ اسی لئے پست انقطاعی تعدد کو C_E کے مدد سے حاصل کیا جاتا ہے جبکہ C_B اور C_C سے حاصل انقطاعی نقطوں کو اس سے کئی درجے کم تعدد پر رکھا جاتا ہے۔ یوں حاصل C_E کی قیمت کم سے کم ہوگی۔ اگر اس کے برعکس C_B یا C_C کی مدد سے درکار پست انقطاعی نقطہ حاصل کیا جائے تو اس صورت میں C_E سے حاصل نقطے کو اس سے بھی کم تعدد پر رکھنا ہو گا جس سے C_E کی قیمت زیادہ حاصل ہوگی۔

آئیں ایک مثال کی مدد سے ایسے ایپلیفائر کا تجزیہ کریں۔

مثال 6.8: شکل 6.17 میں $A_i = \frac{i_i}{i_i}$ کا درمیانے تعدد پر افزائش $A_i = \frac{i_i}{i_i}$ حاصل کریں۔ اس کا پست انقطاعی تعدد بھی حاصل کریں۔



شکل 6.17:

حل: شکل 6.18 میں مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں $R'_e = (\beta + 1) R_e$ اور $C'_e = \frac{C_e}{\beta + 1}$ استعمال کئے گئے ہیں۔ درمیانی تعدد پر تمام کپیٹروں کو قصر دور کردار ادا کریں گے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{i_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{i_i} \\ &= \left(\frac{-1000}{2000} \right) (99) \left(\frac{1}{2000} \right) (1754) \\ &= -43 \frac{\text{A}}{\text{A}} \end{aligned}$$

یعنی 32.67 dB حاصل ہوتا ہے۔

ہم دیکھتے ہیں کہ C_c کی وجہ سے ایک عدد قطب

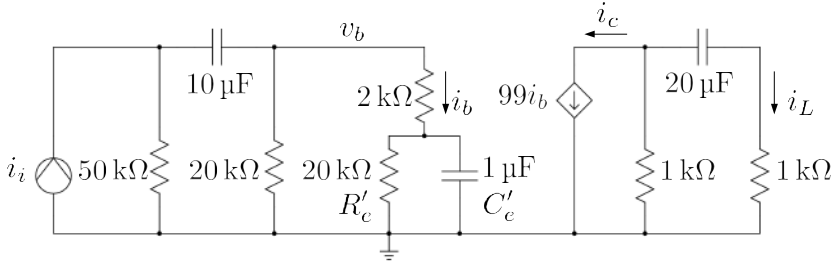
$$\omega_{qc} = \frac{1}{20 \times 10^{-6} \times 2000} = 25 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر پایا جائے گا۔ C_e اور C_b کے کردار پر اب غور کرتے ہیں۔ C_e کا عکس ٹرانزسٹر کے بیس جانب لیا گیا ہے جو کہ $1\text{ }\mu\text{F}$ کے برابر ہے۔ یوں جن تعدد پر $1\text{ }\mu\text{F}$ اہمیت رکھتا ہے ان تعدد پر C_b بطور قصر دور کردار ادا کرے گا۔ C_b کو قصر دور تصور کرتے ہوئے $1\text{ }\mu\text{F}$ کے متوازی کل مزاحمت

$$R'_e \parallel (r_{be} + r_i \parallel R_b) = 8.976\text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے لہذا $1\text{ }\mu\text{F}$ سے حاصل قطب

$$\omega_{qe} = \frac{1}{10^{-6} \times 8976} = 111.4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$



شکل 6.18:

پر پایا جائے گا۔ اسی طرح جن تعدد پر $10\text{ }\mu\text{F}$ اہمیت رکھتا ہے ان تعدد پر $1\text{ }\mu\text{F}$ بطور کھلے دور کردار ادا کرے گا۔ $1\text{ }\mu\text{F}$ کو کھلے دور تصور کرتے ہوئے $10\text{ }\mu\text{F}$ کے متوازی کل مزاحمت

$$r_i + R_b \parallel [r_{be} + R'_e] = 60.476\text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$\omega_{qb} = \frac{1}{10 \times 10^{-6} \times 60476} = 1.65 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر قطب پایا جائے گا۔ آپ نے دیکھا کہ

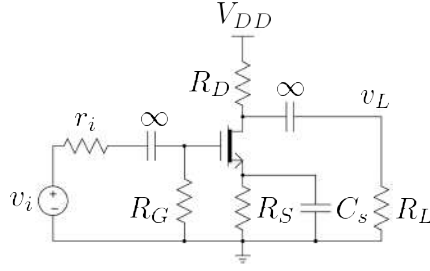
$$\omega_{qe} \gg \omega_{qc} \gg \omega_{qb}$$

ہیں۔ یوں پست انقطاعی تعدد $\omega_L = \omega_{qe}$ پر پایا جائے گا۔

مندرجہ بالا حساب و کتاب میں ω_{qe} پر ہم نے C_b کو قصر دور تصور کیا تھا جبکہ ω_{qb} پر اسے کھلے دور تصور کیا تھا۔ انہیں دیکھیں کہ کیا ایسا کرنا درست تھا۔ ω_{qe} پر C_b کی برقی رکاوٹ کی حتمی قیمت

$$\left| \frac{1}{\omega_{qe} C_b} \right| = \frac{1}{111.4 \times 10 \times 10^{-6}} = 0.898\text{ k}\Omega$$

ہے۔ C'_e کے متوازی کل مزاحمت کے لحاظ سے یہ چھوٹی مقدار ہے جسے نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ω_{qe} پر C_b کی برقی رکاوٹ کو نظر انداز کرتے ہوئے اسے قصر دور تصور کیا جاسکتا ہے۔ اسی طرح



شکل 6.19:

پُر ω_{qb}

$$\left| \frac{1}{\omega_{qb} C_e} \right| = \frac{1}{1.65 \times 10^{-6}} = 606 \text{ k}\Omega$$

ہے لہذا ω_{qb} پر C_e کو کھلے دور تصور کیا جاسکتا ہے۔

6.9 پست انقطاعی تعدد بذریعہ سورس کمپیسٹر

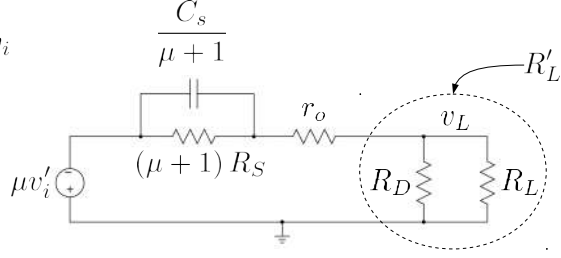
شکل 6.19 میں گیٹ اور کلکٹر کمپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔ $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کرتے ہوئے پست انقطاعی تعدد ω_L حاصل کرتے ہیں۔ گیٹ پر برقی دباؤ کو v_i' لکھتے ہیں جہاں

$$v_i' = \left(\frac{R_G}{r_i + R_G} \right) v_i$$

کے برابر ہے۔ یوں صفحہ 528 پر شکل 4.51 کے طرز پر موجودہ دور کا مساوی دور بناتے ہوئے شکل 6.20 حاصل ہوتا ہے۔ مساوی دور میں سورس پر پائے جانے والے برقی رکاوٹ $(\mu + 1)$ سے ضرب ہو کر کلکٹر منتقل ہوتے ہیں۔ C_s کی رکاوٹ $\frac{1}{sC_s}$ یوں $\frac{\mu + 1}{sC_s}$ ہو جائے گی یعنی کمپیسٹر کی قیمت $\frac{C_s}{\mu + 1}$ ہو جائے گی۔

$$v_i' = \left(\frac{R_G}{r_i + R_G} \right) v_i$$

$$\mu = g_m r_o$$



شکل 6.20:

مساوی دور میں متوازی جڑے مزاحمت اور کپیسٹر کی کل برقی رکاوٹ کو Z لکھتے ہیں جہاں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{(\mu + 1) R_S} + \frac{sC_s}{\mu + 1}$$

$$Z = \frac{(\mu + 1) R_S}{1 + sR_S C_s}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح

$$v_L = \left(\frac{R_L'}{Z + r_o + R_L'} \right) (-\mu v_i')$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں $R_L' = \frac{R_L R_D}{R_L + R_D}$ کے برابر ہے۔ اس میں Z پُر کرتے ہیں۔

$$v_L = \frac{-\mu R_L' v_i'}{\frac{(\mu + 1) R_S}{1 + sR_S C_s} + r_o + R_L'}$$

یوں

$$\begin{aligned} \frac{v_L}{v_i'} &= \frac{-\mu R_L' (1 + sR_S C_s)}{(\mu + 1) R_S + (1 + sR_S C_s) (r_o + R_L')} \\ &= \frac{-\mu R_L' (1 + sR_S C_s)}{(\mu + 1) R_S + r_o + R_L' + sR_S C_s (r_o + R_L')} \\ &= \left(\frac{-\mu R_L'}{r_o + R_L'} \right) \frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \frac{(\mu + 1) R_S + r_o + R_L'}{R_S C_s (r_o + R_L')}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پہلی قوسین میں $\mu = g_m r_o$ پر کرنے سے اس قوسین کو

$$\begin{aligned} \frac{-g_m r_o R'_L}{r_o + R'_L} &= -g_m (r_o \parallel R'_L) \\ &= -g_m (r_o \parallel R_L \parallel R_D) \\ &= -g_m R_{\parallel} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$R_{\parallel} = r_o \parallel R_L \parallel R_D$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$\frac{v_L}{v'_i} = -g_m R_{\parallel} \left[\frac{s + \frac{1}{R_S C_S}}{s + \frac{(\mu+1)R_S + r_o + R'_L}{R_S C_S (r_o + R'_L)}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ افزائش

$$(6.47) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \left(\frac{v_L}{v'_i} \right) \times \left(\frac{v'_i}{v_i} \right)$$

$$(6.48) \quad = -g_m R_{\parallel} \left[\frac{s + \frac{1}{R_S C_S}}{s + \omega_L} \right] \left(\frac{R_G}{r_i + R_G} \right)$$

کے برابر ہے جہاں

$$(6.49) \quad \omega_L = \frac{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}{R_S C_S (r_o + R'_L)}$$

پست انقطاعی تعدد ہے۔ ω_L کو مزید یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.50) \quad \omega_L = \frac{1}{R_m \frac{C_S}{\mu+1}}$$

جہاں R_m شکل 6.20 میں $\frac{C_S}{\mu+1}$ کے متوازی کل مزاحمت ہے یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{(\mu+1) R_S} + \frac{1}{r_o + R'_L} \\ R_m &= \frac{(\mu+1) R_S (r_o + R'_L)}{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L} \end{aligned}$$

درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کرنے کی خاطر $\omega \rightarrow \infty$ استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.47 سے

$$\begin{aligned} A_{vD} = A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} &= -g_m R_{\parallel} \left(\frac{R_G}{r_i + R_G} \right) \left[\frac{\infty + \frac{1}{R_S C_S}}{\infty + \omega L} \right] \\ &= -g_m R_{\parallel} \left(\frac{R_G}{r_i + R_G} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ عموماً $R_G \gg r_i$ ہوتا ہے۔ یوں

$$(6.51) \quad A_{vD} \approx -g_m R_{\parallel}$$

لکھا جاسکتا ہے۔

مثال 6.9: شکل 6.19 میں $r_o = 10 \text{ k}\Omega$ ، $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ ، $R_D = 4.7 \text{ k}\Omega$ ، $R_S = 1 \text{ kHz}$ اور $g_m = 4 \text{ mS}$ ہیں۔ f_L کو 20 Hz پر رکھنے کی خاطر درکار C_S حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افزائش A_v بھی حاصل کریں۔

حل: مساوات 6.49 کی مدد سے

$$2 \times \pi \times 20 = \frac{(0.004 \times 10000 + 1) \times 1000 + 10000 + 4489}{1000 \times C_S (10000 + 4489)}$$

یعنی $C_S = 30.5 \mu\text{F}$ حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات میں $R'_L = 4489 \Omega$ پُر کیا گیا ہے۔

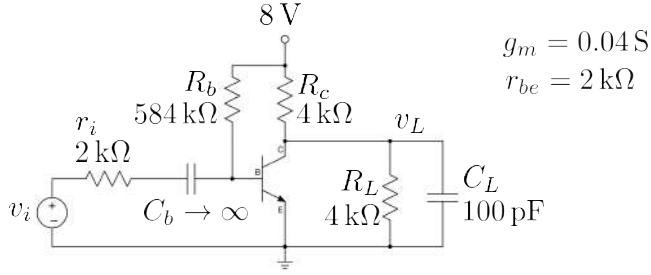
مساوات 6.51 میں

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{\parallel}} &= \frac{1}{10000} + \frac{1}{100000} + \frac{1}{4700} = 3.22765 \times 10^{-4} \\ R_{\parallel} &= 3098 \end{aligned}$$

پُر کرتے ہوئے

$$A_{vD} = -0.004 \times 3098 = -12.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.21:

اب تک ہم نے جتنے بھی مثال دیکھے ان تمام میں بیرونی جڑے کمیٹر کی وجہ سے پست انقطاعی نقطے حاصل ہوئے۔ آئیں اب ایک ایسا مثال دیکھیں جہاں بیرونی کمیٹر کی وجہ سے زیادہ تعدد کا اشارہ متاثر ہوتا ہو۔ اس مثال سے زیادہ تعدد کے مسائل بھی سامنے آئیں گے جن کا آگے تفصیلاً جائزہ لیا جائے گا۔

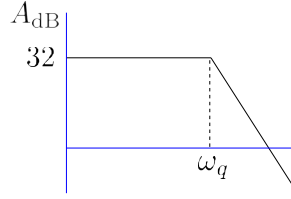
مثال 6.10: شکل 6.21 میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کا بوڈا خط کھینچیں۔

حل: اس کو آپ آسانی سے حل کر سکتے ہیں۔ جواب مندرجہ ذیل ہے۔

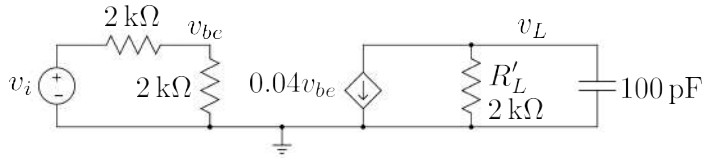
$$A_v = -g_m \left(\frac{R_b \parallel r_{be}}{r_i + R_b \parallel r_{be}} \right) \left(\frac{R_c \parallel R_L}{\frac{s}{\omega_q} + 1} \right) = \frac{-40}{\frac{s}{5 \times 10^6} + 1}$$

$$\omega_q = \frac{1}{(R_c \parallel R_L) C_L} = 5 \times 10^6$$

بوڈا خط شکل 6.22 میں دیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ω_q سے کم تعدد کے اشارات پر کمیٹر کا کوئی اثر نہیں۔ یوں ω_q بلند انقطاعی تعدد ہے۔



شکل 6.22:



شکل 6.23:

مثال 6.11: مثال 6.10 میں اگر داخلی اشارہ صفر وولٹ سے یکدم 20 mV ہو جائے تو v_L نئی قیمت کے حتمی قیمت کے 90% کتنی دیر میں پہنچ پائے گا۔

حل: شکل 6.23 میں R_b کو نظر انداز اور $R_c \parallel R_L$ کو R'_L لکھتے ہوئے مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ جیسے ہی داخلی اشارہ 20 mV ہوتا ہے اسی دم $v_{be} = 10 \text{ mV}$ ہو جائے گا اور یوں $i_c = 0.4 \text{ mA}$ ہو جائیں گے۔ کرنوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت خارجی جانب

$$C_L \frac{dv_L}{dt} + \frac{v_L}{R'_L} + g_m v_{be} = 0$$

$$C_L \frac{dv_L}{dt} + \frac{v_L}{R'_L} + 0.0004 = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جسے

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L} (v_L + 0.0004R'_L)$$

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L} (v_L + 0.8)$$

یا

$$\frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{dt}{R'_L C_L}$$

لکھتے ہیں۔ اس کا تکمل لیتے ہیں

$$\int \frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{1}{R'_L C_L} \int dt$$

$$\ln(v_L + 0.8) = -\frac{t}{R'_L C_L} + K'$$

$$v_L + 0.8 = Ke^{-\frac{t}{R'_L C_L}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں K' اور K تکمل کے مستقل ہیں۔ $t = 0$ پر $v_L = 0$ سے $K = 0.8$ حاصل ہوتا ہے لہذا

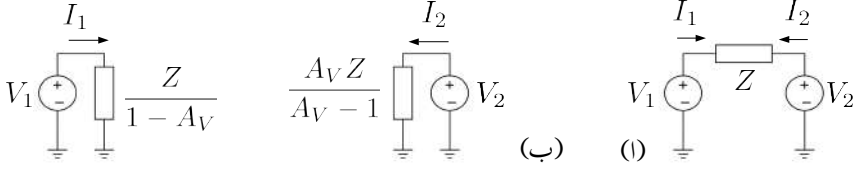
$$v_L = 0.8 \left(e^{-\frac{t}{R'_L C_L}} - 1 \right)$$

$$= 0.8 \left(e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

لامحدود وقت گزرنے کے بعد یعنی $t \rightarrow \infty$ پر اس مساوات کے تحت $v_L = -0.8V$ ہو گا۔ یوں اس قیمت کے 90% قیمت حاصل کرنے کی خاطر حل کرتے ہیں

$$-0.9 \times 0.8 = 0.8 \left(e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

جس سے $t = 0.46 \mu s$ حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.24: مسئلہ ملر

اس مثال میں ہم نے دیکھا کہ داخلی اشارے کے تبدیلی کے کچھ دیر بعد خارجی اشارہ اپنی نئی قیمت تک پہنچ پاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تیز رفتار تعددی ادوار میں C_L کی قیمت کم سے کم رکھنا نہایت ضروری ہے۔ جہاں بھی تیز رفتار سے تبدیل ہونے والا اشارہ پایا جائے وہاں C_L درحقیقت غیر ضروری نا پسندیدہ کپیسٹر ہوتا ہے جسے کم کرنے کی پوری کوشش کی جاتی ہے۔ اس مثال میں کپیسٹر کی بدولت دور کے رفتار میں سستی پیدا ہونا دیکھا گیا۔ آئیں اب بلند تعدد انتقاعی نقطوں پر غور کریں اور جن کپیسٹروں سے یہ نقطے پیدا ہوتے ہیں ان کی نشاندہی کریں۔ پہلے مسئلہ ملر پر غور کرتے ہیں جو آگے بار بار استعمال ہو گا۔

6.10 مسئلہ ملر

ٹرانزسٹر ایپلیٹاٹر کا بلند تعددی رد عمل دیکھنے سے پہلے شکل 6.24 کی مدد سے مسئلہ ملر³⁰ پر غور کرتے ہیں³¹۔ شکل الف میں دو برقی دباؤ کے مائین برقی رکاوٹ Z نسب کی گئی ہے۔ V_1 سے باہر نکلتے برقی رو کو I_1 سے ظاہر کرتے ہوئے

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z}$$

Miller theorem³⁰
³¹جان ملٹن ملرنے اس مسئلے کو دریافت کیا

حاصل ہوتا ہے۔ آئیں اس برقی رو کو قدر مختلف طریقے سے لکھیں۔

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{V_1 - V_2}{Z} \\ &= V_1 \left(\frac{1 - \frac{V_2}{V_1}}{Z} \right) \\ &= \frac{V_1}{\left(\frac{Z}{1 - \frac{V_2}{V_1}} \right)} \end{aligned}$$

جس کو مزید یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(6.52) \quad I_1 = \frac{V_1}{Z_M}$$

جہاں

$$(6.53) \quad Z_M = \frac{Z}{1 - \frac{V_2}{V_1}}$$

کے برابر ہے۔ اس مساوات میں

$$(6.54) \quad \frac{V_2}{V_1} = A_V$$

لکھتے ہوئے

$$(6.55) \quad Z_M = \frac{Z}{1 - A_V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 6.24 ب میں V_1 کے ساتھ Z_M جوڑا دکھایا گیا ہے۔ جہاں تک V_1 کا تعلق ہے، شکل الف اور شکل ب دونوں میں V_1 سے بالکل یکساں I_1 برقی رو حاصل ہوتا ہے۔ یوں V_1 کے نقطہ نظر سے شکل الف کے طرز پر لگائے گئے Z اور شکل ب کے طرز پر لگائے گئے Z_M مساوی ادوار ہیں۔ Z_M ملر برقی رکاوٹ پکارا جاتا ہے۔³²

³² Z_M لکھتے ہوئے زیر نوشت میں بڑے حروف تہجی میں M ملر کو ظاہر کرتا ہے

آئیں اب V_2 کے نقطہ نظر سے دیکھیں جس سے باہر نکلتے ہوئے برقی رو کو I_2 سے ظاہر کرتے ملتا ہے

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{V_2 - V_1}{Z} \\ &= V_2 \left(\frac{1 - \frac{V_1}{V_2}}{Z} \right) \\ &= \frac{V_2}{\left(\frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \right)} \end{aligned}$$

جسے

$$(6.56) \quad I = \frac{V_2}{Z'_M}$$

لکھ سکتے ہیں جہاں

$$\begin{aligned} Z'_M &= \frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \\ &= \frac{Z}{\frac{V_1}{V_2} \left(\frac{V_2}{V_1} - 1 \right)} \\ &= \frac{\left(\frac{V_2}{V_1} \right) Z}{\frac{V_2}{V_1} - 1} \end{aligned}$$

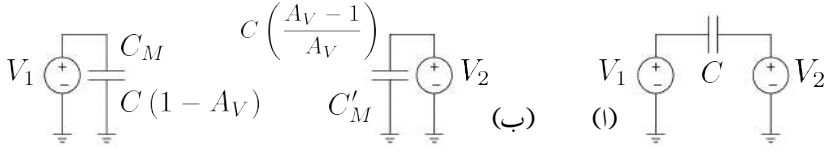
یعنی

$$(6.57) \quad Z'_M = \frac{A_V Z}{A_V - 1}$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.24 میں V_2 کے ساتھ Z کی جگہ Z'_M جوڑا دکھایا گیا ہے۔ V_2 کے نقطہ نظر سے شکل الف اور شکل ب مساوی ادوار ہیں۔

شکل 6.24 میں Z کی جگہ کپیسٹر C نسب کرنے سے شکل 6.25 حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 6.55 میں کپیسٹر کی برقی رکاوٹ کو $\frac{1}{j\omega C}$ لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} \frac{1}{j\omega C_M} &= \frac{\left(\frac{1}{j\omega C} \right)}{1 - A_V} \\ &= \frac{1}{j\omega C (1 - A_V)} \end{aligned}$$



شکل 6.25: ملر کیپیسٹر

یعنی

$$(6.58) \quad C_M = C(1 - A_V)$$

حاصل ہوتا۔ اسی طرح مساوات 6.57 سے

$$\begin{aligned} \frac{1}{j\omega C'_M} &= \frac{A_V \left(\frac{1}{j\omega C} \right)}{A_V - 1} \\ &= \frac{A_V}{j\omega C (A_V - 1)} \\ &= \frac{1}{j\omega C \left(1 - \frac{1}{A_V} \right)} \end{aligned}$$

یعنی

$$(6.59) \quad C'_M = C \left(1 - \frac{1}{A_V} \right)$$

حاصل ہوتا۔ مساوات 6.58 کا اگلے حصے میں بار بار استعمال ہو گا۔ C_M ملر کیپیسٹر³³ پکارا جاتا ہے۔

6.11 بلند تعددی رد عمل

گزشتہ حصوں میں پست تعدد پر ٹرانزسٹر ایپلیفائر کی کارکردگی دیکھی گئی جہاں ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے کیپیسٹروں کی وجہ سے پائے جانے والے پست انقطاعی نقطوں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں بلند تعدد پر ایپلیفائر کی

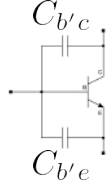
Miller's capacitor³³

کارکردگی دیکھی جائے گی۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ $\frac{1}{\omega C}$ نہایت کم ہوتی ہے اور یوں انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹروں کی وجہ سے بلند انقطاعی نقطہ پیدا ہوتا ہے جس پر اس حصے میں غور کیا جائے گا۔ پہلے npn ٹرانزسٹر کو مثال بناتے ہوئے ان اندرونی کپیسٹروں پر تبصرہ کرتے ہیں۔

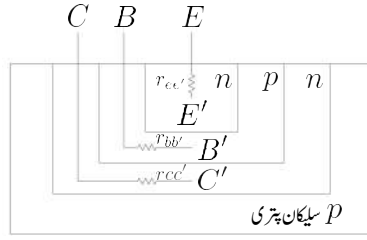
6.11.1 بلند تعددی پائے π ریاضی نمونہ

استعمال کے دوران ٹرانزسٹر کے بیس-ایمیٹر جوڑ کو الٹ مائل رکھا جاتا ہے۔ بالکل ڈاپوڈ کی طرح، اس الٹ مائل pn جوڑ پر ویران خطہ پایا جاتا ہے جس کے ایک جانب مثبت بار جبکہ دوسری جانب منفی بار پایا جاتا ہے۔ یہ دو الٹ قسم کے بار مل کر کپیسٹر کو جنم دیتے ہیں جسے $C_{b'c}$ کی علامت سے پہچانا جاتا ہے۔ اس کپیسٹر کی قیمت نہایت کم ہوتی ہے جو پست تعدد پر چلنے والے ٹرانزسٹروں میں 30 pF کے لگ بھگ جبکہ بلند تعدد پر چلنے والے ٹرانزسٹروں میں 1 pF یا اس سے بھی کم ہوتی ہے۔ اس کپیسٹر کی قیمت الٹا مائل کرنے والے برقی دباؤ V_{CB} پر منحصر ہوتی ہے۔ حقیقت میں $C_{b'c}$ کی قیمت $V_{CB}^{-\frac{1}{2}}$ یا $V_{CB}^{-\frac{1}{3}}$ کے تناسب سے تبدیل ہوتی ہے۔ صنعت کار عموماً $C_{b'c}$ کو C_{ob} پکار کر اس کی قیمت کپیسٹر کے معلوماتی صفحات میں پیش کرتا ہے۔

اس کے علاوہ بیس-ایمیٹر جوڑ پر کپیسٹر $C_{b'e}$ پایا جاتا ہے جس کی قیمت 100 pF تا 5000 pF پائی جاتی ہے۔ ہمیں دیکھیں کہ یہ کپیسٹر کس طرح پیدا ہوتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمیٹر جوڑ پر مثبت اشارے کی موجودگی میں امیٹر سے بیس کی جانب آزاد الیکٹران رواں ہوتے ہیں جن کا بیشتر حصہ بیس خطے سے بذریعہ نفوذ گزر کر آخر کار کلکٹر پہنچ کر i_c کا حصہ بنتے ہیں۔ اب تصور کریں کہ اس سے پہلے کہ الیکٹران بیس خطے سے گزر پائیں، مہیا کردہ اشارہ منفی ہو جاتا ہے۔ آزاد الیکٹران اشارے کی نئی حقیقت کو دیکھتے ہوئے واپس امیٹر سرے کی جانب چل پڑیں گے۔ نتیجتاً کلکٹر سرے پر برقی رو i_c کی مقدار نسبتاً کم ہو جائے گی۔ اس عمل کو مد نظر رکھتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے کارکردگی کے لئے ضروری ہے کہ بیس خطے سے الیکٹران کے گزرنے کا دورانیہ مہیا کردہ اشارے کے دوری عرصے سے کم ہو۔ جیسے جیسے اشارے کی تعدد بڑھائی جائے، ویسے ویسے کلکٹر برقی رو i_c کی قیمت کم ہوتی جاتی ہے۔ بڑھتی تعدد کی وجہ سے کم برقی رو کے حصول کو کپیسٹر $C_{b'e}$ سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ بدلتے اشارے کی وجہ سے بیس خطے سے گزرنے والے آزاد الیکٹران کبھی کلکٹر اور کبھی امیٹر کی جانب پہنچنے کی کوشش ہی کرتے رہ جاتے ہیں۔ یوں بیس خطے میں گھیرے الیکٹرانوں کی تعداد کل برقی رو I_{EQ} پر منحصر ہوتی ہے۔ $C_{b'e}$ کی مقدار بیس خطے میں گھیرے بار کی مقدار پر منحصر ہوتی ہے اور یوں اس کی قیمت برقی رو کے راست تناسب ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹروں کو شکل 6.26 میں بطور بیرونی کپیسٹر دکھایا گیا ہے۔



شکل 6.26: ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹرز کو بطور بیرونی کپیسٹرز دکھایا گیا ہے



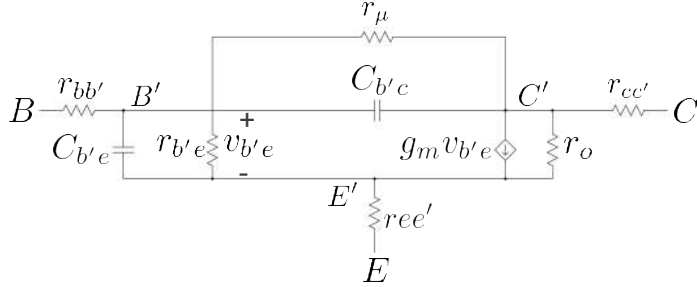
شکل 6.27: ٹرانزسٹر کے اندرونی مزاحمت

شکل 6.27 میں ٹرانزسٹر کی ساخت دکھائی گئی ہے جہاں بیرونی سروں کو حسب معمول E ، B اور C کہا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس کے بیرونی سرے B اور اندرونی نقطہ B' کے درمیان غیر مطلوب مزاحمت³⁴ $r_{bb'}$ پایا جاتا ہے۔ یہ مزاحمت بیس خطے کی خصوصیات پر منحصر ہوتا ہے۔ اسی طرح ایسٹر پر $r_{ee'}$ اور کلکٹر پر $r_{cc'}$ غیر مطلوب مزاحمت پائے جاتے ہیں۔ الٹ مائیکس-ایسٹر جوڑ میں الٹی جانب یک سمتی برقی رو کو مزاحمت r_{μ} سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں $r_{ee'}$ ، $r_{cc'}$ اور r_{μ} کو صفر تصور کرتے ہوئے نظر انداز کیا جائے گا۔

ٹرانزسٹر کے پست تعددی پائے ریاضی نمونے میں ان تمام اجزاء کی شمولیت سے بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جس کو شکل 6.28 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 6.29 الف میں اسی کا سادہ دور دکھایا گیا ہے جس میں $r_{ee'}$ ، $r_{cc'}$ اور r_{μ} کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کو قلم و کاغذ سے حل کرنا زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس کتاب میں اسی ریاضی نمونے کو استعمال کیا جائے گا۔

$r_{bb'}$ کی قیمت بیس خطے کی چوڑائی کے راست تناسب ہوتی ہے۔ پست تعددی ٹرانزسٹر کے بیس خطے کی چوڑائی بلند تعددی ٹرانزسٹر کے بیس خطے کی چوڑائی سے زیادہ ہوتی ہے۔ اسی لئے پست تعددی ٹرانزسٹر کی $r_{bb'}$ بلند تعددی

parasitic resistor³⁴

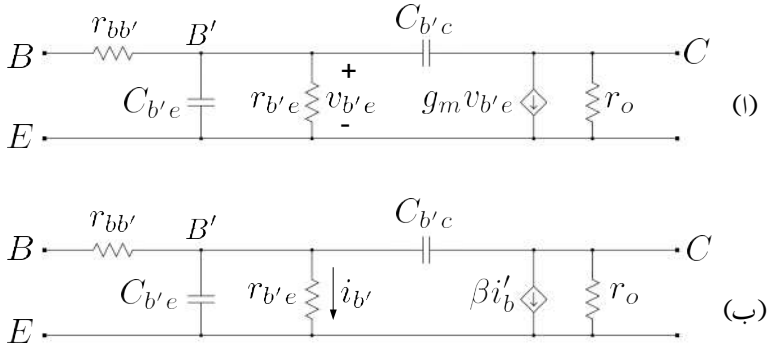


شکل 6.28: بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ

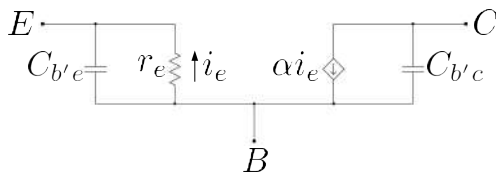
ٹرانزسٹر کے $r_{bb'}$ سے زیادہ ہوتی ہے۔ $r_{bb'}$ کو مستقل تصور کیا جاتا ہے جس کی قیمت $10\ \Omega$ تا $50\ \Omega$ ہوتی ہے۔ پست تعددی پائے ریاضی نمونے کے جزو r_{be} کو یہاں $r_{b'e}$ کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 3.187 کے تحت

$$(6.60) \quad r_{b'e} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

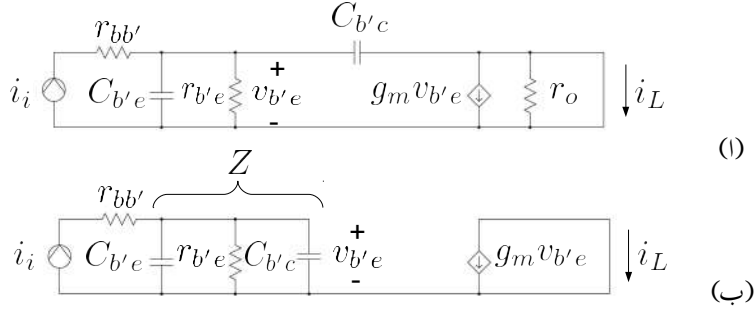
کے برابر ہے۔ $v_{b'e} = i_b' r_{b'e}$ لکھتے ہوئے اور مساوات 3.188 سے $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$ کے استعمال سے شکل الف کے $i_c = g_m v_{b'e}$ کو $i_c = \beta i_b'$ لکھا جا سکتا ہے جس سے قدر مختلف شکل ب میں دکھایا گیا بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں i_b' پر دوبارہ غور کریں۔ یہ $r_{b'e}$ میں سے گزرتی برقی رو ہے نا کہ ٹرانزسٹر کے بیرونی بیس سرے پر پائی جانے والی برقی رو۔ ٹرانزسٹر اس برقی رو کے نسبت سے i_c خارج کرتا ہے۔ بلند تعدد پر $C_{b'e}$ کے راستے داخلی برقی رو کا کچھ حصہ گزرے گا جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر کی افزائش میں کمی رونما ہوگی۔ ٹرانزسٹر کے پست تعددی ٹی ریاضی نمونے کو صفحہ 336 پر شکل 3.76 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.76 پ میں ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسیٹر کے شمولیت سے شکل 6.30 حاصل ہوتا ہے جس میں $r_{bb'}$ شامل نہیں کیا گیا۔ ٹی ریاضی نمونے کا استعمال مشترکہ بیس ایسیلیٹائر حل کرتے وقت آتا ہے جہاں $r_{bb'}$ کے اثر کو نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے میں i_e وہ برقی رو ہے جو اندرونی مزاحمت r_e میں سے گزرتی ہے۔



شکل 6.29: سادہ بلند تعددی پایے ریاضی نمونہ



شکل 6.30: بلند تعددی ٹی ریاضی نمونہ



شکل 6.31: قصر دور برقی رد افزائش

6.11.2 مشترکہ ایمپیربلنڈ انقطاعی تعدد

شکل 6.29 الف کے خارجی جانب برقی بوجھ R_L جوڑ کر افزائش برقی رو $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کی جاسکتی ہے جس کی قیمت R_L بڑھانے سے گھٹے گی۔ ایسا کرنے کی بجائے، جیسا کہ شکل 6.31 الف میں دکھایا گیا ہے، ہم $R_L = 0$ رکھتے ہوئے قصر دور افزائش برقی رو A_i حاصل کرتے ہیں جو اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت ہے۔ چونکہ $R_L = 0$ سے مراد ٹرانزسٹر کے کلکٹر کو اس کے ایمپٹر کے ساتھ جوڑنا ہے لہذا ایسا کرنے سے r_o بھی قصر دور ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ $C_{b'c}$ کا ایک سرا برقی زمین کے ساتھ جڑ جاتا ہے۔ چنانکہ ٹرانزسٹر کا ایمپٹر بھی برقی زمین پر ہے لہذا $C_{b'c}$ کا یہ سرا ایمپٹر کے ساتھ جڑ جاتا ہے۔ ان حقائق کو مد نظر رکھتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔ شکل الف میں ہم دیکھتے ہیں کہ $C_{b'c}$ میں داخلی جانب سے خارجی جانب برقی رو گزرے گی جبکہ شکل ب میں ایسا نہیں ہوتا۔ ہم $C_{b'c}$ میں داخلی جانب سے خارجی جانب گزرتے ہوئے برقی رو کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل 6.31 کی مدد سے A_i کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z} &= sC_{b'e} + sC_{b'c} + \frac{1}{r_{b'e}} \\ &= \frac{s(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e} + 1}{r_{b'e}} \end{aligned}$$

سے

$$Z = \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}
 A_i \Big|_{v_{ce}=0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{b'e}} \right) \left(\frac{v_{b'e}}{i_i} \right) \\
 &= (-1) (g_m) (Z) \\
 &= \frac{-g_m r_{b'e}}{s (C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e} + 1} \\
 &= \frac{-g_m r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e} \left[s + \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}} \right]}
 \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کو مزید یوں لکھ سکتے ہیں

$$(6.61) \quad A_i \Big|_{v_{ce}=0} = - \left(\frac{\beta \omega_\beta}{s + \omega_\beta} \right) = - \left(\frac{\beta}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \right)$$

جہاں $g_m r_{b'e} = \beta$ اور

$$(6.62) \quad \omega_\beta = 2\pi f_\beta = \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}}$$

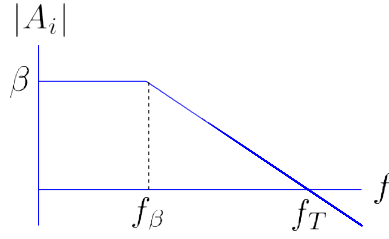
کے برابر ہے۔ A_i کی حتمی قیمت

$$(6.63) \quad |A_i|_{v_{ce}=0} = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta} \right)^2}}$$

حاصل ہوتی ہے۔ f_β کو ٹرانزسٹر کی قصر دور بلند انقطاعی تعدد کہتے ہیں۔ مساوات 6.62 میں $C_{b'e} \gg C_{b'c}$ ہونے کی وجہ سے مندرجہ ذیل سادہ مساوات حاصل ہوتی ہے۔

$$(6.64) \quad \omega_\beta = 2\pi f_\beta \approx = \frac{1}{C_{b'e} r_{b'e}}$$

مساوات 6.61 کے حتمی قیمت کا بوڈا خط شکل 6.32 میں دکھایا گیا ہے۔ مساوات 6.2 کی مدد سے ہم دیکھتے ہیں کہ f_β ایمپلیفائر کے دائرہ کار کو دگی B^{35} کے برابر ہے۔ بوڈا خط میں f_T تعدد کا ذکر کیا گیا ہے۔ یہ وہ تعدد ہے



شکل 6.32: بلند تعددی بوڈاخط

جس پر افزائش کی قیمت 0 dB یعنی ایک (1) کے برابر ہو جاتی ہے۔ آئیں f_T پر مزید غور کریں۔ مساوات 6.61 سے تعدد کی وہ قیمت حاصل کی جاسکتی ہے جس پر قصر دور افزائش کی حتمی قیمت ایک (1) کے برابر ہو۔ اس تعدد کو ω_T لکھتے ہوئے

$$|A_i| = \frac{\beta\omega_\beta}{\sqrt{\omega_T^2 + \omega_\beta^2}} = 1$$

سے

$$\beta\omega_\beta = \sqrt{\omega_T^2 + \omega_\beta^2}$$

اور اس کا مربع لیتے ہوئے حل کرتے

$$\beta^2\omega_\beta^2 = \omega_T^2 + \omega_\beta^2$$

یعنی

$$\begin{aligned} \omega_T^2 &= \beta^2\omega_\beta^2 - \omega_\beta^2 \\ \omega_T &= \omega_\beta\sqrt{\beta^2 - 1} \end{aligned} \quad (6.65)$$

چونکہ $\beta \gg 1$ ہوتا ہے لہذا

$$\begin{aligned} \omega_T &\approx \beta\omega_\beta \\ f_T &\approx \beta f_\beta \end{aligned} \quad (6.66)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کے تحت f_T دراصل ٹرانزسٹر کے β اور f_β کا حاصل ضرب ہے۔ اسی سے f_T کو ٹرانزسٹر کا افزائش ضرب دائرہ کار کو دگی³⁶ کہتے ہیں۔ ٹرانزسٹر کے بلند تعددی صلاحیت کو اس کے معلوماتی صفحات³⁷ میں بطور f_T پیش کیا جاتا ہے۔ یوں کسی بھی اشارے کو بڑھانے کی خاطر استعمال کئے جانے والے ایمپلیفائر کے ٹرانزسٹروں کی f_T اس اشارے کی تعدد سے زیادہ ہونا ضروری ہے۔ مندرجہ بالا مساوات کو یوں دیکھا جا سکتا ہے کہ اگر دو مختلف ٹرانزسٹروں کی f_T برابر جبکہ ان کے β برابر نہ ہوں تب کم β والے ٹرانزسٹر کا f_β زیادہ ہو گا اور یوں یہ نسبتاً زیادہ بلند تعدد کے اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھے گا۔

مساوات 6.66 اور مساوات 6.62 کو ملاتے ہوئے اور $\beta = g_m r_{b'e}$ لکھتے ہوئے

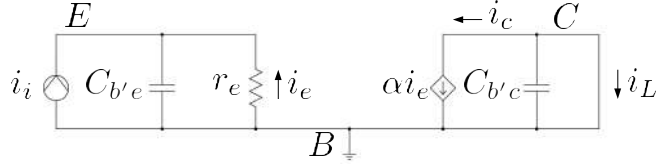
$$(6.67) \quad f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \\ \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسری قدم پر $C_{b'e} \gg C_{b'c}$ کی وجہ سے $C_{b'c}$ کو نظر انداز کیا گیا ہے۔

مساوات 6.66 کے مطابق f_T وہ حتمی بلند تعدد ہے جس تک مشترکہ ایمپٹرانزسٹر ایمپلیفائر اشارے کا حیث بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس مساوات کو حاصل کرتے وقت $C_{b'c}$ کے راستے کلکٹر تک پہنچنے برقی رو کو نظر انداز کیا گیا جس کی وجہ سے حقیقت میں مشترکہ ایمپٹرانزسٹر ایمپلیفائر کبھی بھی f_T تعدد کے اشارات کو نہیں بڑھا سکتا۔

6.11.3 مشترکہ بیس بلند انقطاعی تعدد

آئیں مشترکہ بیس طرز پر استعمال کئے جانے والے ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد حاصل کریں۔ بلند انقطاعی تعدد ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے مزاحمت وغیرہ پر بھی منحصر ہو گا۔ دو مختلف ٹرانزسٹروں کا آپس میں موازنہ کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے پرزوں کے اثر کو شامل نہ کیا جائے۔ یوں مشترکہ بیس بلند تعددی ریاضی نمونے کو استعمال کرتے ہوئے شکل 6.33 کو زنجیری ضرب سے حل کرتے ہیں۔



شکل 6.33: مشترکہ بیس تعدد برقی رد عمل اور افزائش

$$\begin{aligned}
 A_i \Big|_{v_{cb} \rightarrow 0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{i_e} \right) \left(\frac{i_e}{i_i} \right) \\
 &= (-1) (\alpha) \left(\frac{-\frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{r_e + \frac{1}{j\omega C_{b'e}}} \right) \\
 &= \frac{\alpha}{j\omega C_{b'e} r_e + 1}
 \end{aligned}$$

جہاں پہلی قوسین میں منفی کی علامت اس لئے استعمال کئے گئے کہ اس قوسین کے برقی رد عمل i_L اور i_c آپس میں الٹ سمت رکھتے ہیں۔ اسی طرح تیسری قوسین میں i_e اور i_i آپس میں الٹ سمت رکھتے ہیں۔ مندرجہ بالا مساوات میں

$$C_{b'e} r_e = \frac{C_{b'e} r_{b'e}}{\beta} = \frac{1}{\beta \omega \beta} = \frac{1}{\omega_T}$$

لیتے ہوئے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(6.68) \quad A_i \Big|_{v_{cb} \rightarrow 0} = \frac{\alpha}{j \frac{\omega}{\omega_T} + 1}$$

اس مساوات کے مطابق مشترکہ بیس طرز کے ایملیفائر کی بلند انقطاعی تعدد، جسے ω_α پکارا جاتا ہے، ٹرانزسٹر کے ω_T کے برابر ہوتا ہے یعنی

$$(6.69) \quad \omega_\alpha = \beta \omega_\beta = \omega_T$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مشترکہ بیس طرز کے ایملیفائر انتہائی بلند انقطاعی تعدد رکھتے ہیں۔ حقیقت میں ω_T کے تعدد پر یہاں استعمال کیا گیا ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ٹی ریاضی نمونہ درست ثابت نہیں ہوتا لہذا مندرجہ بالا مساوات حقیقت

میں درست نہیں۔ دیکھا یہ گیا ہے کہ

$$(6.70) \quad \omega_{\alpha} = (1 + \lambda) \omega_T$$

کے برابر ہوتا ہے جہاں λ کی قیمت 0.2 تا 1 ہوتی ہے۔ λ کی عمومی قیمت 0.4 ہے۔

6.11.4 f_T کا تجرباتی تخمینہ

f_T نہایت بلند تعدد ہے جسے ناپنا قدر مشکل ہوتا ہے۔ مساوات 6.63 کو استعمال کرتے ہوئے f_T کو کم تعدد پر ناپا جاسکتا ہے۔ اس مساوات کے مطابق اگر A_i کو تعدد f_1 پر ناپا جائے جہاں $(f_1 \gg f_{\beta})$ ہو مثلاً f_1 کی قیمت f_{β} کے پانچ یا چھ گنا ہو تب اسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(6.71) \quad |A_i|_{v_{ce}=0} \approx \frac{\beta f_{\beta}}{f_1} = \frac{f_T}{f_1}$$

لہذا f_1 تعدد پر $|A_i|$ ناپ کر f_T کی قیمت کا تخمینہ لگایا جاتا ہے۔ f_T کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.67 سے $C_{b'e}$ کی قیمت حاصل کی جاتی ہے۔

مثال 6.12: ایک ٹرانزسٹر جس کا $\beta = 200$ ، $I_{CQ} = 0.75 \text{ mA}$ اور $f_{\beta} = 1.3 \text{ MHz}$ ہے کا 6.5 MHz کے تعدد پر $|A_i|_{v_{ce}} = 0$ ناپتے ہوئے $41.5 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس کی f_T کا تخمینہ لگاتے ہوئے $C_{b'e}$ حاصل کریں۔

حل: مساوات 6.71 کی مدد سے

$$f_T = 41.5 \times 6.5 \text{ MHz} \approx 270 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔ I_{CQ} سے

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{0.75 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 0.03 \text{ S}$$

حاصل ہوتا ہے جسے مساوات 6.67 میں استعمال کرتے ہوئے

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{0.03}{2\pi \times 270 \times 10^6} \approx 18 \text{ pF}$$

حاصل ہوتا ہے۔

6.11.5 برقی بوجھ کے موجودگی میں بلند تعددی رد عمل

شکل 6.34 میں مشرکہ ایپلیفائر اور اس کا بلند تعدد مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ یہ بلند تعدد پر استعمال ہونے والے مشرکہ ایپلیفائر کی عمومی شکل ہے۔ آئیں پہلے مساوی دور کی سادہ شکل حاصل کریں تاکہ توجہ ملو کیپیسٹر پر رکھنی آسان ہو۔ پہلے مساوی دور کے داخلی جانب نقطہ دار دائرے میں بند حصے کا مساوی تھونن دور حاصل کرتے ہیں۔ شکل 6.35 الف میں اس حصے کو پیش کیا گیا ہے جہاں تھونن برقی دباؤ v_{th} اور تھونن مزاحمت R_{th} کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ شکل 6.35 ب میں مساوی تھونن دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے R_1 اور R_2 کی کل مزاحمت کو R_B یعنی

$$(6.72) \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

لکھتے ہوئے

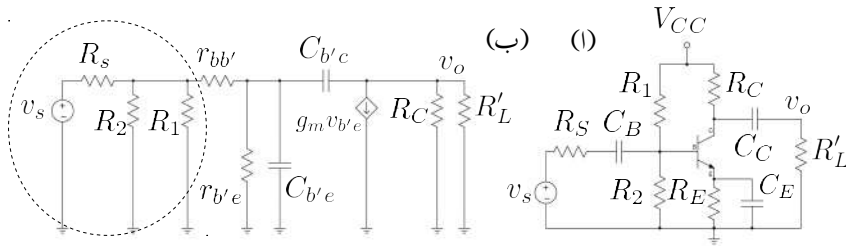
$$(6.73) \quad v_{th} = \left(\frac{R_B}{R_S + R_B} \right) v_s$$

$$(6.74) \quad R_{th} = \frac{R_S R_B}{R_S + R_B}$$

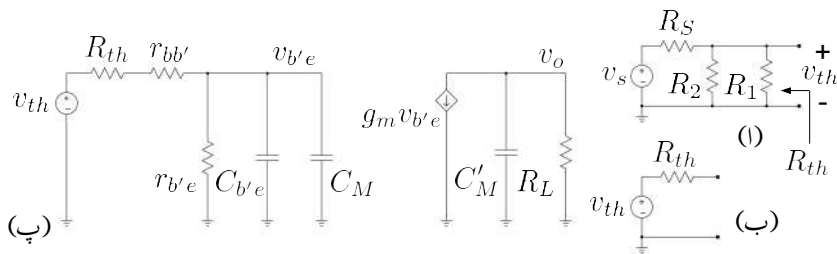
حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 6.34 ب میں R_C اور R'_L متوازی جڑے ہیں۔ ان کے کل مزاحمت کو R_L لکھتے ہیں یعنی

$$(6.75) \quad R_L = \frac{R_C R'_L}{R_C + R'_L}$$

$C_{b'e}$ پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس کے ایک جانب $v_{b'e}$ اور دوسری جانب v_o برقی دباؤ ہے۔ یوں $C_{b'e}$ کے ملر کیپیسٹر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ ان تبدیلیوں کی مدد سے شکل 6.35 پ کا سادہ دور حاصل ہوتا ہے



شکل 6.34: ایپلیکیشن اور اس کا بلندتعدد مساوی دور



شکل 6.35: بلندتعدادی ساده دور

جہاں $C_{b'c}$ کو مسئلہ ملر کی مدد سے C_M اور C'_M جڑوا کیپیسٹروں میں تبدیل کر دیا گیا ہے۔ شکل 6.34 پ کے طرز پر ادوار میں عموماً C'_M کی برقی رکاوٹ متوازی جڑے مزاحمت R_L سے بہت زیادہ ہوتی ہے یعنی

$$(6.76) \quad \frac{1}{\omega C'_M} \gg R_L$$

لہذا C'_M کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے شکل 6.36 حاصل ہوتا ہے۔ آپس دیکھیں کہ مندرجہ بالا مساوات کیوں درست ثابت ہوتا ہے۔

کسی بھی ایپلیفائر کو بلند اور پست انقطاعی تعدد کے مابین درمیانی تعدد کے خطے میں استعمال کیا جاتا ہے جہاں یہ داخلی اشارے کا حیثہ بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس خطے میں ٹرانزسٹر کا پست تعددی ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔ اگر شکل 6.35 پ میں پست تعددی ریاضی نمونہ استعمال کیا جائے تو ملر کیپیسٹر کے حصول میں درکار A_V کی قیمت

$$(6.77) \quad A_V = \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m R_L$$

ہو گی جہاں $v_{b'e}$ کی جگہ v_{be} کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.58 اور 6.59 سے

$$(6.78) \quad C_M = C_{b'c} (1 + g_m R_L)$$

$$(6.79) \quad C'_M = C_{b'c} \left(1 + \frac{1}{g_m R_L} \right)$$

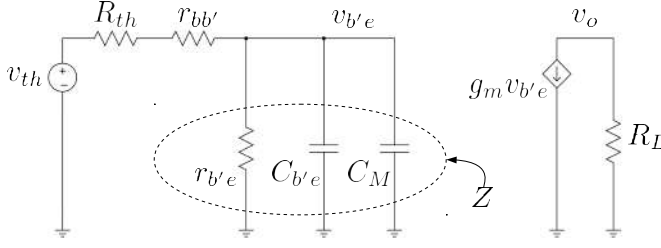
حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعدد کے خطے میں ایپلیفائر کی افزائش کی حتمی قیمت $|A_V|$ ایک (1) سے کئی گنا زیادہ ہوتی ہے (یعنی $g_m R_L \gg 1$) لہذا

$$(6.80) \quad C'_M \approx C_{b'c}$$

ہو گا۔ $C_{b'c}$ کی قیمت انتہائی کم ہوتی ہے۔ یوں اس کے برقی رکاوٹ کی حتمی قیمت برقی بوجھ سے بہت زیادہ ہو گی یعنی

$$(6.81) \quad \left| \frac{1}{j\omega C_{b'c}} \right| \gg R_L$$

لہذا $C_{b'c}$ کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ بلند تعدد ایپلیفائر حل کرتے وقت C_M کو استعمال جبکہ C'_M کو استعمال نہیں کیا جاتا۔ یہاں اس بات کو ذہن نشین کر لیں کہ ایپلیفائر کی افزائش بڑھانے سے C_M کی قیمت بھی بڑھتی ہے۔



شکل 6.36: ملر کپیسٹرز کے اثرات

آئیں شکل 6.36 کو کورخوف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔ شکل میں $r_{b'e}$ ، $C_{b'e}$ اور C_M متوازی جڑے ہیں۔ ان کی کل برقی رکاوٹ کو Z سے ظاہر کرتے ہیں۔ یوں

$$\frac{1}{Z} = s(C_{b'e} + C_M) + \frac{1}{r_{b'e}}$$

(6.82)

$$Z = \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ زنجیری ضرب سے

$$\begin{aligned} A'_v &= \frac{v_o}{v_{th}} = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{b'e}} \right) \left(\frac{v_{b'e}}{v_{th}} \right) \\ &= (-R_L) (g_m) \left(\frac{Z}{R_{th} + r_{bb'} + Z} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں Z کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A'_v &= -R_L g_m \left(\frac{\frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}}{R_{th} + r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}} \right) \\ &= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{[s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1](R_{th} + r_{bb'}) + r_{b'e}} \\ &= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) + R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}} \\ &= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) \left[s + \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'})} \right]} \end{aligned}$$

جسے

$$(6.83) \quad A'_v = - \left[\frac{g_m R_L}{(C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left(\frac{1}{s + \omega_H} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$(6.84) \quad \begin{aligned} \omega_H &= \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M) r_{b'e} (R_{th} + r_{bb'})} \\ &= \frac{1}{[r_{b'e} \parallel (R_{th} + r_{bb'})] (C_{b'e} + C_M)} \\ &= \frac{1}{R_m (C_{b'e} + C_M)} \end{aligned}$$

ہے۔ ω_H کی مساوات جانی پہچانی شکل یعنی $\frac{1}{R_m C}$ ہے جہاں C متوازی جڑے کپیسٹرز $C_{b'e}$ اور C_M کی کل کپیسٹنس $(C_{b'e} + C_M)$ ہے جبکہ R_m اس کپیسٹرز کے ساتھ کل متوازی جڑی مزاحمت ہے۔ شکل 6.36 میں v_s کو قصر دور کرتے ہوئے $r_{b'e}$ کے ساتھ متوازی جڑے $(R_{th} + r_{bb'})$ کی کل مزاحمت R_m ہے یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_{th} + r_{bb'}} \\ R_m &= \frac{r_{b'e} (R_{th} + r_{bb'})}{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}} \end{aligned}$$

جسے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_m = r_{b'e} \parallel (R_{th} + r_{bb'})$$

چونکہ R_{th} کی قیمت $r_{b'e}$ اور $r_{bb'}$ سے بہت زیادہ ہوتی ہے یعنی

$$R_{th} \gg r_{bb'}$$

$$R_{th} \gg r_{b'e}$$

لہذا

$$R_m \approx r_{b'e}$$

کے برابر ہوگا اور یوں

$$(6.85) \quad \begin{aligned} \omega_H &= \frac{1}{(C_{b'e} + C_M) r_{b'e}} \\ f_H &= \frac{1}{2\pi (C_{b'e} + C_M) r_{b'e}} \end{aligned}$$

ہو گا۔ ω_H کا مساوات 6.64 میں دئے ω_β سے موازنہ کرتے ہیں۔

$$(6.86) \quad \frac{\omega_\beta}{\omega_H} = \frac{\left(\frac{1}{C_{b'e}r_{b'e}}\right)}{\left[\frac{1}{(C_{b'e}+C_M)r_{b'e}}\right]} = \frac{C_{b'e} + C_M}{C_{b'e}} = 1 + \frac{C_M}{C_{b'e}}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مشترکہ ایٹریپلیفائر کا بلند انقطاعی تعدد ω_H ہے لہذا ایپلیفائر کی افزائش ω_β تعدد پر نہایت کم ہوگی۔

$A_v = \frac{v_o}{v_s}$ کو مساوات 6.83 اور مساوات 6.73 کی مدد سے یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{v_o}{v_{th}}\right) \left(\frac{v_{th}}{v_s}\right) \\ &= - \left[\frac{g_m R_L}{(C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{s + \omega_H}\right) \\ &= - \left[\frac{g_m R_L}{\omega_H (C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right) \\ &= - \left(\frac{g_m R_m R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 6.84 کا استعمال کیا گیا۔ $R_m \approx r_{b'e}$ کی صورت میں اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$A_v \approx - \left(\frac{g_m r_{b'e} R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right)$$

لکھتے ہوئے $g_m r_{b'e} = \beta$

$$(6.87) \quad A_v \approx - \left(\frac{\beta R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات سے درمیانی تعدد پر $|A_{vD}|_{\omega \ll \omega_H}$ حاصل کرتے ہیں۔

$$(6.88) \quad |A_{vD}|_{\omega \ll \omega_H} = - \left(\frac{\beta R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right)$$

مثال 6.13: شکل 6.34 میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15 \text{ V} & R_1 &= 7 \text{ k}\Omega & R_2 &= 2.8 \text{ k}\Omega \\ R_C &= 650 \Omega & R'_L &= 100 \Omega & R_E &= 260 \Omega \\ C_{b'c} &= 2 \text{ pF} & C_{b'e} &= 220 \text{ pF} & r_{bb'} &= 20 \Omega \\ & & \beta &= 75 & R_S &= 1.2 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

لیتے ہوئے $I_{CQ} \approx 12.5 \text{ mA}$ ، $g_m = 0.5 \text{ S}$ اور $r_{b'e} = 150 \Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔ اس ایپلیفائر کی درمیانی تعدد پر افزائش A_v اور بلند انقطاعی تعدد f_H حاصل کریں۔

حل: حصہ 6.11.5 میں اسی کو کرخوف کے قوانین کی مدد سے حل کیا گیا۔ اس مثال کو مسئلہ نارٹن اور مسئلہ تھون کے بار بار استعمال سے حل کرتے ہیں۔

$R_C \parallel R'_L$ کو R_L لکھتے ہوئے

$$R_L = \frac{650 \times 100}{650 + 100} = 87 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.34 ب سے مسئلہ ملر کی مدد سے شکل 6.37 الف حاصل ہوتا ہے جہاں

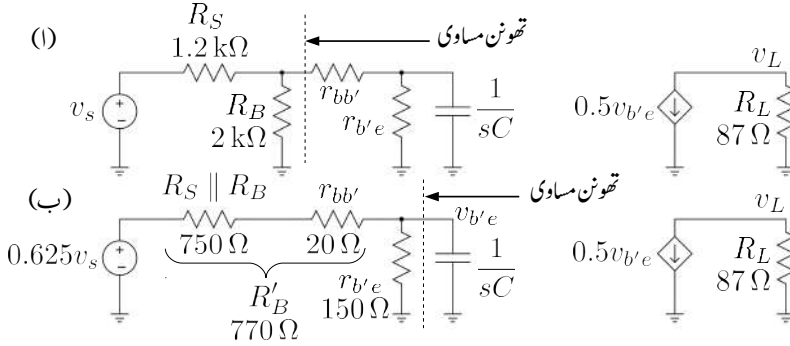
$$\begin{aligned} C &= C_{b'e} + C_M \\ &= C_{b'e} + (1 + g_m R_L) C_{b'c} \\ &= 220 \times 10^{-12} + (1 + 0.5 \times 87) \times 2 \times 10^{-12} \\ &= 220 \text{ pF} + 89 \text{ pF} \\ &= 309 \text{ pF} \end{aligned}$$

کے برابر ہے اور $R_1 \parallel R_2$ کو R_B کہا گیا ہے یعنی

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7000 \times 2800}{7000 + 2800} = 2 \text{ k}\Omega$$

اس شکل میں نقطہ دار کلیئر کے بائیں جانب کا مساوی تھون دور لیتے ہوئے شکل 6.37 ب حاصل ہوتا ہے جہاں تھون مساوی مقدار

$$\begin{aligned} \left(\frac{R_B}{R_S + R_B} \right) v_s &= 0.625 v_s \quad \text{دباورقی تھون} \\ R_S \parallel R_B &= 750 \Omega \quad \text{مزاحمت تھون} \end{aligned}$$



شکل 6.37: مسئلہ نارٹن اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے دور کا حل

شکل 6.37 ب کے نقطہ دار لکیر سے بائیں جانب حصے کا اب مساوی نارٹن دور لیتے ہیں جسے شکل 6.38 الف میں دکھایا گیا ہے جہاں نارٹن مساوی برقی رو

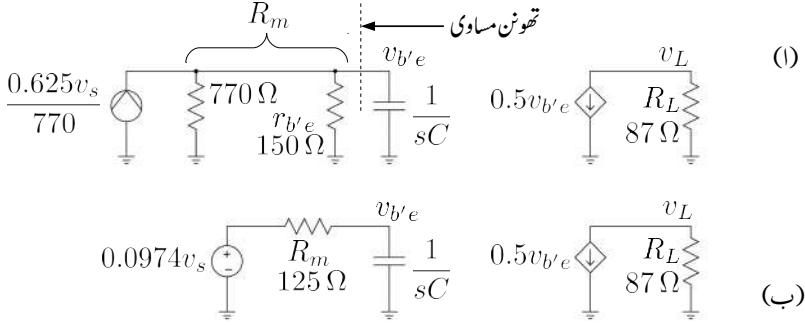
$$\frac{0.625v_s}{R'_B} = \frac{0.625}{770}v_s$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.38 الف میں نقطہ دار لکیر کے بائیں جانب حصے کا تھونن مساوی دور لیتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.38 ب کو دیکھ کر $v_{b'e}$ کی مساوات لکھی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned} v_{b'e} &= 0.0974v_s \left(\frac{\frac{1}{sC}}{125 + \frac{1}{sC}} \right) = 0.0974v_s \left(\frac{1}{125 \times sC + 1} \right) \\ &= \frac{0.0974v_s}{1 + \frac{j\omega}{26 \times 10^6}} = \frac{0.0974v_s}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \end{aligned}$$

زنجیری ضرب سے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{b'e}} \times \frac{v_{b'e}}{v_s} \\ &= -87 \times 0.5 \times \left(\frac{0.0974}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \right) \\ &= \frac{-4.2}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \end{aligned}$$



شکل 6.38: مسئلہ نارٹن اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے دور کا حل

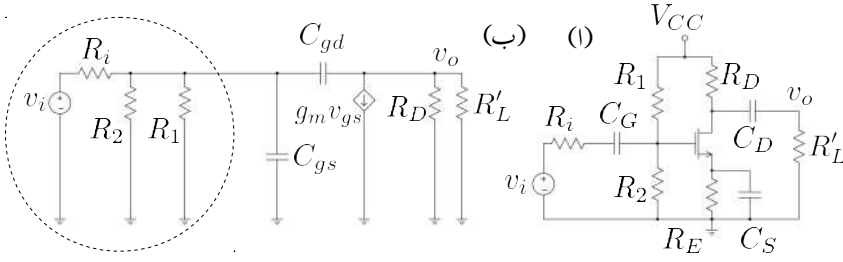
لکھا جا سکتا ہے جہاں سے بلند انقطاعی تعدد تقریباً $f_H = 4 \text{ MHz}$ جبکہ درمیانی تعدد کی افزائش $A_{vD} = -4.2 \frac{V}{V}$ حاصل ہوتی ہے۔

6.11.6 مشترکہ سورس ماسفیٹ ایپلیٹائر کا بلند تعددی رد عمل

شکل 6.39 الف میں ماسفیٹ ایپلیٹائر اور شکل ب میں اسی کا مساوی بلند تعددی دور دکھایا گیا ہے جس میں ماسفیٹ کا بلند تعددی ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ ماسفیٹ کا بلند تعددی ریاضی نمونہ ماسفیٹ کے پست تعددی ریاضی نمونے میں C_{gs} اور C_{gd} اندرونی کپیسٹرز کی شمولیت سے حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 6.39 ب اور شکل 6.34 ب تقریباً یکساں صورت رکھتے ہیں۔ ماسفیٹ کے ریاضی نمونے میں $C_{gs} \gg C_{gd}$ ہوتا ہے۔ پست تعددی ماسفیٹ کے C_{gs} کی قیمت 50 pF جبکہ بلند تعددی ماسفیٹ کی 5 pF سے بھی کم ہوتی ہے۔ پست تعددی ماسفیٹ کے C_{gd} کی قیمت 5 pF جبکہ بلند تعددی ماسفیٹ کی 0.5 pF سے بھی کم ہوتی ہے۔

$$R_L = \frac{R'_L R_D}{R'_L + R_D}$$

$$R_G = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$



شکل 6.39: ماسنیٹ ایپلیٹا اور اس کا بلت تعددی مساوی دور

لیتے ہوئے نقطہ دار دائرے میں بند حصے کا تھونن مساوی دور حاصل کرتے ہیں۔

$$R_{th} = \frac{R_i R_G}{R_i + R_G}$$

$$v_{th} = \left(\frac{R_G}{R_i + R_G} \right) v_i$$

C_{gd} کا ملر کپیسیٹر استعمال کرتے ہوئے شکل 6.40 حاصل ہوتا ہے۔ آئیں اس مرتبہ C'_M کو نظر انداز نہ کرتے ہوئے دور کو حل کریں۔ متوازی جڑے R_L اور C'_M کی برقی رکاوٹ کو Z_L لکھتے ہوئے

$$\frac{1}{Z_L} = j\omega C'_M + \frac{1}{R_L}$$

$$Z_L = \frac{R_L}{j\omega C'_M R_L + 1}$$

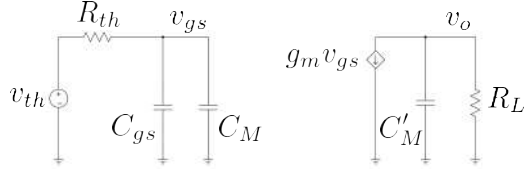
حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\frac{v_o}{v_{th}} = \left(\frac{v_o}{i_d} \right) \left(\frac{i_d}{v_{gs}} \right) \left(\frac{v_{gs}}{v_{th}} \right)$$

$$= (-Z_L) (g_m) \left(\frac{\frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M)}}{R_{th} + \frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M)}} \right)$$

$$= - \left(\frac{g_m R_L}{j\omega C'_M R_L + 1} \right) \left(\frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M) R_{th} + 1} \right)$$

اس میں



شکل 6.40: ماسفیٹ ایپلیٹاؤز میں ملر کیپیسٹر کا اثر

$$(6.89) \quad \omega'_H = \frac{1}{C'_M R_L}$$

$$(6.90) \quad \omega_H = \frac{1}{(C_{gs} + C_M) R_{th}}$$

لیتے ہوئے

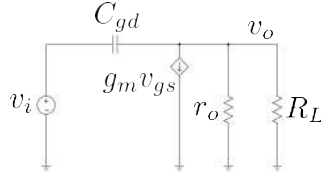
$$(6.91) \quad \frac{v_o}{v_{th}} = - \left(\frac{g_m R_L}{j \frac{\omega}{\omega'_H} + 1} \right) \left(\frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ C'_M سے ω'_H حاصل ہوتا ہے جسے گزشتہ حصے میں نظر انداز کیا گیا تھا۔ حقیقت میں $\omega_H \gg \omega'_H$ ہوتا ہے لہذا ماسفیٹ ایپلیٹاؤز میں بھی C'_M کی موجودگی کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ یوں $\omega \ll \omega'_H$ تعدد پر چلتے ہوئے کل افزائش یوں لکھی جائے گی۔

$$(6.92) \quad A_v = \left(\frac{v_o}{v_{th}} \right) \left(\frac{v_{th}}{v_i} \right) = - \left(\frac{g_m R_L}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right) \left(\frac{R_G}{R_G + R_i} \right)$$

اس مساوات کے مطابق بلند انقطاعی تعدد کا دار و مدار R_{th} پر ہے۔ آئیں دیکھیں کہ ماسفیٹ کی بلند ترین انقطاعی تعدد کس صورت حاصل ہوگی۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل 6.39 میں $R_i = 0 \Omega$ لیتے ہوئے اس کا مساوی دور حاصل کرتے ہیں جسے شکل 6.41 میں دکھایا گیا ہے جہاں r_o کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں چونکہ R_1 ، R_2 اور C_{gs} تینوں داخلی اشارہ v_i کے متوازی جڑے ہیں لہذا گیٹ پر v_i ہی پایا جائے۔ یوں $v_{gs} = v_i$ کے برابر ہوگا۔ v_o جوڑ پر کر خوف کے قانون برائے برقی رو کے مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں



شکل 6.41: بلند ترین ممکنہ انتظامی تعدد کا حصول

$$\frac{v_o - v_i}{\frac{1}{j\omega C_{gd}}} + g_m v_i + \frac{v_o}{\frac{R_L r_o}{R_L + r_o}} = 0$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \left(\frac{R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[\frac{j\omega C_{gd} - g_m}{1 + \omega C_{gd} \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)} \right]$$

یعنی

$$(6.93) \quad A_v = \frac{v_o}{v_i} = \left(\frac{g_m R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[-1 + \frac{j \frac{\omega C_{gd}}{g_m}}{1 + j\omega C_{gd} \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)} \right]$$

جس میں

$$(6.94) \quad \omega_s = \frac{g_m}{C_{gd}}$$

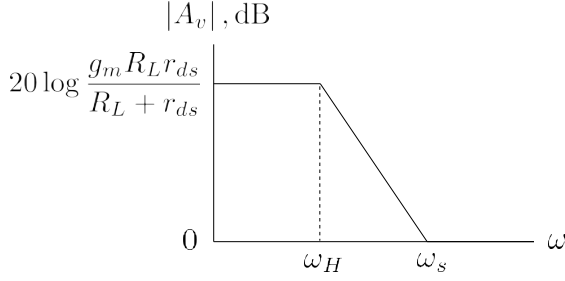
$$(6.95) \quad \omega_H = \frac{1}{C_{gd} \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)}$$

لیتے ہوئے

$$(6.96) \quad A_v = \left(\frac{g_m R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[\frac{-1 + j \frac{\omega}{\omega_s}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں $\omega_s \gg \omega_H$ ہوتا ہے یعنی

$$\frac{g_m}{C_{gd}} \gg \frac{1}{C_{gd} \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)}$$



شکل 6.42: ماسفیٹ ایپلیفائر کا بوڈا خط

جسے

$$(6.97) \quad g_m \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right) \gg 1$$

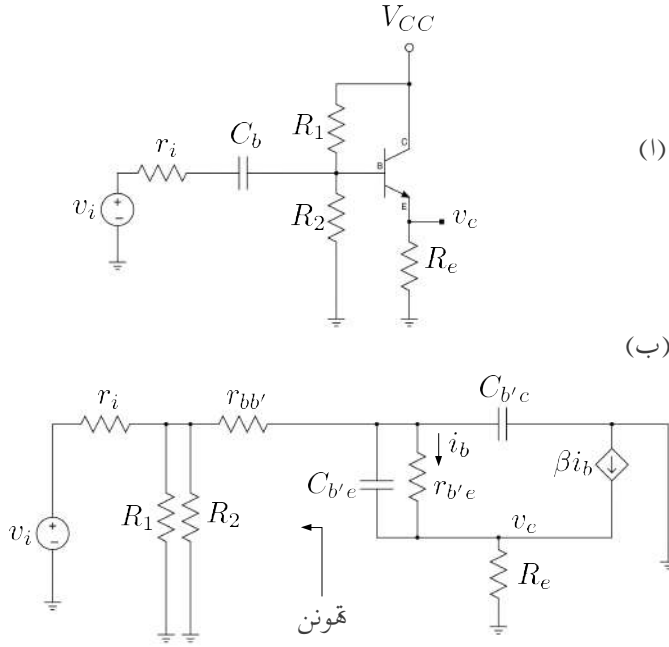
لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 6.96 کا بوڈا خط شکل 6.42 میں دکھایا گیا ہے۔ ω_H کی قیمت R_L سے وابسطہ ہے۔ اگر $R_L \rightarrow \infty$ کر دیا جائے تو بلند ترین انقطاعی تعدد

$$(6.98) \quad \omega_H \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{1}{C_{gd} r_o}$$

حاصل ہوگی جو ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء C_{gd} اور r_o پر منحصر ہے۔

6.12 مشترکہ کلکٹر ایپلیفائر کا بلند تعددی رد عمل

شکل 6.43 الف میں کلکٹر مشترکہ ایپلیفائر دکھایا گیا ہے جس کا مساوی باریک اشاراتی بلند تعددی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ بلند تعدد پر بیرونی نسب کپیسٹر C_b قصر دور کردار ادا کرتا ہے۔ شکل ب سے واضح ہے کہ صرف $r_{b'e}$ سے گزرتی برقی رو i_b کو ٹرانزسٹر β گنا بڑھاتا ہے۔ اس شکل میں کپیسٹر $C_{b'e}$ کا بائیں جانب کا مساوی



شکل 6.43: مشترکہ بلند تعددی رد عمل

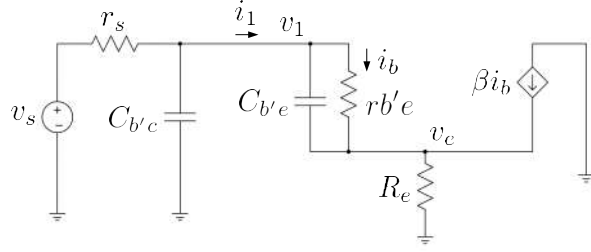
تھونن دور حاصل کرتے ہیں

$$V_{th} = \left(\frac{R_1 \parallel R_2}{r_i + R_1 \parallel R_2} \right) v_i = v_s$$

$$R_{th} = r_i \parallel R_1 \parallel R_2 + r_{bb'} = r_s$$

جہاں تھونن برقی دباؤ کو v_s اور تھونن برقی مزاحمت کو r_s لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں $C_{b'c}$ کا ایک سرا برقی زمین سے جڑا ہے۔ یوں شکل ب کو شکل 6.44 کے طرز پر بنایا جاسکتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے استعمال سے ایسٹر پر ہم لکھ سکتے ہیں

$$(v_e - v_1) s C_{b'e} + \frac{v_e - v_1}{r_{b'e}} + \frac{v_e}{R_e} = \beta i_b = \beta \frac{v_1 - v_e}{r_{b'e}}$$



شکل 6.44: کلکٹر مشترک بلند تعددی سادہ مساوی دور

یعنی

$$\begin{aligned}
 v_1 &= \left[\frac{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 &= \left[\frac{\left(sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right) + \frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 (6.99) \quad &= \left[\frac{\left(sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} + \frac{\frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 &= \left[1 + \frac{1}{R_e \left(sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e
 \end{aligned}$$

اسی طرح جوڑ v_1 پر کرفوف کے قانون برائے برقی رو کے استعمال سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\frac{v_1 - v_s}{r_s} + v_1 s C_{b'c} + (v_1 - v_e) s C_{b'e} + \frac{v_1 - v_e}{r_{b'e}} = 0$$

یعنی

$$\begin{aligned} \left(\frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) v_1 &= \frac{v_s}{r_s} + v_e \left(sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \\ \left(\frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \left[1 + \frac{1}{R_e \left(sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e & \\ &= \frac{v_s}{r_s} + v_e \left(sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 6.99 کا استعمال کیا گیا۔ بائیں ہاتھ کے کسر کو کھولتے ہیں

$$\begin{aligned} \left(\frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) v_e + \left[\frac{\frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}}}{R_e \left(sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e & \\ &= \frac{v_s}{r_s} + v_e \left(sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \end{aligned}$$

اور یکساں اجزاء اکٹھے کرتے ہیں۔

$$\left[\frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + \frac{\frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}}}{R_e \left(sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e = \frac{v_s}{r_s}$$

اس مساوات کو

$$\left[\frac{1}{r_s} (1 + sr_s C_{b'c}) + \frac{\frac{1}{r_s} (1 + sr_s C_{b'c}) + \frac{1}{r_{b'e}} (sr_{b'e} C_{b'e} + 1)}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left(s \frac{r_{b'e} C_{b'e}}{\beta+1} + 1 \right)} \right] v_e = \frac{v_s}{r_s}$$

لکھ کر دونوں جانب کو r_s سے ضرب دیتے اور

$$(6.100) \quad \omega_1 = \frac{1}{r_s C_{b'c}}$$

$$(6.101) \quad \omega_\beta = \frac{1}{r_{b'e} C_{b'e}}$$

$$(6.102) \quad \omega_T = \frac{\beta + 1}{r_{b'e} C_{b'e}}$$

لکھتے ہوئے یوں

$$\left[\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \frac{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \frac{r_s}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_\beta} + 1 \right)}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)} \right] v_e = v_s$$

یا

$$\left[\frac{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \frac{r_s}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_\beta} + 1 \right)}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)} \right] v_e = v_s$$

لکھا جاسکتا ہے۔ کسر کے اوپر حصے میں تمام قوسین کھولتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$\frac{A + j\omega B + (j\omega)^2 C}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)} = \frac{v_s}{v_e}$$

جہاں

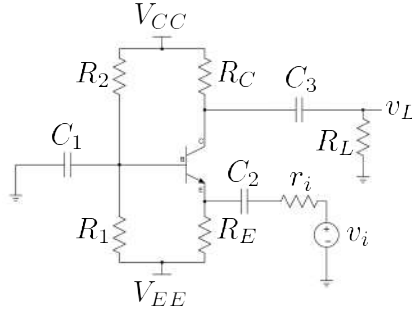
$$\begin{aligned} A &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} + 1 + \frac{r_s}{r_{b'e}} \\ B &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_T} + \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_1} + \frac{1}{\omega_1} + \frac{r_s}{r_{b'e}\omega_\beta} \\ C &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_T\omega_1} \end{aligned}$$

کے برابر ہیں۔ اس سے

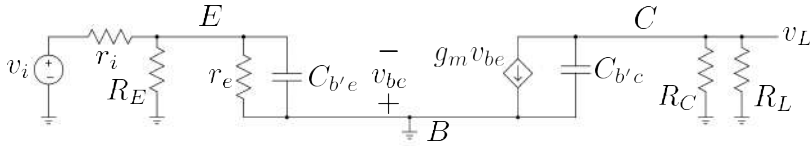
$$(6.103) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)}{A + j\omega B + (j\omega)^2 C}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر $(\beta+1)R_e \gg r_s + r_{b'e}$ ہو تب اس مساوات کو اس طرح لکھا جاسکتا ہے

$$(6.104) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_T}}{1 + j\omega \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1 + \frac{r_s}{R_e}}{\omega_T} \right) + \frac{j\omega}{\omega_T} \frac{j\omega}{\omega_1}}$$



شکل 6.45: بیس مشترک ایپلیفائر



شکل 6.46: بیس مشترک ایپلیفائر کا مساوی دور

6.13 مشترک بیس ایپلیفائر کا بلند انقطاعی تعدد

شکل 6.45 میں بیس مشترک ایپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 336 پر ٹرانزسٹر کا ٹی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جسے پائے ریاضی نمونہ کی شکل میں بناتے ہوئے شکل 6.45 کا بلند تعددی مساوی دور شکل 6.46 میں دکھایا گیا ہے۔ باریک اشاراتی دور میں R_1 اور R_2 دونوں کے دونوں سرے برقی زمین پر ہیں لہذا انہیں نہیں دکھایا گیا۔ چونکہ ٹرانزسٹر کا بیس سرا برقی زمین پر ہے لہذا $C_{b'c}$ کا ایک سرا برقی زمین پر ہوگا اور یوں اسے کلکٹر اور برقی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔

مساوی دور سے دو انقطاعی تعدد حاصل ہوتے ہیں یعنی

$$\omega_{H1} = \frac{1}{(r_e \parallel R_E \parallel r_i) C_{b'e}} \quad (6.105)$$

$$\omega_{H2} = \frac{1}{(R_C \parallel R_L) C_{b'c}}$$

درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کرتے وقت $C_{b'e}$ اور $C_{b'c}$ کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{b'e}} \times \frac{v_{b'e}}{v_i} \\ &= -(R_C \parallel R_L) g_m \left(-\frac{R_E \parallel r_e}{R_E \parallel r_e + r_i} \right) \\ &= (R_C \parallel R_L) g_m \left(\frac{R_E \parallel r_e}{R_E \parallel r_e + r_i} \right) \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں پہلی اور تیسری قوسین میں موجود منفی ایک آپس میں ضرب ہو کر ختم ہو جاتے ہیں۔

مثال 6.14: شکل 6.45 میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 5 \text{ V}, & V_{EE} &= -5 \text{ V}, & R_E &= 600 \Omega \\ R_1 &= 6 \text{ k}\Omega & R_2 &= 38 \text{ k}\Omega, & R_C &= 5 \text{ k}\Omega \\ R_L &= 10 \text{ k}\Omega, & r_i &= 100 \Omega \end{aligned}$$

ہیں۔ ٹرانزسٹر کا $\beta = 149$ ، $C_{b'e} = 35 \text{ pF}$ اور $C_{b'c} = 4 \text{ pF}$ ہیں۔ بلند کونے کے تعدد حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمتی حل درکار ہے۔ تھونن مساوی اجزاء حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{BB} &= \frac{5 + 5}{6000 + 38000} \times 6000 - 5 = -3.64 \text{ V} \\ R_B &= \frac{6000 \times 38000}{6000 + 38000} = 5.182 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

یوں

$$I_E = \frac{-3.64 - 0.7 + 5}{\frac{5182}{149+1} + 600} = 1.04 \text{ mA}$$

یوں

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{1.04 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.0416 \text{ S} \\ r_e &= 24 \Omega \\ r_{b'e} &= 24 \times 150 = 3.6 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

$R_{b'e}$ کے متوازی کل مزاحمت

$$\frac{1}{R_{b'e}} = \frac{1}{24} + \frac{1}{600} + \frac{1}{100}$$

$$R_{b'e} = 18.75 \Omega$$

جبکہ $C_{b'c}$ کے متوازی کل مزاحمت

$$R_{b'c} = \frac{5000 \times 10000}{5000 + 10000} = 3.333 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ یوں مساوات 6.105 کی مدد سے

$$f_{H1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 18.75 \times 35 \times 10^{-12}} = 242 \text{ MHz}$$

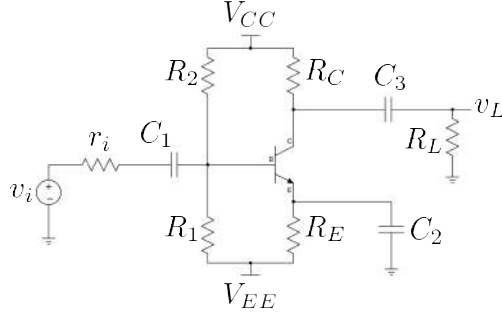
$$f_{H2} = \frac{1}{2 \times \pi \times 3333 \times 4 \times 10^{-12}} = 11.93 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتے ہیں لہذا اس ایملیفائر کا بلند انقطاعی تعدد 11.93 MHz ہے۔ اس مثال میں بلند انقطاعی تعدد کا دارومدار $C_{b'c}$ پر ہے تاکہ $C_{b'e}$ پر۔

$$A_v = \left(\frac{5000 \times 10000}{5000 + 1000} \right) 0.0416 \left(\frac{\frac{24 \times 600}{24 + 600}}{\frac{24 \times 600}{24 + 600} + 100} \right)$$

$$= 26 \frac{V}{V}$$

مثال 6.15: گزشتہ مثال کے دور میں اگر داخلی اشارہ بیس پر مہیا کیا جائے تو لیئٹر مشترک ایملیفائر حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.47 میں دکھایا گیا ہے۔ بقایا تمام متغیرات وہی رکھتے ہوئے دیکھتے ہیں کہ اس صورت میں بلند انقطاعی تعدد کیا حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.47: ایپلیفائر مشترک ایپلیفائر

حل: مساوی دور شکل 6.48 میں دکھایا گیا ہے۔ گزشتہ مثال کی معلومات استعمال کرتے ہوئے

$$C_M = (1 + 0.0416 \times 3333) \times 4 \times 10^{-12} = 559 \text{ pF}$$

$$C_{b'e} + C_M = 594 \text{ pF}$$

اور اس کے متوازی کل مزاحمت R_m

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{100} + \frac{1}{5182} + \frac{1}{3600}$$

$$R_m = 95.5 \Omega$$

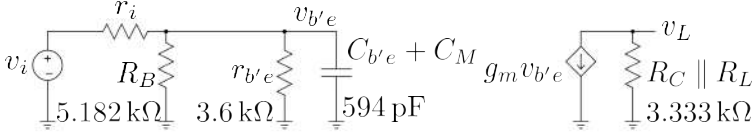
حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انتظامی تعدد

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 95.5 \times 594 \times 10^{-12}} = 2.8 \text{ MHz}$$

اور درمیانی تعدد پر افزائش

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -3333 \times 0.0416 \times \frac{\frac{3600 \times 5182}{3600 + 5182}}{\frac{3600 \times 5182}{3600 + 5182} + 100} = -132 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس مشترک ایپلیفائر کی بلند انتظامی تعدد ایپلیفائر مشترک ایپلیفائر کے بلند انتظامی تعدد سے تقریباً سوا چار گنا زیادہ ہے۔



شکل 6.48: ایمر مشترک ایمپلیفائر کے انتظامی تعدد حاصل کرنے کے لئے درکار مساوی دور

6.14 کیسکوڈ ایمپلیفائر

ایمپلیفائر کے بلند تعددی رد عمل پر غور کے دوران یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگرچہ $C_{b'e}$ کی قیمت نہایت کم لیکن ملر کیپیسٹر³⁸ کی وجہ سے بلند انتظامی نقطہ تعین کرنے میں اس کا کردار نہایت اہم ہے۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر بلند انتظامی نقطہ سے کم تعدد کے اشارات کو بڑھاتا ہے۔ یوں ہم چاہیں گے کہ یہ نقطہ بلند سے بلند تر تعدد پر پایا جائے۔ اس حصے میں کیسکوڈ ایمپلیفائر³⁹ پر غور کیا جائے گا جس میں ملر کیپیسٹر کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر زیادہ سے زیادہ تعدد پر بلند تر انتظامی نقطہ حاصل ہوتا ہے۔⁴⁰

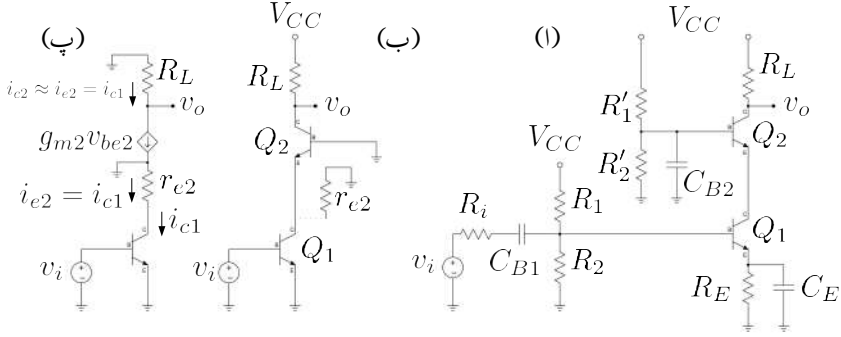
شکل 6.49 الف میں کیسکوڈ ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ Q_1 اور اس کے ساتھ منسلک R_1, R_2, R_E اور R_E مل کر مشترک ایمر طرز کا ایمپلیفائر بناتے ہیں جسے کیپیسٹر C_{B1} کے ذریعہ داخلی اشارہ v_i فراہم کیا گیا ہے۔ R_i داخلی اشارہ فراہم کرنے والے کی مزاحمت ہے۔ عام صورت میں Q_1 کے کلکٹر پر برقی بوجھ R_L لادا جاتا ہے لیکن کیسکوڈ میں ایسا نہیں کیا جاتا۔ کیسکوڈ میں Q_2 بطور برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ Q_2 کے بیس پر بیرونی کیپیسٹر C_{B2} کا کردار نہایت اہم ہے۔ درکار تعدد پر C_{B2} بطور قصر دور کام کرتے ہوئے Q_2 کے بیس کو برقی زمین پر رکھتا ہے۔ Q_2 اور اس کے ساتھ منسلک R_1', R_2' اور C_{B2} مل کر مشترک بیس طرز کا ایمپلیفائر بناتے ہیں۔

کیسکوڈ کی بلند انتظامی تعدد اس میں پائے جانے والے Q_1 پر مبنی مشترک ایمر طرز کے ایمپلیفائر اور Q_2 پر مبنی مشترک بیس طرز کے ایمپلیفائر کی بلند انتظامی تعدد پر منحصر ہوگی۔ مساوات 6.62 اور مساوات 6.69 ان ایمپلیفائر کی قصر دور بلند تر انتظامی تعدد ω_β اور ω_α دیتے ہیں جن کے تحت $\omega_\alpha = \beta \omega_\beta = \omega_T$ کے برابر ہے جہاں ω_β مشترک ایمر طرز کے ایمپلیفائر کی قصر دور بلند انتظامی تعدد جبکہ ω_α مشترک بیس طرز کے ایمپلیفائر

³⁸ Miller capacitor

³⁹ فریڈرک ونمن ہنٹ نے اس ایمپلیفائر کو دریافت کیا اور اس کا نام کیسکوڈ ایمپلیفائر رکھا۔

⁴⁰ cascode amplifier



شکل 6.49: کیسکوڈ ایپلیٹائر

کی قصر دور بلند انقطاعی تعدد ہے۔ چونکہ $\omega_\alpha = \omega_T$ کے برابر ہے لہذا مشترکہ میں طرز کا ایپلیٹائر ٹرانزسٹر کے ω_T تعدد تک قابل استعمال ہوتا ہے۔ اس کے برعکس مشترکہ ایمر طرز کے ایپلیٹائر کی بلند انقطاعی تعدد C_M پر منحصر ہوتی ہے جو اس پر لے برقی بوجھ R_L پر منحصر ہوتا ہے۔ یوں کیسکوڈ ایپلیٹائر کی بلند تعددی انقطاعی تعدد اس میں پائے جانے والے مشترکہ ایمر ایپلیٹائر کی بلند انقطاعی تعدد پر منحصر ہوگا۔ آئیں اب اس پر غور کریں۔

شکل 6.49 ب میں کیسکوڈ ایپلیٹائر کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزسٹر مائل کرنے والے اجزاء نہیں دکھائے گئے تاکہ کیسکوڈ ایپلیٹائر کی بنیادی کارکردگی پر توجہ رہے۔ اس شکل میں Q_2 کا مزاحمت r_{e2} بطور Q_1 کے برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ r_{e2} کو Q_2 کے باہر دکھاتے ہوئے اسے Q_1 کے کلکٹر اور برقی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں Q_2 کا T ریاضی نمونے ⁴¹ استعمال کرتے ہوئے اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ Q_1 کے کلکٹر اور برقی زمین کے درمیان r_{e2} نسب ہے۔

Q_1 کا برقی بوجھ r_{e2} لیتے ہوئے

$$(6.106) \quad C_M = (1 + g_{m1}r_{e2}) C_{b'c}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ Q_1 اور Q_2 میں برابر یک سمتی برقی رو I_{CQ} گزرتا ہے لہذا $g_{m1} = g_{m2}$ اور $g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$ اور $r_{e1} = r_{e2} = \frac{1}{g_m} = r_e$ ہوں گے۔ آپ یہ بھی دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی برقی رو $i_{c1} = i_{e2} \approx i_c$ ہوگا۔ یوں $g_{m1}r_{e2} = 1$ لیتے ہوئے

$$(6.107) \quad C_M = (1 + 1) C_{b'c} = 2C_{b'c}$$

⁴¹ T ریاضی نمونے پر حصہ 3.14.1 میں تبصرہ کیا گیا ہے

حاصل ہوتا ہے جو کہ کم ترین ممکنہ ملر کپیسٹرز ہے۔ C_M کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر مشترکہ ایمرٹرز کے ایپلیٹائر کی بلند انقطاعی تعدد زیادہ سے زیادہ تعدد پر حاصل ہوتی ہے۔

شکل 6.50 میں Q_1 کا بلند تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں r_{e2} کو بطور برقی بوجھ دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے R_1 اور R_2 کے کل مزاحمت کو R_B لکھتے ہیں یعنی

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

یوں متوازی جڑے مزاحمت R_1 ، R_2 اور r_{be} کی کل مقدار R_m یوں لکھی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}} \\ &= \frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be}} \end{aligned}$$

یعنی

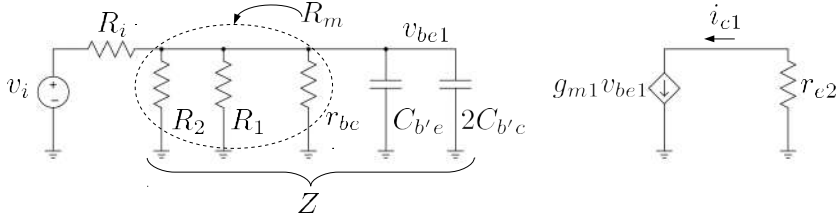
$$R_m = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

اسی طرح متوازی جڑے R_m اور دو کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ Z کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) + \frac{1}{R_m}$$

ایپلیٹائر کی موصل نما افزائش $G_M = \frac{i_c}{v_i}$ یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$\begin{aligned} G_m &= \frac{i_{c1}}{v_i} = \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_i} \right) \\ &= g_m \left(\frac{Z}{R_i + Z} \right) \\ &= g_m \left[\frac{Z}{Z \left(\frac{R_i}{Z} + 1 \right)} \right] \\ &= \frac{g_m}{\frac{R_i}{Z} + 1} \end{aligned}$$



شکل 6.50: کیسکوڈا ایپلیٹاؤن بارڈک اشاراتی تجزیہ

اس میں $\frac{1}{Z}$ استعمال کرتے

$$G_m = \frac{g_m}{R_i \left[j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) + \frac{1}{R_m} \right] + 1}$$

$$= \frac{g_m}{j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i + \frac{R_i}{R_m} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کے نچلے حصے سے $\left(\frac{R_i}{R_m} + 1 \right)$ باہر لیتے ہوئے

$$G_m = \frac{g_m}{\left(\frac{R_i}{R_m} + 1 \right) \left[j\omega \frac{(C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i}{\frac{R_i}{R_m} + 1} + 1 \right]}$$

حاصل ہوتا ہے جس میں

$$(6.108) \quad \omega_H = \frac{\frac{R_i}{R_m} + 1}{(C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i}$$

لکھتے ہوئے

$$(6.109) \quad G_m = \left(\frac{g_m}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) \left(\frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 6.49 پ میں اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ Q_2 میں وہی برقی رو گزرتی ہے جو Q_1 میں گزرتی

ہے اور یوں $i_{c2} = i_{c1}$ ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے کیسکوڈ ایمپلیفائر کے برقی دباؤ کی افزائش

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_i} = \left(\frac{v_o}{i_{c2}} \right) \left(\frac{i_{c2}}{i_{c1}} \right) \left(\frac{i_{c1}}{v_i} \right) \\ &= \left(\frac{v_o}{i_{c2}} \right) \left(\frac{i_{c2}}{i_{c1}} \right) (G_m) \\ &= (-R_L) (1) (G_m) \end{aligned}$$

یعنی

$$\begin{aligned} (6.110) \quad A_v &= - \left(\frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) \left(\frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right) \\ &= A_{vD} \left(\frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے جہاں A_{vD} درمیانی تعدد پر افزائش ہے جو

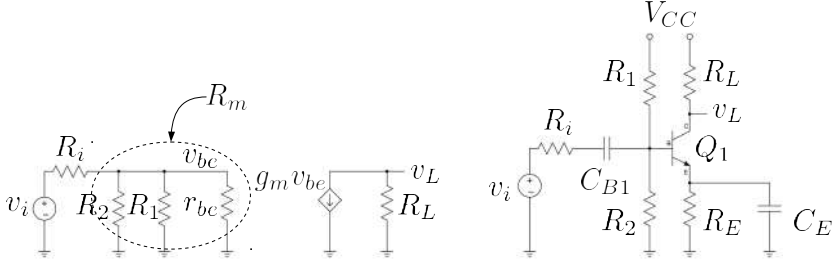
$$(6.111) \quad A_{vD} = - \left(\frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) = - \left(\frac{g_m R_L R_m}{R_i + R_m} \right)$$

کے برابر ہے۔ اس طرح کیسکوڈ ایمپلیفائر پوری برقی دباؤ کی افزائش دیتے ہوئے بلند انقطاعی تعدد کو بلند تر تعدد تک لی جاتا ہے۔ ω_H کو مزید

$$\begin{aligned} (6.112) \quad \omega_H &= \frac{R_i + R_m}{(C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i R_m} \\ &= \frac{1}{(C_{b'e} + 2C_{b'c}) \frac{R_i R_m}{R_i + R_m}} \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں کپیسٹر $C_{b'e} + 2C_{b'c}$ کے متوازی کل مزاحمت $R_i \parallel R_m$ دراصل متوازی جڑے R_i ، R_1 ، R_2 اور r_{be} کی کل مزاحمت ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیسکوڈ ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد کو بھی $\omega_H = \frac{1}{RC}$ کی شکل میں لکھا جاسکتا ہے جہاں C کل کپیسٹر اور R اس کے ساتھ متوازی جڑی کل مزاحمت ہے۔

شکل 6.49 الف میں Q_1 مشترک ایسٹر ایمپلیفائر ہے۔ اگر Q_2 کو دور سے نکال کر R_L کو Q_1 کے ایسٹر کے ساتھ جوڑا جائے تو شکل 6.51 میں دکھایا گیا مشترک ایسٹر ایمپلیفائر حاصل ہوگا جس کا درمیانی تعدد پر مساوی دور بھی اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ آئیں زنجیری ضرب کی مدد سے شکل 6.51 کا $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔



شکل 6.51: کیسکوڈ ایپلیفائر کا مشترک ایمر حصہ

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\
 (6.113) \quad &= -R_L g_m \left(\frac{R_m}{R_i + R_m} \right) \\
 &= \frac{-g_m R_L R_i}{R_i + R_m}
 \end{aligned}$$

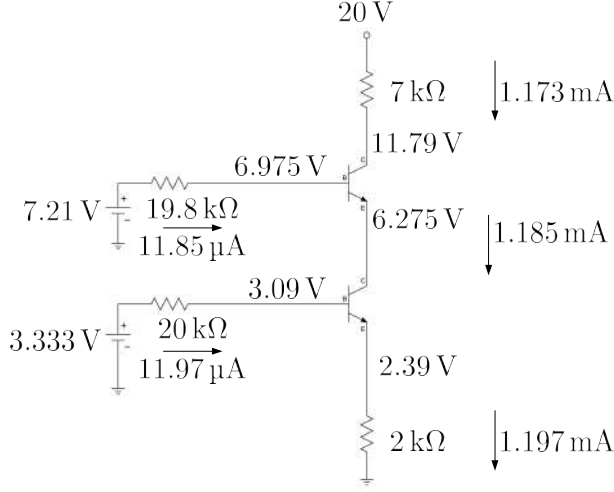
اس مساوات کا مساوات 6.111 کے ساتھ موازنہ کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ کیسکوڈ ایپلیفائر کی درمیانی تعدد پر افزائش وہی ہے جو مشترک ایمر ایپلیفائر کی ہے۔ کیسکوڈ ایپلیفائر کی افادیت اس حقیقت میں ہے کہ اس کا بلند انقطاعی تعدد کافی زیادہ تعدد پر پایا جاتا ہے۔

مثال 6.16: شکل 6.49 الف میں

$$\begin{aligned}
 R_1 &= 120 \text{ k}\Omega, & R_2 &= 24 \text{ k}\Omega, & R_E &= 2 \text{ k}\Omega \\
 R'_1 &= 55 \text{ k}\Omega, & R'_2 &= 31 \text{ k}\Omega, & R_i &= 0.1 \text{ k}\Omega \\
 C_{b'e} &= 30 \text{ pF}, & C_{b'c} &= 3 \text{ pF}, & R_L &= 7 \text{ k}\Omega \\
 \beta &= 99, & V_{CC} &= 20 \text{ V}, & V_A &= \infty
 \end{aligned}$$

ہیں۔ کیسکوڈ ایپلیفائر کے تمام یکسستی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔

حل: شکل 6.52 میں اس کا یک سمتی دور دکھایا گیا ہے جہاں Q_1 اور Q_2 کے بیس جانب مسئلہ تھونن سے حاصل مساوی ادوار نسب کر دئے گئے ہیں۔



شکل 6.52: کیسکوڈ ایملیفائر کے یک سمتی متغیرات

Q_1 کا برقی رو سیدھا سیدھا یوں حاصل ہو جاتا ہے

$$(6.114) \quad I_{E1} = \frac{3.333 - 0.7}{\frac{20000}{99+1} + 2000} = 1.197 \text{ mA}$$

جس سے

$$I_{C1} = \left(\frac{99}{99+1} \right) \times 1.197 \text{ mA} = 1.185 \text{ mA}$$

$$I_{B1} = \frac{1.197 \text{ mA}}{99+1} = 11.97 \mu\text{A}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یہ معلومات شکل پر دکھائی گئی ہیں۔

Q_2 کا برقی رو مساوات 6.114 کے طرز پر تب حاصل کیا جاسکتا ہے جب اس کے ایمرٹر پر نسب مزاحمت معلوم ہو۔ یہاں ایسا کوئی مزاحمت نظر نہیں آ رہا۔ یہاں طریقہ سوچ کچھ یوں ہے۔ چونکہ Q_1 کے کلکٹر پر 1.185 mA

پایا جاتا ہے لہذا Q_2 کا I_{E2} یہی ہو گا۔ اگر ایسا ہو تب

$$I_{C2} = \left(\frac{99}{99+1} \right) \times 1.185 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = \frac{1.185 \text{ mA}}{99+1} = 11.85 \mu\text{A}$$

ہوں گے۔

آئیں اب حاصل کردہ برقی رو کو استعمال کرتے ہوئے مختلف مقامات پر برقی دباؤ حاصل کریں۔ Q_1 کے ایسٹر پر

$$V_{E1} = I_{E1} R_E = 1.197 \times 10^{-3} \times 2000 = 2.39 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ یوں

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE1} = 2.39 + 0.7 = 3.09 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ یہی برقی دباؤ یوں بھی حاصل کیا جاسکتا ہے کہ بیس جانب $20 \text{ k}\Omega$ مزاحمت میں $11.97 \mu\text{A}$ گزرنے سے، قانون اوہم کے تحت، مزاحمت پر 0.24 V برقی دباؤ پیدا ہو گا یوں

$$V_{B1} = 3.33 - I_{B1} \times 20000 = 3.09 \text{ V}$$

اسی طریقے سے Q_2 کے بیس پر

$$V_{B2} = 7.21 - 11.85 \times 10^{-6} \times 19800 = 6.975 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے

$$V_{E2} = V_{B2} - V_{BE2} = 6.975 - 0.7 = 6.275 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ Q_2 کے کلکٹر پر

$$V_{C2} = 20 - 1.173 \times 10^{-3} \times 7000 = 11.79 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ ان تمام معلومات سے

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = 6.275 - 2.39 = 3.885 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = V_{C2} - V_{E2} = 11.79 - 6.275 = 5.55 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ دونوں V_{CE} کے قیمتیں $0.2V$ سے زیادہ ہے لہذا دونوں ٹرانزسٹر افزائندہ ہیں۔

یہ تمام معلومات حاصل کرتے وقت ہم تصور کر رہے تھے کہ دونوں ٹرانزسٹر افزائندہ ہیں۔ فرض کریں کہ R'_1 اور R'_2 کے قیمتیں یوں چنی جائیں کہ V_{E2} کی قیمت اتنی گر جائے کہ Q_1 افزائندہ نہ رہ سکے تب یہ تمام حساب کتاب غلط ہو گا اور کیسکوڈ ایپلیفائر صحیح کام نہیں کرے گا۔ تخلیق دیتے وقت اس بات کا خیال رکھا جاتا ہے کہ دونوں ٹرانزسٹر ایک سمتی برقی رو گزارتے ہوئے افزائندہ رہیں۔

مثال 6.17: مثال 6.16 میں دئے معلومات کو استعمال کرتے ہوئے کیسکوڈ ایپلیفائر کی درمیانی تعدد پر افزائش A_v اور بلند انقطاعی تعدد f_H حاصل کریں۔

حل: Q_1 کا ایک سمتی برقی رو I_{C1}

$$V_{BB} = \frac{24000 \times 20}{24000 + 120000} = 3.333 \text{ V}$$

$$R_B = \frac{24000 \times 120000}{24000 + 120000} = 20 \text{ k}\Omega$$

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{3.333 - 0.7}{\frac{20000}{99+1} + 2000} = 1.197 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہی ایک سمتی برقی رو Q_2 میں سے بھی گزرے گا۔ یوں

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m = \frac{1.197 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 47.88 \text{ mS}$$

$$r_{be1} = r_{be2} = r_{be} \approx \frac{99}{0.04788} = 2067 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعدد پر افزائش مساوات 6.111 کی مدد سے حاصل کرتے ہیں جس میں R_m درکار ہو گا یعنی

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{120000} + \frac{1}{24000} + \frac{1}{2067}$$

$$R_m = 1873 \Omega$$

جسے استعمال کرتے ہوئے

$$A_{vD} = \frac{-0.04788 \times 7000 \times 1873}{100 + 1873} = -318 \frac{V}{V}$$

اور مساوات 6.112 کی مدد سے

$$\omega_H = \frac{1}{(30 \times 10^{-12} + 2 \times 3 \times 10^{-12}) \left(\frac{100 \times 1873}{100 + 1873} \right)} = 293 \frac{\text{Mrad}}{\text{s}}$$

$$f_H = \frac{293000000}{2\pi} = 46.6 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

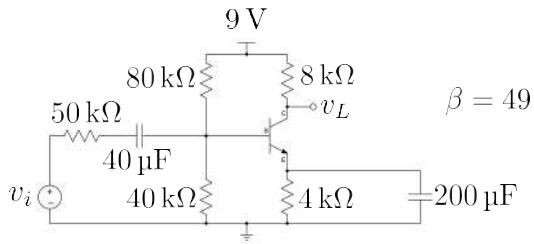
اب تک اس باب میں ہم پست انقطاعی تعدد، بلند انقطاعی تعدد اور درمیانی تعدد پر افزائش کی مثالیں دیکھتے رہے ہیں۔ انہیں ان تینوں کو یکجا کرتے ہوئے اس کا بوڈا خط حاصل کریں۔

مثال 6.18: شکل 6.53 میں ٹرانزسٹر کا $f_t = 200 \text{ MHz}$ اور $C_{b'c} = 2 \text{ pF}$ ہے۔ اس ایپلیفائر کی پست اور بلند انقطاعی تعدد حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کرتے ہوئے افزائش کے حتمی قیمت کا مکمل بوڈا خط کھینچیں۔

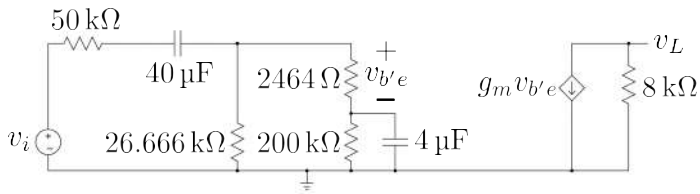
حل: یک سمتی تجزیہ سے $V_{BB} = 3 \text{ V}$ اور $R_B = 26.666 \Omega$ حاصل ہوتے ہیں جس سے $I_C = 0.507 \text{ mA}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $g_m = 0.02 \text{ S}$ ، $r_e = 50 \Omega$ اور $r_{b'e} = 2500 \Omega$ ہیں۔

مساوات 6.67 کی مدد سے f_T کو استعمال کرتے ہوئے $C_{b'e}$ یوں حاصل ہوتا ہے

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c} = \frac{0.02}{2\pi \times 200 \times 10^6} - 2 \times 10^{-12} = 14 \text{ pF}$$



شکل 6.53: مشترک ایملر کا مکمل تعددی رد عمل



شکل 6.54: مشترک ایملر کا کم تعددی پر مساوی دور

شکل 6.54 میں کم تعدد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں $\frac{C_E}{\beta+1} = 4 \mu\text{F}$ اور $(\beta+1) R_E = 200 \text{ k}\Omega$ استعمال کئے گئے۔ ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ پست انقطاعی تعدد C_E سے حاصل کیا گیا ہے اور اس تعدد پر $40 \mu\text{F}$ کے کپیسٹر کو قصر دور تصور کرتے ہیں۔ یوں پست انقطاعی تعدد f_L کو $4 \mu\text{F}$ اور اس کے متوازی کل مزاحمت R سے حاصل کرتے ہیں۔ اگر 2464Ω کو نظر انداز کیا جائے تو

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{200000}$$

$$R = 16 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 16000 \times 4 \times 10^{-6}} = 2.5 \text{ Hz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 6.55 میں زیادہ تعدد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ شکل میں

$$C_M = (1 + 0.02 \times 8000) 2 \times 10^{-12} = 322 \text{ pF}$$

لیتے ہوئے کل کپیسٹر $C_{b'e} + C_M = 336 \text{ pF}$ استعمال کیا گیا ہے۔ کپیسٹر کے متوازی کل مزاحمت کو R کہتے ہوئے

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{2464}$$

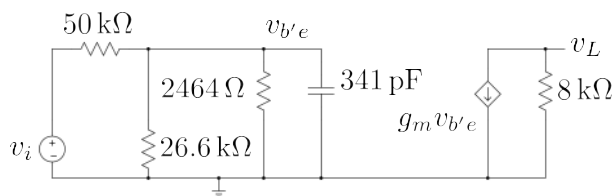
$$R = 2158 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطاعی تعدد f_H

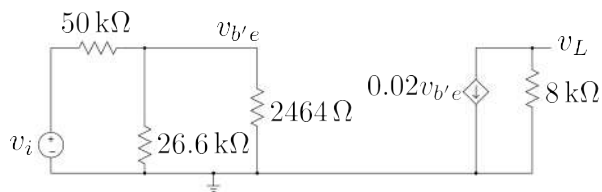
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 2158 \times 336 \times 10^{-12}} = 219 \text{ kHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

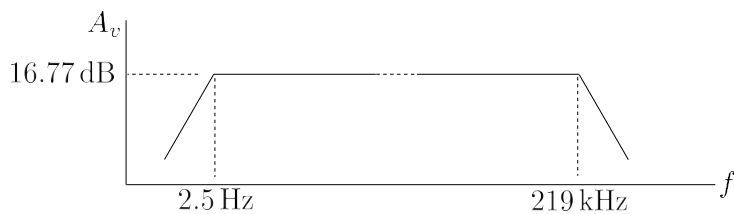
درمیانی تعدد پر شکل 6.56 حاصل ہوتا ہے جس میں متوازی جڑے $26.666 \text{ k}\Omega$ اور $2.464 \text{ k}\Omega$ کی کل مزاحمت کو $2.255 \text{ k}\Omega$ لیتے ہوئے



شکل 6.55: مشترک ایشر کا زیادہ تعدد پر مساوی دور



شکل 6.56: مشترک ایشر کا درمیانی تعدد پر مساوی دور



شکل 6.57: مشترک ایشر کا مکمل یو ڈاٹھ

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -8000 \times 0.02 \times \frac{2255}{2255 + 50000} = -6.9 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان تمام معلومات کو شکل 6.57 کے بوڈا خط میں دکھایا گیا ہے۔

6.15 فلٹریا چھلنی

ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعدد رکھنے والے اشارات کو گزرنے دے کو پٹی گزار فلٹر⁴² یا پٹی گزار چھلنی کہتے ہیں۔ اس کے برعکس ایک ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعدد رکھنے والے اشارات کو روک دے اور انہیں گزرنے نہ دے کو پٹی روک فلٹر⁴³ یا پٹی روک چھلنی کہتے ہیں۔ شکل 6.58 الف میں پٹی گزار فلٹر، شکل ب میں پٹی روک فلٹر، شکل پ میں پست گزار فلٹر جبکہ شکل ت میں بلند گزار فلٹر کی افزائش بالمقابل تعدد کے خط دکھائے گئے ہیں۔ حقیقت میں ایسے کامل فلٹر نہیں پائے جاتے اور حقیقی پست گزار فلٹر ω_H سے قدر بلند تعدد کے اشارات کو بھی گزارتا ہے۔ فلٹر ایسے قلیوں سے حاصل کیا جاتا ہے جس کا خط شکل 6.58 کے قریب قریب ہو۔

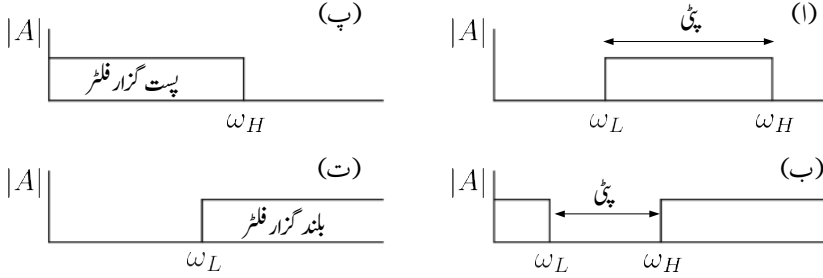
حسابی ایپلیٹائر استعمال کرتے ہوئے ہر قسم کے فلٹر تخلیق دئے جاتے ہیں۔ ایسے فلٹروں میں بٹر ورت فلٹر کا اپنا ایک مقام ہے۔ آئیں اس پر غور کرتے ہیں۔

6.16 بٹر ورت فلٹر (چھلنی)

کسی بھی n درجی تسلسل کو

$$s^n + c_{n-1}s^{n-1} + c_{n-2}s^{n-2} + \dots + c_2s^2 + c_1s + c_0$$

band pass filter⁴²
band stop filter⁴³



شکل 6.58: فلٹریا چھلنی کے اقسام

کی صورت میں لکھا جا سکتا ہے جہاں $s = \sigma + j\omega$ مخلوط تعدد جبکہ c_1, c_2, c_3 وغیرہ، تسلسل کے ضربیہ مستقل ہیں۔ ہفت n کی صورت میں یعنی $n = 2, 4, 6, \dots$ کی صورت میں $(s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2)$ طرز کے $\frac{n}{2}$ دو درجی کلیات کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.115) \quad (s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2) (s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2) \dots$$

جہاں ζ_m اور ω_m دو درجی کلیات کے مستقل ہیں۔ ζ_m کو دھیمپن کا مستقل⁴⁴ اور ω_m کو آزاد قدرتی تعدد⁴⁵ کہا جاتا ہے۔ طاق n یعنی $n = 1, 3, 5, \dots$ کی صورت میں $(s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2)$ طرز کے $\frac{n-1}{2}$ دو درجی کلیات اور ایک عدد $(s + \omega_0)$ کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.116) \quad (s + \omega_0) (s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2) (s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2) \dots$$

بٹر ورت تسلسل⁴⁶ $B_n(s)$ میں مساوات 6.115 اور مساوات 6.115 میں تمام ω_m برابر ہوتے ہیں۔ ایسی صورت میں تمام ω_m کو ω_0 لکھتے ہوئے بٹر ورت تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.117) \quad B_n(s) = (s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2) (s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2) \dots$$

$$B_n(s) = (s + \omega_0) (s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2) (s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2) \dots$$

damping constant⁴⁴undamped natural frequency⁴⁵Butterworth⁴⁶

جہاں پہلی تسلسل جفت n اور دوسری تسلسل طاق n کے لئے ہے۔

آئیں بڑورت تسلسل میں s کی وہ قیمتیں حاصل کریں جن پر $B_n(s)$ کی قیمت صفر ہو جاتی ہے۔ s کی یہ قیمتیں تسلسل کے صفر⁴⁷ کہلاتے ہیں۔

$s + \omega_0 = 0$ سے $s = -\omega_0$ حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.59 الف میں مخلوط سطح⁴⁸ پر اس نقطے کو دکھایا گیا ہے۔ مخلوط سطح کے افقی محور پر حقیقی اعداد جبکہ اس کے عمودی محور پر خیالی اعداد پائے جاتے ہیں۔ یوں $s = \sigma + j\omega$ لکھتے ہوئے σ کو افقی جبکہ $j\omega$ کو عمودی محور پر رکھا جائے گا۔

دو درجی تلبیات

$$(6.118) \quad s^2 + 2\zeta_m\omega_0s + \omega_0^2 = 0$$

سے

$$(6.119) \quad \begin{aligned} s_1 = s_m &= -\zeta_m\omega_0 + j\omega_0\sqrt{1 - \zeta_m^2} \\ s_2 = s_m^* &= -\zeta_m\omega_0 - j\omega_0\sqrt{1 - \zeta_m^2} \end{aligned}$$

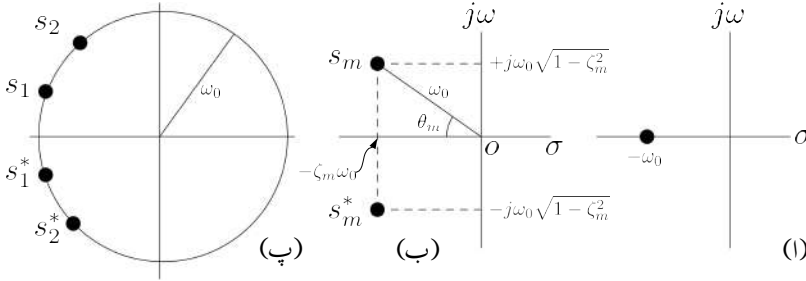
صفر حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی دو درجی کلیہ سے دو صفر حاصل ہوتے ہیں جو $-\alpha \mp j\beta$ کے طرز کے ہوتے ہیں۔ اسی لئے انہیں s_m اور s_m^* لکھا گیا ہے۔ شکل 6.59 ب میں ان صفروں کو دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں صفر عمودی محور کے بائیں جانب پائے جاتے ہیں۔ ایک صفر افقی محور کے اوپر جانب جبکہ دوسرا صفر محور کے نیچے جانب پایا جاتا ہے۔ دونوں افقی محور سے برابر فاصلے پر پائے جاتے ہیں۔ یہ عمومی نتائج ہیں۔

s_m اور s_m^* کی حتمی قیمت

$$(6.120) \quad |s_m| = |s_m^*| = \omega_0$$

حاصل ہوتی ہے۔ کسی بھی مخلوط عدد کو حقیقی اور خیالی اجزاء کی صورت میں لکھا جاسکتا ہے۔ اسی مخلوط عدد کو حتمی قیمت اور زاویے کی شکل میں بھی لکھا جاسکتا ہے۔ یوں s_m مخلوط عدد کو مثال بناتے ہوئے اسے دونوں طرح لکھتے ہیں۔

$$(6.121) \quad s_m = -\zeta_m\omega_0 + j\omega_0\sqrt{1 - \zeta_m^2} = |s_m| \angle \theta$$



شکل 6.59: مخلوط سطح پر بٹورت تسلسل کے صفر

جہاں

$$(6.122) \quad |s_m| = \sqrt{\zeta_m^2 \omega_0^2 + \omega_0^2 (1 - \zeta_m^2)} = \omega_0$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.59 ب میں نقطہ s_m سے نقطہ 0 تک کا فاصلہ $|s_m|$ یعنی اس کی حتمی قیمت دکھاتا ہے۔ اس شکل میں زاویہ θ_m دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

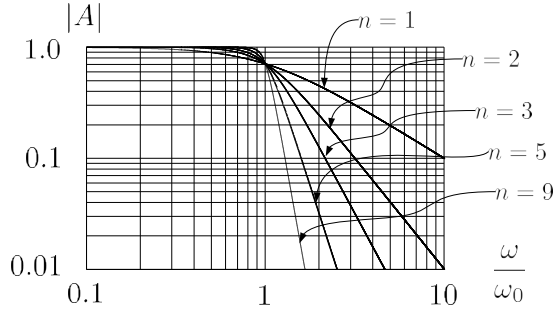
$$(6.123) \quad \cos \theta_m = \frac{\zeta_m \omega_0}{\omega_0} = \zeta_m$$

لکھا جاسکتا ہے۔

مساوات 6.122 کے تحت تمام صفروں کی حتمی قیمت ω_0 کے برابر ہے۔ یوں مخلوط سطح پر تمام صفر ω_0 ردا اس کے دائرے پر پائے جائیں گے۔ اس حقیقت کو شکل 6.59 پ میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ s_1 اور s_1^* آپس میں افقی محور کے الٹ جانب برابر فاصلے پر ہیں۔ یہی کچھ s_2 اور s_2^* کے لئے بھی درست ہے۔ بٹورت تسلسل کے تمام صفر اسی دائرے پر عمودی محور کے بائیں جانب پائے جائیں گے۔

بٹورت تسلسل کے کسی بھی دو درجی جزو کو

$$s^2 + s\zeta_m\omega_0s + \omega_0^2 = \omega_0^2 \left[\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + 2\zeta_m \left(\frac{s}{\omega_0} \right) + 1 \right]$$



شکل 6.60: بٹورٹ پست گزار چھلنی

کی صورت میں لکھا جاسکتا ہے۔ اگر مساوات 6.118 میں $\omega_0 = 1$ رکھا جاتا تب شکل 6.59 پ میں دائرے کا رد اس ایک کے برابر ہوتا جبکہ مساوات 6.123 اب بھی درست ثابت ہوتا۔ اکائی رد اس کے اس دائرے کو بٹورٹ دائرہ⁴⁹ کہا جائے گا۔

بٹورٹ فلٹر⁵⁰ کا عمومی کلیہ

$$(6.124) \quad A(s) = \frac{A_0}{B_n(s)}$$

ہے۔ اس مساوات کی حتمی قیمت نہایت سادہ شکل رکھتی ہے۔

$$(6.125) \quad |A(s)| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}}$$

$|A_0| = 1$ لیتے ہوئے $|A(s)|$ کے خط کو n کی مختلف قیمتوں کے لئے شکل 6.60 میں کھینچا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ n کی تمام قیمتوں کے لئے $|A|$ کی قیمت ω_0 تعدد پر 3 dB گھٹ جاتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ یہ حقیقت بھی واضح ہے کہ n کی قیمت بڑھانے سے شکل 6.60 کی صورت شکل 6.58 پ کے قریب تر ہوتی جاتی ہے۔

$\omega_0 = 1$ کی صورت میں بٹورٹ کے تسلسل کو جدول 6.1 میں پیش کیا گیا ہے۔ طاق n کی صورت میں بٹورٹ تسلسل میں $(s+1)$ ضرور پایا جاتا ہے جبکہ جفت n کی صورت میں صرف دو درجی⁵¹ اجزاء پائے جاتے ہیں۔

Butterworth circle⁴⁹
Butterworth filter⁵⁰
quadratic⁵¹

جدول 6.1: بیرونی فیلٹر

n	$B_n(s)$
1	$(s + 1)$
2	$(s^2 + 1.414s + 1)$
3	$(s + 1)(s^2 + s + 1)$
4	$(s^2 + 0.765s + 1)(s^2 + 1.848s + 1)$
5	$(s + 1)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)$
6	$(s^2 + 0.518s + 1)(s^2 + 1.414s + 1)(s^2 + 1.932s + 1)$

مثال 6.19: جدول 6.1 میں $n = 2$ کے لئے $|B_n(s)|$ حاصل کرتے ہوئے مساوات 6.125 ثابت کریں۔

حل: جدول میں $\omega_0 = 1$ لیتے ہوئے $n = 2$ کے لئے بیرونی فیلٹر

$$B_2(s) = s^2 + 1.414s + 1$$

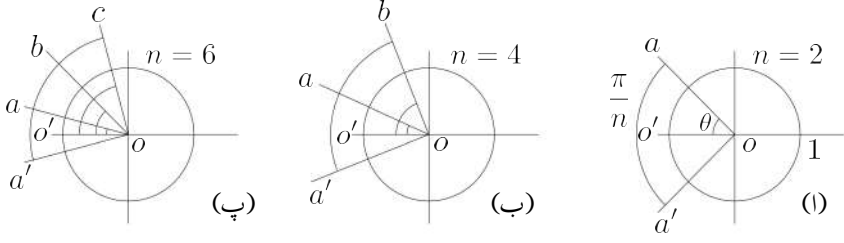
دیا گیا ہے۔ $s = j\omega$ استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} B_2(s) &= (j\omega)^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= -\omega^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= 1 - \omega^2 + j1.414\omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\begin{aligned} |B_2(s)| &= \sqrt{(1 - \omega^2)^2 + (1.414\omega)^2} \\ &= \sqrt{1 + \omega^4 - 2\omega^2 + 2\omega^2} \\ &= \sqrt{1 + \omega^4} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.61: جفت بٹورت دائرہ

بٹورت تسلسل میں $\omega_0 = 1$ لیتے ہوئے دو درجی اجزاء کو $(s^2 + 2\zeta s + 1)$ لکھا جاسکتا ہے جہاں ζ کو بٹورت دائرے سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ شکل 6.61 میں بٹورت دائرے سے جفت n کی صورت میں ζ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ بٹورت دائرے کا رداس 52 ایک کے برابر ہے۔ جفت n کی صورت میں اس دائرے پر زاویہ $\angle aoo'$ کھینچا جاتا ہے جہاں یہ زاویہ $\frac{\pi}{n}$ کے برابر ہوتا ہے۔ یوں $n = 2$ کی صورت میں اس دائرے پر $\frac{\pi}{2}$ یعنی 90 کا زاویہ کھینچا جائے گا۔ اس زاویے کو یوں کھینچا جاتا ہے کہ $\angle aoo' = \angle a'oo'$ ہوں۔ شکل 6.61 الف میں ایسا کیا گیا ہے۔ $\angle aoo'$ کو θ لکھتے ہوئے ζ کو

$$(6.126) \quad \zeta = \cos \theta$$

سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں $n = 2$ کی صورت میں

$$\zeta = \cos 45 = 0.7071$$

حاصل ہوتا ہے اور بٹورت کلیہ

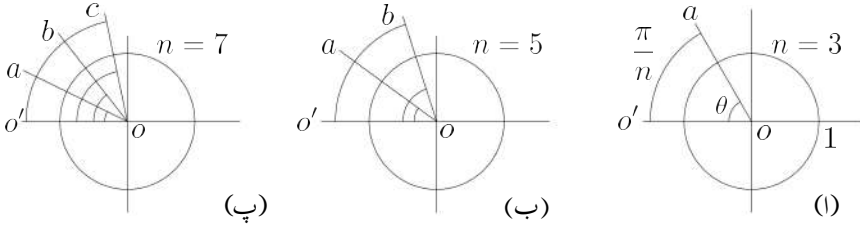
$$s^2 + 2\zeta s + 1 = s^2 + 1.4142s + 1$$

صورت اختیار کر لیا جو جدول 6.1 کے عین مطابق ہے۔

شکل 6.61 ب میں $n = 4$ ہے۔ یوں $\frac{\pi}{4} = 45$ ہوگا جہاں $\angle aoo' = \angle a'oo'$ ہی رکھے گئے ہیں۔ $n = 4$ کی صورت میں بٹورت کلیے میں دو درجی اجزاء دو مرتبہ پائے جاتے ہیں۔ یوں ایک اضافی زاویہ $\angle aob = 45$ بھی کھینچا جاتا ہے۔ یوں

$$\theta_1 = \angle aoo' = 22.5$$

$$\theta_2 = \angle boo' = 67.5$$



شکل 6.62: طاق برورت دائرہ

ہوں گے جن سے

$$\zeta_1 = \cos 22.5 = 0.9239$$

$$\zeta_2 = \cos 67.5 = 0.3827$$

حاصل ہوتے ہیں لہذا برورت کلیہ

$$(s^2 + 2 \times 0.9239 \times s + 1) (s^2 + 2 \times 0.3827s + 1)$$

یعنی

$$(s^2 + 1.848s) (s^2 + 0.765s + 1)$$

ہو گا۔ شکل 6.62 میں طاق n کی صورت میں θ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل الف میں $n = 3$ کے لئے حل کیا گیا ہے جہاں $\angle aoo'$ کا زاویہ $\frac{\pi}{n}$ یعنی 60 کا کھینچا گیا ہے۔ $\angle aoo' = \theta$ لیتے ہوئے

$$\zeta = \cos 60 = 0.5$$

حاصل ہوتا ہے۔ طاق برورت کلیے میں $(s + 1)$ کا اضافی جزو پایا جاتا ہے لہذا $n = 3$ کی صورت میں برورت کلیہ

$$(s + 1) (s^2 + 2 \times 0.5 \times s + 1)$$

یعنی

$$(s + 1) (s^2 + s + 1)$$

ہو گا۔ $n = 5$ کی صورت میں $\angle aoo' = \frac{\pi}{5}$ یعنی 36 کھینچنے کے بعد $\angle boa$ بھی 36 کھینچیں۔ یوں

$$\theta_1 = \angle aoo'$$

$$\theta_2 = \angle boo'$$

ہوں گے۔

جدول 6.1 میں $\omega_0 \neq 1$ لیتے ہوئے پہلے درجے بٹر ورت فلٹر کے کلیہ کو

$$(6.127) \quad \frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

جبکہ دو درجی بٹر ورت فلٹر کے کلیہ کو

$$(6.128) \quad \frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2\zeta\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

6.16.1 بٹر ورت فلٹر کا دور

شکل 6.63 الف میں پہلے درجے کا پست گزار بٹر ورت فلٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کو دیکھتے ہوئے

$$v_k = \left(\frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}\right) v_i = \frac{v_i}{sRC + 1}$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_k$$

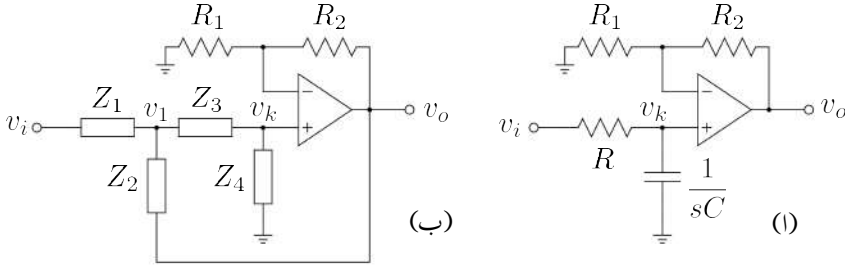
لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{sRC + 1}\right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں

$$(6.129) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



شکل 6.63: بٹروٹ فلٹر

لکھتے ہوئے

$$\frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کا مساوات 6.127 کے ساتھ سے موازنہ کریں جو پہلے درجے کی بٹروٹ فلٹر کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ شکل 6.63 الف پہلے درجے کا بٹروٹ فلٹر ہے۔ R اور C کی جگہیں آپس میں تبدیل کرنے سے پہلے درجے کا بلند گزار بٹروٹ فلٹر حاصل ہوتا ہے۔ ایک درجی بٹروٹ فلٹر میں A_0 کی قیمت کچھ بھی رکھی جاسکتی ہے۔ عموماً A_0 کو استعمال کرتے ہوئے اشارہ بڑھایا جاتا ہے۔

آپس شکل 6.63 ب میں دئے دوسرے درجے کے بٹروٹ فلٹر کو حل کریں۔ جوڑ v_1 پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

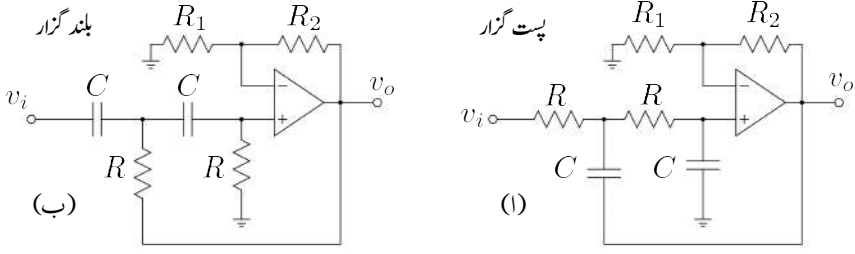
$$\frac{v_1 - v_i}{Z_1} + \frac{v_1}{Z_3 + Z_4} + \frac{v_1 - v_o}{Z_2} = 0$$

لکھا جاسکتا ہے جبکہ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$v_k = \left(\frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}\right) v_1$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مثبت ایمپلیفائر کے لئے

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_k = A_0 v_k$$



شکل 6.64: بٹورت پست گزار اور بلند گزار فلٹر

لکھا جا سکتا ہے۔ ان تینوں مساوات کو حل کرنے سے

$$(6.130) \quad A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_0 Z_2 Z_4}{Z_2 (Z_1 + Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_3 + Z_1 Z_4 (1 - A_0)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پست گزار فلٹر کی صورت میں Z_1 اور Z_3 مزاحمت جبکہ Z_2 اور Z_4 کپیسٹرز ہوتے ہیں۔ ایسا دور شکل 6.64 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کے برعکس بلند گزار فلٹر میں Z_1 اور Z_3 کپیسٹرز جبکہ Z_2 اور Z_4 مزاحمت ہوتے ہیں۔ شکل 6.64 ب میں بلند گزار فلٹر دکھایا گیا ہے۔

شکل 6.64 الف کے لئے مساوات 6.130

$$(6.131) \quad A(s) = \frac{A_0 \left(\frac{1}{RC}\right)^2}{s^2 + \left(\frac{3-A_0}{RC}\right)s + \left(\frac{1}{RC}\right)^2}$$

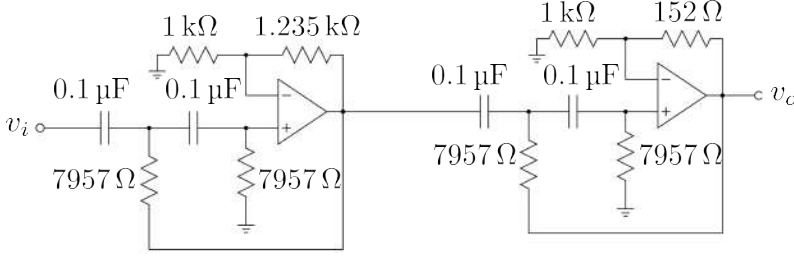
مساوات 6.131 کا مساوات 6.128 کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے

$$(6.132) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 3 - 2\zeta$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ان معلومات کے ساتھ اب ہم بٹورت فلٹر تخلیق دے سکتے ہیں۔ RC کو درکار $\frac{1}{\omega_0}$ کے برابر رکھا جاتا ہے جہاں پست گزار فلٹر کی صورت میں یہ ω_H جبکہ بلند گزار فلٹر کی صورت میں $\omega_0 = \omega_L$ کے برابر ہو گا۔ جفت n کی صورت میں شکل 6.64 الف طرز کے $\frac{n}{2}$ کڑیاں استعمال کرتے ہوئے زنجیری ایپلیفائر بنایا جاتا ہے۔ جدول 6.1



شکل 6.65: چار درجی بلند گزار بٹروٹ فلٹر

سے مطلوبہ دو درجی کلیات کے ج حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہر ج کے لئے ایک کڑی تخلیق دی جاتی ہے۔ طاق n کی صورت میں شکل 6.64 الف کے طرز پر $\frac{n-1}{2}$ کڑیوں کے علاوہ شکل 6.63 الف کے طرز پر اضافی کڑی بھی استعمال کی جاتی ہے۔ اگرچہ یہ ضروری نہیں کہ تمام کڑیوں میں بالکل یکساں قیمتوں کے مزاحمت اور کپیسٹرنس کئے جائیں، حقیقت میں ایسا ہی کیا جاتا ہے اور یوں تمام کڑیاں بالکل یکساں دکھتی ہیں۔

مثال 6.20: ایک ایسا چار درجی بلند گزار بٹروٹ فلٹر تخلیق دیں جس کی $f_L = 200 \text{ Hz}$ ہو۔

حل: شکل 6.64 طرز کے دو کڑیاں زنجیری شکل میں جوڑ کر چار درجی بلند گزار فلٹر حاصل ہو گا۔ جدول 6.1 سے چار درجی فلٹر کے

$$\zeta_1 = \frac{0.765}{2} = 0.3825$$

$$\zeta_2 = \frac{1.848}{2} = 0.924$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح مساوات 6.132 سے

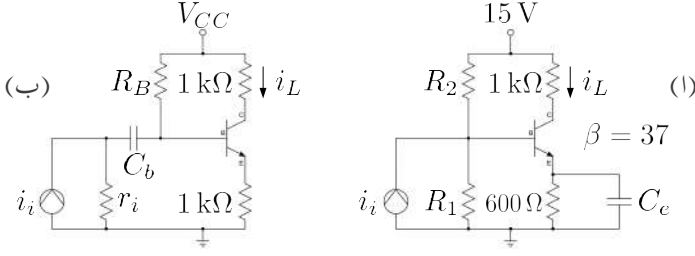
$$A_{v1} = 3 - 0.765 = 2.235$$

$$A_{v2} = 3 - 1.848 = 1.152$$

السبب 6. ایپلیٹائر کا تعددی رد عمل اور فلٹر

چونکہ مثبت ایپلیٹائر کی افزائش $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ کے برابر ہے لہذا پہلی کڑی کے لئے $\frac{R_2}{R_1} = 1.235$ رکھنا ہو گا۔ اگر $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ رکھا جائے تب $R_2 = 1.235 \text{ k}\Omega$ ہو گا۔ اسی طرح دوسری کڑی کے لئے اگر پہلی مزاحمت $1 \text{ k}\Omega$ رکھی جائے تو دوسری مزاحمت 152Ω رکھنا ہو گا۔

اسی طرح $f_L = 200 \text{ Hz}$ حاصل کرنے کی خاطر اگر $C = 0.1 \mu\text{F}$ رکھا جائے تب مساوات 6.132 سے 7957Ω حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.65 میں تخلیق کردہ فلٹر دکھایا گیا ہے۔ حاصل ہوتے ہیں۔



شکل 6.66:

سوالات

تمام سوالات میں $(\beta \approx \beta + 1)$ لیا جاسکتا ہے۔

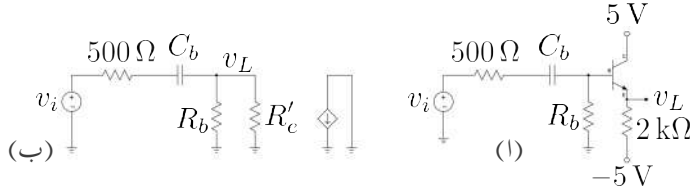
سوال 6.1: شکل 6.66 الف میں

- R_1 اور R_2 کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ i_L کا حیثہ زیادہ سے زیادہ ممکن ہو۔
- پست انقطاعی نقطہ 5 Hz پر رکھنے کے لئے درکار کپیسٹر C_e کی قیمت حاصل کریں۔
- $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کریں اور اس کے حتمی قیمت کا بوڈا خط کھینچیں۔

جوابات: $R_2 = 7.6 \text{ k}\Omega$ ، $R_1 = 3.26 \text{ k}\Omega$ ، $V_{BB} = 4.5 \text{ V}$ ، $R_B = 2.2 \text{ k}\Omega$ ، $I_{CQ} = 5.77 \text{ mA}$ ، $C_e = 548 \mu\text{F}$ ، $r_e = 4.3 \Omega$ ،

$$A_i = \left(\frac{\beta R_B}{R_B + r_{be}} \right) \frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{R_B + r_{be} + \beta R_E}{R_E C_E (R_B + r_{be})}} = 34.5 \left(\frac{s + 3.04}{s + 31.66} \right)$$

سوال 6.2: شکل 6.66 ب میں $r_i = 40 \text{ k}\Omega$ ، $R_B = 200 \text{ k}\Omega$ اور $\beta = 137$ ہیں۔ پست انقطاعی نقطہ 60 Hz پر حاصل کرنے کے لئے درکار C_b کی قیمت کیا ہوگی؟ $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کے حتمی قیمت کا بوڈا خط کھینچیں۔



شکل 6.67:

جوابات: $R_e \gg r_e$ کی بنا پر r_e کو نظر انداز کرتے ہوئے $C_b = 21.8 \text{ nF}$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_B \parallel (r_{be} + (\beta + 1)R_E)$ کو R'_B لکھتے ہوئے

$$A_i = \frac{r_i \parallel R'_B}{r_e + R_E} \left(\frac{s}{s + \frac{1}{(r_i + R'_B)C_b}} \right)$$

سوال 6.3: شکل 6.67 الف میں $\beta = 70$ لیتے ہوئے R_b کی ایسی قیمت حاصل کریں کہ $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$ حاصل ہو۔ پست انتظامی تعدد کو 10 Hz پر رکھنے کی خاطر درکار C_b حاصل کریں۔

جوابات: $I_{CQ} = \frac{0 - V_{BE} + 5}{\frac{R_b}{\beta + 1} + R_e}$ سے $R_b = 10.65 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی

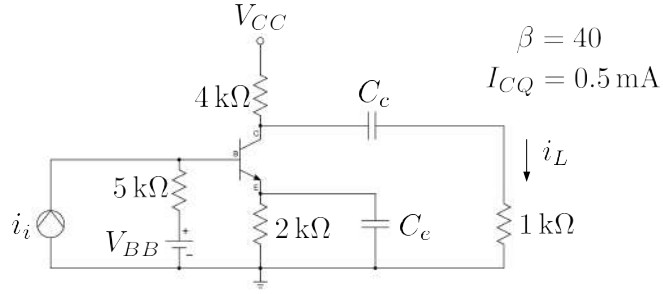
مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں R_e کو $(\beta + 1)$ سے ضرب دیتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بیس جانب منتقل کر کے R'_e کہا گیا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہی $\omega = \frac{1}{C_b(r_i + R_b \parallel R'_e)}$ لکھا جاسکتا ہے جس سے $C_b = 1.529 \text{ }\mu\text{F}$ حاصل ہوتا ہے۔

سوال 6.4: شکل 6.66 ب میں R_e کے متوازی $100 \text{ }\mu\text{F}$ کیپیسٹر نصب کرتے ہوئے $\frac{i_L}{i_i}$ کے حتمی قیمت کا بوڈا خط کھینچیں۔ $C_b = 10 \text{ }\mu\text{F}$ ، $r_i = 200 \text{ k}\Omega$ ، $R_B = 400 \text{ k}\Omega$ ، $\beta = 99$ اور $V_{CC} = 10 \text{ V}$ لیں۔

جواب:

$$A_i = \frac{-158s \left(1 + \frac{s}{10}\right)}{\left(1 + \frac{s}{0.355}\right) \left(1 + \frac{s}{17.65}\right)}$$

سوال 6.5: شکل 6.68 میں



شکل 6.68:

- $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ کی مساوات حاصل کریں۔ r_{be} کو نظر انداز نہ کریں۔
- دونوں کپیسٹروں کی وہ قیمتیں دریافت کریں جن پر A_i کے دونوں قطب 10 rad/s پر پائے جائیں۔
- افزائش A_i کے حتمی قیمت کا بوڈاخط کھینچیں۔

جوابات:

$$A_i = \frac{-R_c r_i \beta}{(R_c + R_L)(r_i + r_{be})} \frac{s(s + w_s)}{(s + w_{q1})(s + w_{q2})}$$

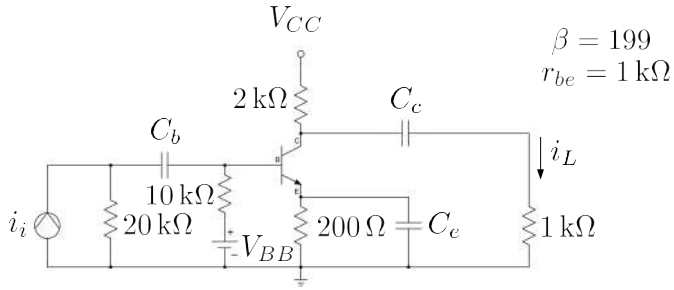
$$w_s = \frac{1}{R_c C_c}$$

$$w_{q1} = \frac{1}{(R_c + R_L) C_c}$$

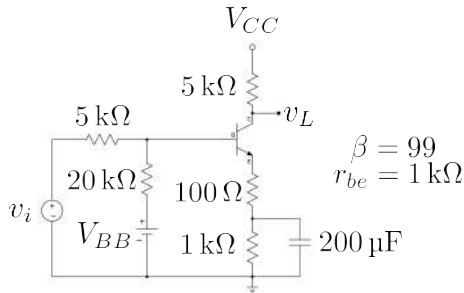
$$w_{q2} = \frac{1}{\left[R_e \parallel \left(\frac{r_i + r_{be}}{\beta + 1} \right) \right] C_e}$$

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

$$C_e = 636\ \mu\text{F} \quad C_c = 20\ \mu\text{F}$$



شکل 6.69:



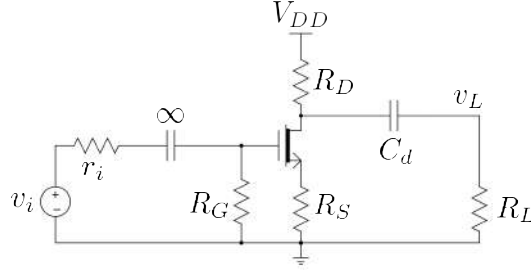
شکل 6.70:

سوال 6.6: شکل 6.69 میں پست انقطاعی تعدد 200 rad/s رکھنے کی خاطر درکار C_e کو مثال 6.8 کے طرز پر حاصل کریں۔ بقایا دونوں کپیسٹروں کے قطب 5 rad/s پر رکھتے ہوئے ان کی بھی قیمتیں حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کریں۔

جوابات: $155 \mu\text{F}$, $66.6 \mu\text{F}$, $7.1 \mu\text{F}$, $-138 \frac{\text{A}}{\text{A}}$

سوال 6.7: شکل 6.70 میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

جواب: $A_v = \frac{-26.4(s+5)}{s+38.55}$



شکل 6.71:

سوال 6.8: شکل 6.71 میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کرتے ہوئے پست انقطعی تعدد ω_L کی مساوات حاصل کریں۔ $g_m = 4 \text{ mS}$ جبکہ $r_o = 10 \text{ k}\Omega$ ، $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ ، $R_D = 4.7 \text{ k}\Omega$ ، $R_S = 1 \text{ k}\Omega$ لیتے ہوئے ڈرین کپیسٹر C_d کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر $f_L = 20 \text{ Hz}$ حاصل ہو۔

جوابات: $C_d = 55 \text{ nF}$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d \left[R_L + (R_D \parallel r_o + (\mu + 1) R_S) \right]}$$

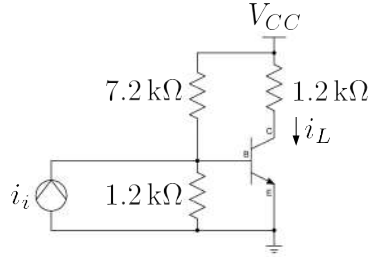
سوال 6.9: شکل 6.71 میں R_S کے متوازی لامحدود کپیسٹر نسب کرتے ہوئے سوال 6.8 کو دوبارہ حل کریں۔

جوابات: $C_d = 77 \text{ nF}$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d (R_L + R_D \parallel r_o)}$$

مندرجہ بالا دونوں سوالات کے نتائج کا مثال 6.9 میں حاصل C_s کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی پست انقطعی تعدد کے حصول کے لئے درکار ٹرانزسٹر کی طرح ماسفیٹ کا بھی سورس کپیسٹر زیادہ قیمت رکھتا ہے۔

سوال 6.10: شکل 6.72 میں $\frac{i_L}{i_i} = 34 \text{ dB}$ اور بلند انقطعی تعدد 1.2 MHz ناپا جاتا ہے۔ یک سمتی برقی رو $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$ ہے۔ $r_{bb'}$ اور $C_{b'c}$ کو صفر تصور کرتے ہوئے β ، f_T ، $r_{b'e}$ اور $C_{b'e}$ حاصل کریں۔



شکل 6.72:

جوابات: $C_{b'e} = r_{b'e} = 1625 \Omega$ ، $f_T = 155 \text{ MHz}$ ، $\beta = 129$ ، $r_e = 12.5 \Omega$ ، $g_m = 0.08 \text{ S}$ ، 82 pF

سوال 6.11: صفحہ 709 پر شکل 6.34 میں $R_2 = R'_L = R_C = 1.2 \text{ k}\Omega$ ، $R_S = R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ ، $R_E = 100 \Omega$ ، $f_T = 200 \text{ MHz}$ ، $I_{CQ} = 10 \text{ mA}$ اور $10 \mu\text{F}$ ٹینوں کیپیسٹرز ہے۔ ٹرانزسٹر کی $r_{bb'} = 0$ اور $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$ ، $\beta = 100$ اور بلند انقطاعی تعدد $A_{vD} = \frac{v_o}{v_s}$ حاصل کریں۔

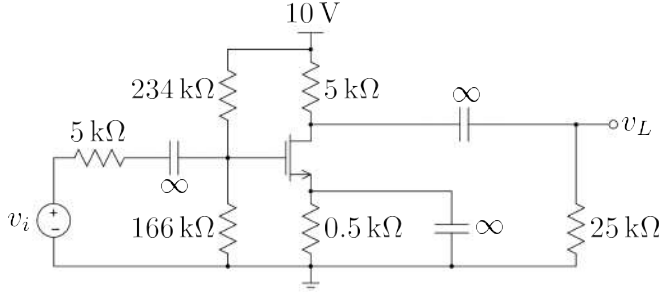
جوابات: $f_H = C_M = 1200 \text{ pF}$ ، $C_{b'e} = 318 \text{ pF}$ ، $R_{th} = 1 \text{ k}\Omega$ ، $r_{b'e} = 253 \Omega$ ، $g_m = 0.4 \text{ S}$ ، $A_{vD} = -5.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ، 414 kHz

سوال 6.12: سوال 6.11 میں $C_{b'c} = 2 \text{ pF}$ ، $\beta = 25$ اور $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ تصور کرتے ہوئے f_H اور دوبارہ حاصل کریں۔ بقایا تمام معلوم جوں کے توں ہیں۔

جوابات: $C_M = 50 \text{ pF}$ اور $C_{b'e} = 32 \text{ pF}$ ، $g_m = 0.04 \text{ S}$ ، $r_{b'e} = 650 \Omega$ ہے جو کہ R_{th} سے بہت کم نہیں لہذا f_H کے لئے مساوات 6.84 استعمال کیا جائے گا۔ یوں $f_H = 4.9 \text{ MHz}$ حاصل ہوتا ہے۔ $A_{vD} = -1.47 \frac{\text{V}}{\text{V}}$

سوال 6.13: ایک ماسفیٹ جس کا $C_{gd} = 0.02 \text{ pF}$ ، $C_{gs} = 0.25 \text{ pF}$ اور $V_t = 1 \text{ V}$ ، $k_n = 0.4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہیں $I_{DS} = 0.4 \text{ mA}$ پر چلایا جا رہا ہے۔ اس کی f_T حاصل کریں۔

جواب: 333 MHz



شکل 6.73:

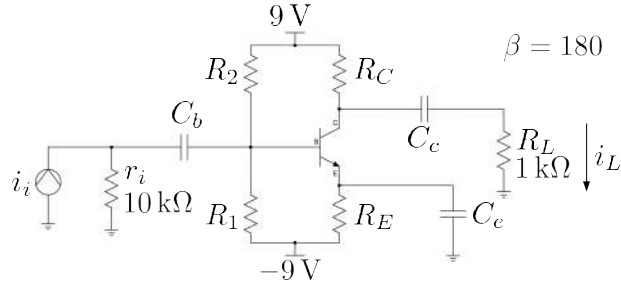
سوال 6.14: شکل 6.73 میں $k_n = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ، $V_t = 2\text{ V}$ ، $C_{gs} = 1.2\text{ pF}$ اور $C_{gd} = 0.12\text{ pF}$ ہیں۔ ملر کپیسٹر، f_T اور A_v کا f_H حاصل کریں۔

جوابات: $I_{DS} = 1.2\text{ mA}$ ، $g_m = 1.55\text{ mS}$ اور $C_M = 0.895\text{ pF}$ ہیں جبکہ $f_T = 118\text{ MHz}$ اور $f_H = 8.4\text{ MHz}$ ہیں۔

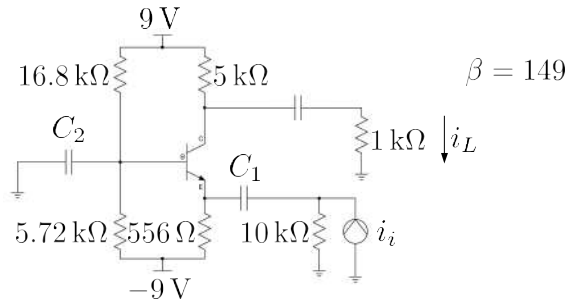
سوال 6.15: کیسکوڈ ایپلیٹائر کو شکل 6.49 میں دکھایا گیا ہے جس میں $V_{CC} = 15\text{ V}$ اور $\beta = 149$ ہیں۔ $R_E = 2.5\text{ k}\Omega$ رکھتے ہوئے R_1 اور R_2 یوں چنیں کہ $I_{C1} = 0.5\text{ mA}$ ہو۔ R'_1 اور R'_2 یوں چنیں کہ $V_{CE1} = 2\text{ V}$ ہو۔ R_{C2} یوں چنیں کہ $V_{CE2} = 5\text{ V}$ حاصل ہو۔ ان قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے درمیانی تعدد پر افزائش A_v حاصل کریں۔

سوال 6.16: شکل 6.74 میں داخلی اشارے کی مزاحمت $r_i = 10\text{ k}\Omega$ جبکہ بوجھ کی مزاحمت $1\text{ k}\Omega$ ہے۔ زیادہ سے زیادہ A_i حاصل کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ i_i کا زیادہ سے زیادہ حصہ ٹرانزسٹر کے بیس میں سے گزرے۔ اسی طرح خارجی جانب زیادہ سے زیادہ i_L تب حاصل ہو گا جب $R_C \gg R_L$ ہو۔ $R_B = r_i$ ، $R_C = 9R_E$ اور $V_{CE} = 9\text{ V}$ رکھتے ہوئے تمام مزاحمت حاصل کریں۔ C_c اور C_b کو ایسا چنیں کہ دونوں سے حاصل کونے 2 Hz پر پائے جائیں جبکہ C_e کو 20 Hz کے کونے کے لئے چنیں۔ درمیانی تعدد پر افزائش $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کریں۔

جوابات: $V_{BB} = 1.69\text{ V}$ ، $I_C = 1.62\text{ mA}$ ، $R_C = 5\text{ k}\Omega$ ، $R_E = 556\ \Omega$ ، $R_B = 10\text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 16.8\text{ k}\Omega$ ہیں۔ $C_e = 198\ \mu\text{F}$ ، $C_b = 15.9\ \mu\text{F}$ ، $C_c = 13.3\ \mu\text{F}$ ہے۔ $A_i = -96.4 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ ہے۔



شکل 6.74:

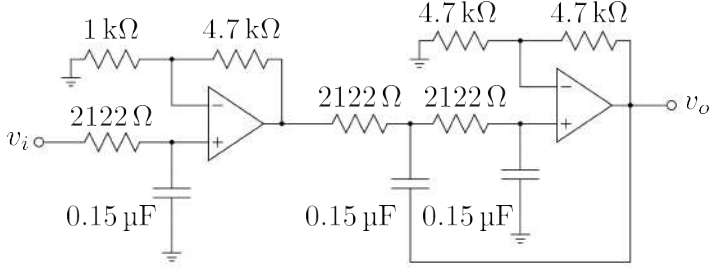


شکل 6.75:

سوال 6.17: سوال 6.16 میں استعمال شدہ ٹرانزسٹر کا $f_T = 250 \text{ MHz}$ اور $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$ ہیں۔ بلند
انقطاعی تعدد حاصل کرتے ہوئے مکمل بوڈا خط کھینچیں اور اس پر پست انقطاعی تعدد، بلند انقطاعی تعدد اور درمیانی تعدد
کی افزائش A_i واضح طور پر دکھائیں۔ $A_r = \frac{v_L}{i_i}$ حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر $\frac{v_L}{i_i} = \frac{v_L}{i_L} \times \frac{i_L}{i_i}$ یعنی
کھج کر حاصل کریں۔ $A_i R_L$

$$\text{جوابات: } A_r = -96.4 \frac{\text{kV}}{\text{A}}, f_H = 11.57 \text{ MHz}, C_{b'e} = 631 \text{ pF}$$

سوال 6.18: شکل 6.75 میں درمیانی تعدد پر $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کا $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$ اور
 $f_T = 250 \text{ MHz}$ ہیں۔ بلند انقطاعی تعدد بھی حاصل کریں۔ بیرونی کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔



شکل 6.76: بٹروٹ فلٹر کا سوال

جوابات: $f_{Hbc} = 32 \text{ MHz}$ ، $f_{Hbe} = 46.7 \text{ MHz}$ ، $C_{b'c} = 636 \text{ pF}$ ، $A_i = 0.833 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ ہیں۔ یہ دونوں جوابات بہت قریب قریب ہیں تاہم ہم $C_{b'c}$ سے پیدا 32 MHz کو بلند انقطاعی تعدد لے سکتے ہیں۔

سوال 6.19: شکل 6.61 کی مدد سے $n = 6$ کی صورت میں تینوں k حاصل کرتے ہوئے بٹروٹ کلیہ لکھیں۔

جواب: جدول 6.1 میں جوابات دئے گئے ہیں۔

سوال 6.20: شکل 6.62 کی مدد سے $n = 7$ کی صورت میں تینوں k حاصل کرتے ہوئے بٹروٹ کلیہ لکھیں۔

جواب: جدول 6.1 میں جوابات دئے گئے ہیں۔

سوال 6.21: مساوات 6.130 حاصل کریں۔

سوال 6.22: مساوات 6.131 حاصل کریں۔

سوال 6.23: $n = 3$ اور $n = 4$ کے لئے مساوات 6.125 کو مثال 6.19 کے طرز پر ثابت کریں۔

سوال 6.24: شکل 6.76 میں بٹروٹ فلٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کی پہچان کرتے ہوئے اس کے مختلف متغیرات حاصل کریں۔ جوابات: یہ تین درجی $f_H = 500 \text{ Hz}$ کا پست گزار فلٹر ہے۔ پہلی کڑی 5.7 V کی افزائش بھی فراہم کرتی ہے۔

الباب 7

واپسی ادوار

عموماً نظام کے مستقبل کی کارکردگی اس کے موجودہ نتائج پر منحصر ہوتی ہے۔ ایسے نظام جو اپنی موجودہ کارکردگی کے نتائج کو دیکھتے ہوئے مستقبل کی کارروائی کا فیصلہ کرتے ہیں کو واپسی نظام¹ کہا جائے گا۔

انسانی جسم ازخود ایک واپسی نظام کی مثال ہے۔ میز پر پڑے قلم کو اٹھاتے وقت آپ ہاتھ اس کی جانب آگے بڑھاتے ہیں۔ آنکھیں آپ کو بتلاتی ہیں کہ ہاتھ اور قلم کے مابین کتنا فاصلہ رہ گیا ہے۔ اس معلومات کو مد نظر رکھتے ہوئے آپ اپنے ہاتھ کو مزید آگے بڑھاتے ہیں حتیٰ کہ آپ کا ہاتھ قلم تک پہنچ جائے۔ اس پورے عمل میں ہر لمحہ ہاتھ کے موجودہ مقام کی خبر آپ کو ملتی رہی جس کو مد نظر رکھتے ہوئے ہاتھ کے اگلے لمحہ کی حرکت کا فیصلہ کیا گیا۔ کسی بھی واپسی نظام میں موجودہ نتائج حاصل کرنے کے ایک سے زیادہ ذرائع ممکن ہیں۔ اگر ہاتھ کے حرکت کی دوبارہ بات کی جائے تو قلم کو ایک مرتبہ دیکھنے کے بعد آپ آنکھیں بند کر کے بھی قلم کو اٹھا سکتے ہیں۔ ایسا کرنا یوں ممکن ہوتا ہے کہ بازو کا اعصابی نظام ہر لمحہ ہاتھ کے مختلف جوڑوں کے زاویوں کو ناپتا ہے۔ ذہن اس معلومات کو استعمال کرتے ہوئے یہ بتلا سکتا ہے کہ ہاتھ کس مقام پر موجود ہے۔ کسی بھی واپسی نظام میں موجودہ نتائج کی خبر حاصل کرنے کی صلاحیت اور اس معلومات کو استعمال کرتے ہوئے اپنی مستقبل کی کارروائی کو تبدیل کرنے کی صلاحیت ہونا ضروری ہے۔

برقیات کے میدان میں واپسی ادوار نہایت اہم ہیں۔ ایسے ادوار نا صرف مہیا کردہ داخلی اشارہ بلکہ دور کے اپنے خارجی اشارے کو بھی مد نظر رکھتے ہوئے اگلے لمحہ کا خارجی اشارہ تعین کرتے ہیں۔ خارجی اشارے کے خبر

¹ feedback system

کو واپسی اشارہ² کہا جائے گا۔ یہاں یہ بتلاتا چلوں کہ یہ ضروری نہیں کہ واپسی ادوار کو داخلی اشارہ ہر صورت مہیا کیا جائے۔ مرتعش³ اس قسم کے ادوار کی ایک اہم قسم ہے جنہیں داخلی اشارہ درکار نہیں۔ مرتعش پر اگلے باب میں غور کیا جائے گا۔

7.1 ایمپلیفائر کی جماعت بندی

ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ برقی دباؤ یا برقی رو ہو سکتا ہے۔ اسی طرح اس کا خارجی اشارہ برقی دباؤ یا برقی رو ہو سکتا ہے۔ یوں ایمپلیفائر کو چار ممکنہ جماعتوں میں تقسیم کیا جا سکتا ہے جنہیں جدول 7.1 میں دکھایا گیا ہے۔

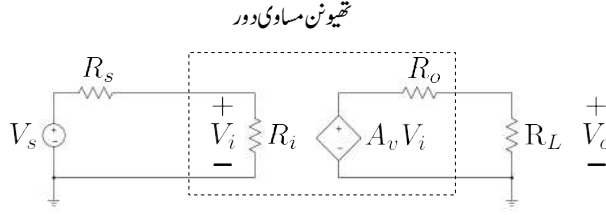
جدول 7.1: ایمپلیفائر کی جماعت بندی

داخلی اشارہ	خارجی اشارہ	ایمپلیفائر کی جماعت	افزائش
برقی دباؤ	برقی دباؤ	برقی دباؤ ایمپلیفائر	A_v
برقی رو	برقی رو	برقی رو ایمپلیفائر	A_i
برقی دباؤ	برقی رو	موصول نما ایمپلیفائر	A_g
برقی رو	برقی دباؤ	مزاحمت نما ایمپلیفائر	A_r

ہم برقی دباؤ ایمپلیفائر سے توقع کرتے ہیں کہ یہ داخلی برقی دباؤ کو A_v گنا بڑھا کر خارج کرے گا۔ یوں اگر اس ایمپلیفائر پر خارجی جانب R_{L1} بوجھ لادا جائے اور ایمپلیفائر کو V_s اشارہ داخلی جانب مہیا کیا جائے تو ہم توقع کریں گے کہ بوجھ پر $A_v V_s$ برقی دباؤ پایا جائے گا۔ اب اگر بوجھ کو تبدیل کرتے ہوئے R_{L2} کر دیا جائے ہم تب بھی توقع کریں گے کہ خارجی برقی دباؤ $A_v V_s$ ہی رہے گا۔ اسی طرح اگر داخلی اشارے کی مزاحمت R_s تبدیل کی جائے تو ہم توقع کرتے ہیں کہ اس کا خارجی برقی دباؤ پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس تمام کا مطلب ہے کہ A_v پر R_L اور R_s کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔ ہم بقایا تین قسم کے ایمپلیفائر سے بھی توقع کرتے ہیں کہ ان کی افزائش پر بھی R_L اور R_s کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔

feedback signal²
oscillator³

⁴ ادبیات میں واپسی ادوار پر غور کرتے ہوئے اشارات کو بڑے حروف تہجی سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ اس باب میں ہم بھی ایسا ہی کریں گے



شکل 7.1: برقی دباو ایپلیفائر کا مساوی تھیون دور

7.1.1 برقی دباو ایپلیفائر

برقی دباو ایپلیفائر کا مساوی تھیون دور شکل 7.1 میں نقطہ دار لکیر میں بند دکھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارہ V_s مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بوجھ R_L لادا گیا ہے۔ داخلی اشارہ کی مزاحمت R_s ہے۔ داخلی جانب برقی رو کو I_i لکھتے ہوئے کرخوف کا قانون برائے برقی دباو استعمال کرتے ہیں۔

$$V_s = I_i R_s + I_i R_i$$

$$I_i = \frac{V_s}{R_s + R_i}$$

اور یوں

$$(7.1) \quad V_i = I_i R_i = V_s \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب برقی رو کو I_o لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$A_v V_i = I_o R_o + I_o R_L$$

$$(7.2) \quad I_o = \frac{A_v V_i}{R_o + R_L}$$

$$V_o = I_o R_L = A_v V_i \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right)$$

اس مساوات میں V_i کی قیمت استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$(7.3) \quad V_o = A_v V_s \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = A_v \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

اس مساوات کے تحت افزائش کی قیمت اشارے کے مزاحمت R_s اور بوجھ کے مزاحمت R_L پر منحصر ہے جب کہ ایسا نہیں ہونا چاہیے۔ آئیں دیکھیں کہ R_s اور R_L کے اثر کو کیسے ختم یا کم سے کم کیا جا سکتا ہے۔

برقی دباؤ ایمپلیفائر میں اگر

$$(7.4) \quad \begin{aligned} R_i &\rightarrow \infty \\ R_o &\rightarrow 0 \end{aligned}$$

ہوں تب مساوات 7.3 سے

$$(7.5) \quad A_V = A_v$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا ایمپلیفائر جس کی کل افزائش A_V کا دارومدار اشارے کی مزاحمت R_s اور بوجھ کے مزاحمت R_L پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_V کی قیمت اٹل ہو کو برقی دباؤ ایمپلیفائر کہتے ہیں۔ شکل 7.1 میں دکھایا، مساوات 7.4 پر پورا اترتا دور کامل برقی دباؤ ایمپلیفائر کا دور ہے۔

حقیقی برقی دباؤ ایمپلیفائر مساوات 7.4 کی بجائے مساوات 7.6 پر پورا اترتا ہے۔

$$(7.6) \quad \begin{aligned} R_i &\gg R_s \\ R_o &\ll R_L \end{aligned}$$

جس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

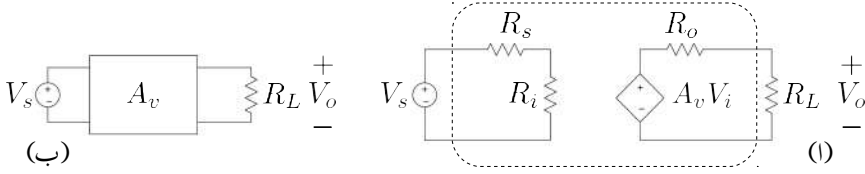
$$(7.7) \quad A_V \approx A_v$$

مساوات 7.2 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ لامحدود R_L پر $\frac{V_o}{V_i}$ کی قیمت A_v کے برابر ہے یعنی

$$(7.8) \quad A_v = \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty}$$

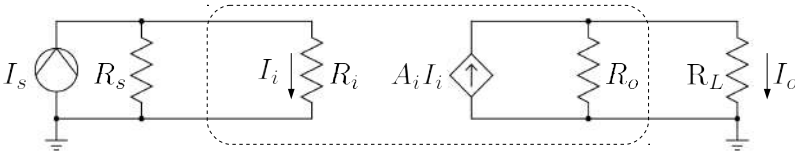
لہذا A_v کو ایمپلیفائر کی لامحدود بوجھ کے مزاحمت پر افزائش برقی دباؤ پکارا جاتا ہے۔ اسے بے بوجھ ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباؤ بھی پکارا جا سکتا ہے۔

شکل 7.2 الف میں برقی دباؤ ایمپلیفائر میں داخلی اشارے کی مزاحمت R_s کو بھی ایمپلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا سادہ ڈبہ نما شکل دکھایا گیا ہے۔



شکل 7.2: برقی دباؤ ایپلیٹائر کا سادہ ڈبہ نما شکل

نارٹن مساوی دور



شکل 7.3: برقی دباؤ ایپلیٹائر کا مساوی نارٹن دور

7.1.2 برقی دباؤ ایپلیٹائر

برقی دباؤ ایپلیٹائر کا مساوی نارٹن دور شکل 7.3 میں نقطہ دار لکیر میں بند دکھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارہ I_s مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بوجھ R_L لدا گیا ہے۔ منبع داخلی اشارے کی مزاحمت R_s ہے۔ داخلی جانب تقسیم برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.9) \quad I_i = I_s \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

اسی طرح خارجی جانب تقسیم برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.10) \quad I_o = A_i I_i \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.11) \quad I_o = A_i I_s \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

جس سے کل افزائش برقی رو A_I یوں حاصل ہوتی ہے

$$(7.12) \quad A_I = \frac{I_o}{I_s} = A_i \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

مساوات 7.12 میں اگر

$$(7.13) \quad \begin{aligned} R_i &\ll R_s \\ R_o &\gg R_L \end{aligned}$$

ہوں تو اسے یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(7.14) \quad A_I \approx A_i$$

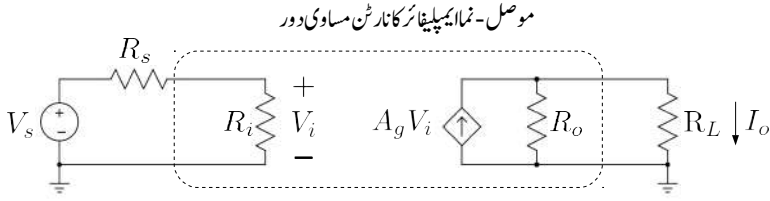
ایسا ایمپلیفائر جس کی افزائش A_I کا دارومدار داخلی بیرونی مزاحمت R_s اور خارجی بیرونی مزاحمت R_L پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_I کی قیمت اٹل ہو کو بوقی دو ایمپلیفائر کہتے ہیں۔ برقی رو ایمپلیفائر مساوات 7.13 کے تحت ہی تخلیق دئے جاتے ہیں تاکہ ان کی افزائش زیادہ سے زیادہ ہو اور اس کی قیمت خارجی مزاحمت پر منحصر نہ ہو۔ کامل برقی رو ایمپلیفائر میں $R_i = 0$ اور $R_o = \infty$ ہوں گے۔ مساوات 7.10 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $R_L = 0$ کی صورت میں

$$(7.15) \quad \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{R_L=0} = A_i$$

حاصل ہوتا ہے، لہذا A_i کو صفر بوجھ کے مزاحمت پر ایمپلیفائر کی افزائش برقی رو پکارا جائے گا۔

7.1.3 موصل نما ایمپلیفائر

آپ نے برقی دباؤ اور برقی رو ایمپلیفائر کے مساوی دور دیکھے۔ دباؤ ایمپلیفائر کا تھون مساوی جبکہ رو ایمپلیفائر کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ یہاں اس بات کا سمجھنا ضروری ہے کہ جہاں برقی دباؤ کی بات کی جائے وہاں تھون مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے اور جہاں برقی رو کی بات کی جائے وہاں نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ برقی دباؤ ایمپلیفائر داخلی برقی دباؤ کو بڑھاتا ہے لہذا داخلی جانب اشارہ منبع کا تھون مساوی دور استعمال کیا گیا۔ اسی طرح چونکہ یہ ایمپلیفائر برقی دباؤ ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب ایمپلیفائر کا تھون مساوی دور ہی استعمال کیا گیا۔



شکل 7.4: موصل نما ایمپلیفائر کا مساوی دور

برقی رو ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا داخلی جانب اشارہ منبع کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ اسی طرح یہ ایمپلیفائر برقی رو ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب بھی نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔

موصل نما ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ برقی دباؤ جبکہ اس کا خارجی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا اس کا تجزیہ کرتے وقت داخلی جانب اشارہ منبع کا تھونن جبکہ اس کے خارجی جانب نارٹن مساوی دور استعمال کیا جائے گا۔ شکل 7.4 میں موصل نما ایمپلیفائر کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ موصل نما ایمپلیفائر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$V_i = V_s \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right)$$

$$I_o = A_g V_i \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

$$I_o = A_g V_s \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

لہذا

$$A_G = \frac{I_o}{V_s} = A_g \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

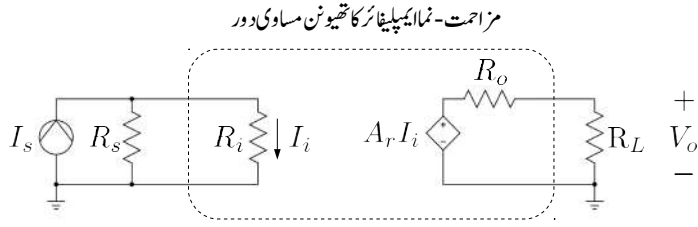
مساوات 7.16 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $R_L = 0$ کی صورت میں $\frac{I_o}{V_i}$ کی قیمت A_g کے برابر ہے یعنی

$$\left. \frac{I_o}{V_i} \right|_{R_L=0} = A_g$$

اسی طرح

$$R_i \gg R_s$$

$$R_o \gg R_L$$



شکل 7.5: مزاحمت نمای ایملیفائر کا مساوی دور

کی صورت میں مساوات 7.17 سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.20) \quad A_G \approx A_g$$

ایسا ایملیفائر جس کی افزائش A_G کا دارومدار R_s اور مزاحمت R_L پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_G کی قیمت اٹل ہو کو موصل نما ایملیفائر کہتے ہیں۔

7.1.4 مزاحمت نمای ایملیفائر

شکل 7.5 میں مزاحمت نمای ایملیفائر دکھایا گیا ہے جس کا داخلی اشارہ برقی رو I_s اور خارجی اشارہ برقی دباؤ V_o ہے۔ اس کو یوں حل کیا جائے گا۔

$$(7.21) \quad I_i = I_s \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

$$V_o = A_r I_i \left(\frac{R_L}{R_L + R_o} \right)$$

اس مساوات سے ہم دیکھتے ہیں کہ $R_L = \infty$ کی صورت میں $\frac{V_o}{I_i}$ کی قیمت A_r کے برابر ہو گی یعنی

$$(7.22) \quad \left. \frac{V_o}{I_i} \right|_{R_L = \infty} = A_r$$

لہذا A_r کو لامحدود مزاحمتی بوجھ پر ایملیفائر کی مزاحمت نما افزائش کہتے ہیں۔ کل مزاحمت نما افزائش A_R مساوات 7.21 سے حاصل کرتے ہیں۔

$$(7.23) \quad A_R = \frac{V_o}{I_s} = A_r \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_L}{R_L + R_o} \right)$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ

$$(7.24) \quad \begin{aligned} R_i &\ll R_s \\ R_o &\ll R_L \end{aligned}$$

کی صورت میں مساوات 7.23 کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(7.25) \quad A_R \approx A_r$$

یعنی اس صورت ایمپلیفائر کی مزاحمت نما افزائش کا دارومدار R_s اور R_L پر نہیں۔

مثال 7.1: شکل 7.1 میں بوجھ کے مزاحمت R_L میں برقی رو کی قیمت $\frac{V_o}{R_L}$ کے برابر ہے۔ $\frac{I_o}{V_s}$ کی شرح کو موصل نما افزائش تصور کرتے ہوئے ثابت کریں کہ اسے موصل نما ایمپلیفائر تصور نہیں کیا جاسکتا۔

حل:

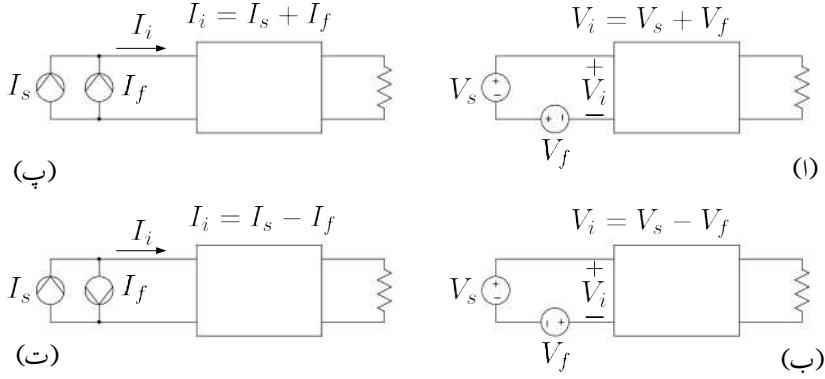
$$A_G = \frac{I_o}{V_s} = \frac{I_o}{V_o} \times \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{R_L} \times A_V$$

اس مساوات کے تحت A_G کی قیمت بوجھ کے مزاحمت R_L کے قیمت پر منحصر ہے۔ ایمپلیفائر کی افزائش کی قیمت بوجھ کے مزاحمت کے قیمت پر منحصر نہیں ہو سکتی لہذا اسے موصل نما ایمپلیفائر تصور نہیں کیا جاسکتا۔

7.2 واپسی اشارہ

مندرجہ بالا حصے میں ہم نے چار اقسام کے ایمپلیفائر دیکھے۔ اس حصے میں ان میں واپسی اشارہ شامل کرنے کی ترکیب دکھائی جائے گی۔ واپسی اشارے کو ایمپلیفائر کے داخلی اشارے کے ساتھ جمع یا اس سے منفی کیا جاتا ہے۔

شکل 7.6 الف میں واپسی اشارے V_f کو برقی دباؤ اشارے V_s کے ساتھ جمع کرنا دکھایا گیا ہے جبکہ شکل 7.6 ب میں V_f کو V_s سے منفی کرنا دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں واپسی اشارے I_f کو برقی روا اشارے I_s کے ساتھ جمع



شکل 7.6: اشارات کو آپس میں جمع اور منفی کرنے کے طریقے

کرنا دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ت میں I_f کو I_s سے منفی کرنا دکھایا گیا ہے۔ برقی دباؤ اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں سلسلہ وار جوڑا جاتا ہے جبکہ برقی رو اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں متوازی جوڑا جاتا ہے۔ برقی دباؤ اشارے کو کسی صورت برقی رو اشارے کے ساتھ جمع یا منفی نہیں کیا جاسکتا۔⁵

شکل 7.2 ب میں دکھائے برقی دباؤ ایمپلیفائر کو مثال بناتے ہیں۔ برقی دباؤ ایمپلیفائر داخلی جانب اشارات کو برقی دباؤ کی صورت میں حاصل کرتا ہے لہذا اس کے داخلی جانب واپسی اشارہ بھی برقی دباؤ کی صورت میں ہوگا۔ واپسی اشارے کو ایمپلیفائر کے خارجی اشارے سے حاصل کیا جاتا ہے۔ V_o سے V_f حاصل کرنے والے دور، جس کو واپسی کنارہ⁶ کہتے ہیں، کو ڈبے کی شکل سے دکھاتے ہوئے شکل 7.7 الف حاصل ہوتا ہے جسے واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر کہا جائے گا۔ اس شکل میں اوپر والا ڈبہ بنیادی برقی دباؤ ایمپلیفائر ہے جبکہ نچلا ڈبہ واپس کار ہے۔ واپس کار کا داخلی اشارہ V_o ہے جبکہ اس کا خارجی واپسی اشارہ V_f ہے۔ واپس کار کا داخلی اشارہ بنیادی ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے متوازی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ V_f کو V_s کے ساتھ سلسلہ وار جوڑا گیا ہے۔

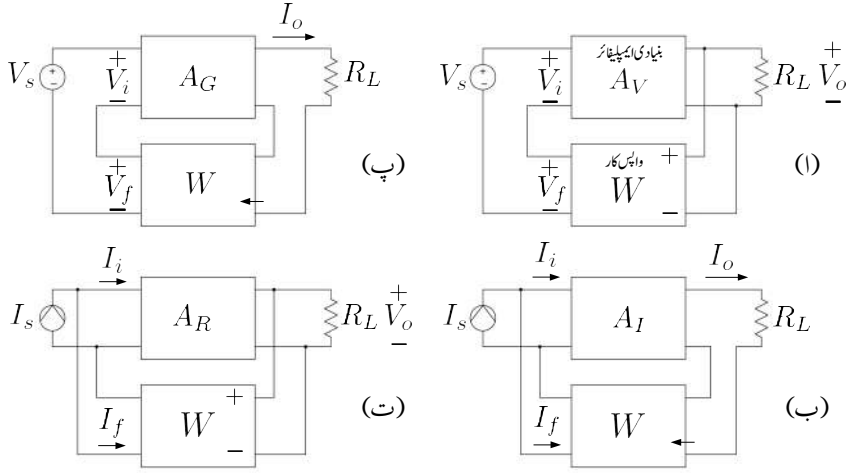
اس شکل میں واپسی اشارے V_f کو اشارہ V_s سے منفی کیا گیا ہے اور یوں اس ایمپلیفائر کو منفی واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر⁷ کہا جائے گا۔ اگر V_f کو V_s کے ساتھ جمع کیا جاتا ہے اسے جمع واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر⁸ کہا جاتا ہے۔ اس باب میں منفی واپسی ایمپلیفائر پر ہی بحث کی جائے گی۔ اگلے باب میں جمع واپسی ادوار کا استعمال کیا جائے گا۔

⁵ آپ جانتے ہیں کہ آؤ اور ٹرائز کو آپس میں جمع یا منفی نہیں کیا جاسکتا۔ اسی طرح برقی دباؤ کو صرف اور صرف برقی دباؤ کے ساتھ ہی جمع یا اس سے منفی کیا جاسکتا ہے۔

⁶ feedback circuit

⁷ negative feedback voltage amplifier

⁸ positive feedback voltage amplifier



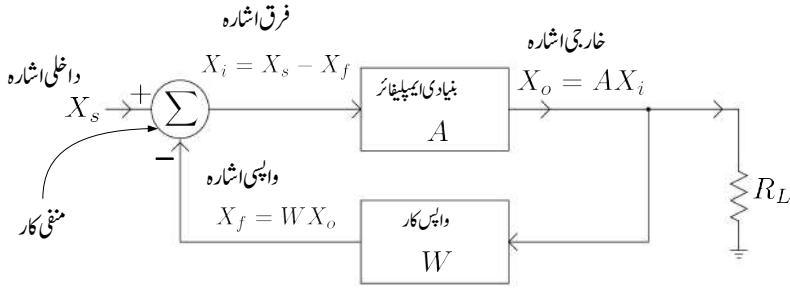
شکل 7.7: واپسی ایملیفائر کے اقسام

شکل 7.7 ب میں برقی رو ایملیفائر میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے۔ بنیادی ایملیفائر کے داخلی جانب سے I_f منفی کیا گیا ہے۔ یوں اس مکمل دور کو منفی واپسی بوق دو ایملیفائر⁹ کہا جائے گا۔ واپسی اشارے کو خارجی اشارہ I_o سے حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایملیفائر کے خارجی جانب کے ساتھ سلسلہ وار جوڑا گیا ہے تاکہ خارجی برقی رو I_o واپس کار کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا جاسکے۔

یہاں رک کر اس بات کو سمجھیں کہ خارجی برقی دباؤ V_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتے وقت واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایملیفائر کے خارجی جانب متوازی جوڑا جاتا ہے جبکہ خارجی برقی رو I_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتے وقت واپس کار کا داخلی جانب اور بنیادی ایملیفائر کا خارجی جانب سلسلہ وار جوڑے جاتے ہیں۔ واپسی اشارہ از خود برقی دباؤ یا برقی رو کی صورت میں ہو سکتا ہے۔

شکل 7.7 پ میں موصل نما ایملیفائر میں واپسی اشارہ شامل کرنا دکھایا گیا ہے۔ یہاں بنیادی ایملیفائر کا خارجی اشارہ برقی رو I_o ہے جس سے واپسی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے لہذا واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایملیفائر کے خارجی جانب سلسلہ وار جوڑا گیا ہے۔ واپس کار کا خارجی اشارہ برقی دباؤ V_f ہے جسے V_s سے منفی کیا گیا ہے۔

شکل 7.7 ت میں مزاحمت نما ایملیفائر میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے جسے آپ خود سمجھ سکتے ہیں۔



شکل 7.8: بنیادی واپسی ایمپلیفائر

جہاں متن سے واضح ہو وہاں ان ایمپلیفائر کے پورے نام کی جگہ صرف واپسی ایمپلیفائر کا نام استعمال کیا جائے گا۔

7.3 بنیادی کارکردگی

ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کے دور میں ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ منسب کرتے ہوئے انہیں کرخوف کے قوانین سے حل کرنے سے آپ بخوبی واقف ہیں۔ واپسی ایمپلیفائر کو بھی اسی طرح حل کرنا ممکن ہے البتہ انہیں یوں حل کرنے سے واپسی عمل کی وضاحت نہیں ہوتی۔ اس حصے میں ہم واپسی ایمپلیفائر کو اس طرح حل کریں گے کہ ان میں واپسی اشارے کا کردار اجاگر ہو۔

واپسی ادوار کے تین جزو ہیں۔ پہلا جزو بنیادی ایمپلیفائر، دوسرا جزو جمع کار (یا منفی کار) اور تیسرا جزو واپس کار۔ شکل 7.8 میں ان تینوں اجزاء کو دکھایا گیا ہے۔

یہاں بنیادی ایمپلیفائر سے مراد حصہ 7.1 میں دکھائے چار قسم کے ایمپلیفائر میں سے کوئی بھی ہو سکتا ہے۔ اشارے کی مزاحمت R_s کو یہاں بنیادی ایمپلیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں شکل 7.8 میں A سے مراد A_G ، A_I ، A_V یا A_R ہو سکتا ہے۔ یہاں R_L کے علاوہ واپس کار کا داخلی جانب بھی ایمپلیفائر کے خارجی جانب نسبت ہے اور A واپس کار کے بوجھ کو بھی شامل کرتے حاصل کیا جاتا ہے۔ اس کی وضاحت حصہ 7.8 میں کی جائے گی۔ ایمپلیفائر کے داخلی

اشارے V_s یا I_s کو X_s جبکہ اس کے خارجی اشارے V_o یا I_o کو X_o اور اسی طرح واپسی اشارے V_f یا I_f کو X_f لکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ یوں اس شکل میں بنیادی ایمپلیفائر اشارہ X_i کو بڑھا کر بطور X_o خارج کرتا ہے یعنی

$$(7.26) \quad X_o = AX_i$$

اس مساوات کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے

$$(7.27) \quad A = \frac{X_o}{X_i}$$

واپس کار عموماً غیر عامل پرزہ جات یعنی مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ سے تخلیق دیا جاتا ہے۔ یہ خارجی اشارے کا کچھ حصہ داخلی جانب تک پہنچاتا ہے۔ شکل سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ واپس کار X_o کا کچھ حصہ منفی کار کو بطور واپسی اشارہ X_f پیش کرتا ہے جہاں

$$(7.28) \quad X_f = WX_o$$

ہے۔ W سے مراد واپس کار کے خارجی اور داخلی اشاروں کی شرح یعنی $\frac{X_f}{X_o}$ ہے۔ W کو واپس کار کا مستقل¹⁰ کہا جائے گا۔

منفی کار داخلی اشارے X_s سے واپسی اشارہ X_f کو منفی کر کے اسے بطور فرق اشارہ X_i خارج کرتا ہے یعنی

$$(7.29) \quad X_i = X_s - X_f$$

اس میں مساوات 7.28 استعمال کرتے

$$(7.30) \quad X_i = X_s - WX_o$$

ملتا ہے جس میں مساوات 7.27 کے استعمال سے

$$\frac{X_o}{A} = X_s - WX_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کو X_o کے لئے حل کرتے ہیں

$$X_o = A(X_s - WX_o)$$

$$X_o(1 + WA) = AX_s$$

$$X_o = \left(\frac{A}{1 + WA} \right) X_s$$

یوں پورے دور کے داخلی اشارے کو X_s اور اس کا خارجی اشارے کو X_o لیتے ہوئے واپسی دور کے کل افزائش A_f کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(7.31) \quad A_f = \frac{X_o}{X_s} = \frac{A}{1 + WA}$$

منفی واپسی ایمپلیفائر میں $|A_f| > |A|$ ہوتا ہے جبکہ مثبت واپسی ایمپلیفائر میں $|A_f| < |A|$ ہوتا ہے۔

مثال 7.2: ایک ایمپلیفائر جس کا $A = 99$ ہے میں واپسی اشارے کی شمولیت سے واپسی ایمپلیفائر تخلیق دیا جاتا ہے۔ $W = 0.01$ اور $W = 0.1$ پر واپسی ایمپلیفائر کی افزائش A_f حاصل کریں۔

حل:

مساوات 7.31 کی مدد سے $W = 0.01$ پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.01 \times 99} = 49.749$$

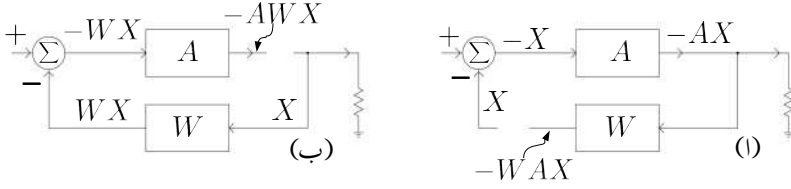
جبکہ $W = 0.1$ پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.1 \times 99} = 9.0826$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی واپسی ایمپلیفائر کی افزائش واضح طور کم ہوئی ہے۔

7.3.1 افزائشی دائرہ

واپسی ایمپلیفائر میں بنیادی ایمپلیفائر اور واپسی دور بند دائرے کی شکل میں آپس میں جوڑے جاتے ہیں۔ شکل 7.9 الف میں اس دائرے کو واپسی دور کے خارجی نقطے پر کھلے سرے کر دیا گیا ہے جبکہ داخلی اشارے کو منقطع کر دیا گیا



شکل 7.9: بنیادی واہسی ایپلیفائر کا شرح دائرہ

ہے۔ فرض کریں کہ اس نقطے کے بائیں جانب اشارہ X پایا جاتا ہے۔ اس نقطے سے دائرے میں گھڑی کے سمت چلتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اشارہ X پہلے -1 سے ضرب ہو کر $-X$ ہوتا ہے۔ اس کے بعد ایپلیفائر سے گزرتے ہوئے A سے ضرب ہو کر $-AX$ ہو جاتا ہے اور آخر کار واہسی دور سے گزرتے ہوئے W سے ضرب کھا کر $-WAX$ ہو جاتا ہے۔ یوں یہ اشارہ پورے دائرے سے گزرتے ہوئے $-WA$ سے ضرب ہوتا ہے جسے واہسی ایپلیفائر کا افزائشی دائرہ¹¹ کہا جائے گا۔ شکل ب میں دائرے کو ایک اور جگہ سے کھلے سرے کرتے ہوئے یہی عمل دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دائرے کو کہیں سے بھی کھلے سرے کرتے ہوئے اس نقطے سے گھڑی کی سمت پورا چکر کاٹتے ہوئے اشارہ $-WA$ سے ہی ضرب ہوتا ہے۔

7.3.2 بنیادی مفروضے

واہسی ایپلیفائر پر بات کرتے ہوئے مندرجہ ذیل مفروضے تصور کئے جائیں گے۔

1. واہسی کار کے مستقل W کی قیمت پر بوجھ کے مزاحمت R_L اور اشارے کے مزاحمت R_s کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔
2. بنیادی ایپلیفائر کی افزائش A کے قیمت پر بوجھ کے مزاحمت R_L کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔
3. داخلی اشارہ صرف اور صرف بنیادی ایپلیفائر سے گزرتے ہوئے خارجی جانب پہنچتا ہے۔ اس کا مطلب ہے کہ اگر A کی قیمت صفر کر دی جائے تو X_0 کی قیمت بھی صفر ہو جائے گی۔ (بنیادی ایپلیفائر میں ٹرانزسٹر کا g_m یا h_{fe} صفر کرنے سے A کی قیمت صفر کی جاسکتی ہے۔)

loop gain¹¹

اس مفروضے کے تحت واپس کار میں اشارہ صرف اور صرف واپسی ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے داخلی جانب گزر سکتا ہے۔ حقیقت میں واپس کار عموماً مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ سے بنا ہوتا ہے اور اس میں اشارہ دونوں جانب گزر سکتا ہے۔ ہم دیکھیں گے کہ اس کے باوجود حقیقی ایمپلیفائر میں پھر بھی اس مفروضے پر چلتے ہوئے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں۔

4. خارجی اشارہ صرف اور صرف واپس کار سے گزرتے ہوئے داخلی جانب پہنچ سکتا ہے۔

اس مفروضے کے تحت اشارہ بنیادی ایمپلیفائر میں گزرتے ہوئے خارجی جانب سے داخلی جانب نہیں پہنچ سکتا۔ اس کا مطلب ہے کہ اگر واپس کار کے مستقل W کی قیمت صفر کر دی جائے تو واپسی اشارے کی قیمت بھی صفر ہو جائے گی۔

7.4 واپسی ایمپلیفائر کی خوبیاں

منفی واپسی ایمپلیفائر افزائش گھٹاتا ہے جبکہ ایمپلیفائر کا بنیادی مقصد ہی اس کی افزائش ہے۔ اس کے باوجود منفی واپسی ایمپلیفائر کا استعمال عام ہے۔ منفی واپسی ایمپلیفائر افزائش گھٹاتے ہوئے ایمپلیفائر کی متعدد اہم خوبیوں کو بہتر کرتا ہے۔ اس حصے میں انہیں پر غور کیا جائے گا۔

7.4.1 مستحکم افزائش

درجہ حرارت میں تبدیلی، عمر رسیدگی یا ٹرانزسٹر وغیرہ کی تبدیلی سے کسی بھی ایمپلیفائر کی افزائش متاثر ہوتی ہے۔ آپس ایک مثال سے دیکھیں کہ واپسی ایمپلیفائر میں افزائش کے تبدیلی کو کس طرح گھٹایا جاتا ہے۔

مثال 7.3: ایک بنیادی ایمپلیفائر جس کی اصل افزائش $A = 50$ ہے میں ٹرانزسٹر تبدیل کیا جاتا ہے جس کے بعد اس کی نئی افزائش $A_1 = 45$ ہو جاتی ہے۔ افزائش میں تبدیلی کی فی صد شرح حاصل کریں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے جہاں $W = 0.1$ ہے۔ ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد واپسی ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کریں اور ان میں تبدیلی کی فی صد شرح حاصل کریں۔

حل:

بنیادی ایپلیفائر میں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{45 - 50}{45} \right| \times 100 = 11.11\%$$

ہے۔ واپسی ایپلیفائر میں ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے A_f اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد A_{f1} مندرجہ ذیل ہیں

$$A_f = \frac{50}{1 + 0.1 \times 50} = 8.3333$$

$$A_{f1} = \frac{45}{1 + 0.1 \times 45} = 8.1818$$

یوں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{8.1818 - 8.3333}{8.3333} \right| \times 100 = 1.818\%$$

ہے۔

آپ نے دیکھا کہ بنیادی ایپلیفائر میں 11.11 فی صد تبدیلی آئی جبکہ واپسی ایپلیفائر میں صرف 1.818 فی صد تبدیلی آئی۔ یوں ایپلیفائر میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش مستحکم ہوئی۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاتا ہے کہ واپسی اشارے سے افزائش

$$\frac{11.1111}{1.818} = 6.1117$$

یعنی تقریباً چھ گنا مستحکم ہوئی۔

آئیں اس تمام کو حسابی شکل دیں۔ مساوات 7.31 میں A_f کا A کے ساتھ تفرق لیتے ہیں۔

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{(1 + WA)^2}$$

اس کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$dA_f = \frac{dA}{(1 + WA)^2}$$

اس مساوات کو مساوات 7.31 سے تقسیم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \frac{dA_f}{A_f} &= \left(\frac{dA}{(1 + WA)^2} \right) \times \left(\frac{1 + WA}{A} \right) \\ &= \left(\frac{dA}{A} \right) \left(\frac{1}{1 + WA} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات سے افزائش کا مستحکم M ہونا یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.32) \quad M = \frac{\left| \frac{dA}{A} \right|}{\left| \frac{dA_f}{A_f} \right|} = 1 + WA$$

مساوات 7.31 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے

$$(7.33) \quad A_f = \frac{A}{M}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ واپسی ایمپلیفائر میں کل افزائش M گنا گھٹتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کل افزائش M گنا مستحکم ہو جاتی ہے۔ یوں ایمپلیفائر تخلیق دیتے وقت آپ افزائش گھٹاتے ہوئے اسے زیادہ مستحکم بنا سکتے ہیں یا اس کے برعکس افزائش کو کم مستحکم کرتے ہوئے اس کی قیمت بڑھا سکتے ہیں۔

اگر

$$(7.34) \quad |WA| \gg 1$$

ہو تب مساوات 7.31 مندرجہ ذیل سادہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

$$(7.35) \quad A_f = \frac{A}{1 + WA} \approx \frac{A}{WA} = \frac{1}{W}$$

مساوات 7.35 انتہائی اہم مساوات ہے جس کے تحت $1 \gg WA$ کی صورت میں واپسی ایمپلیفائر کی افزائش صرف اور صرف واپس کار کے W پر منحصر ہوتی ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر ہوا، واپس کار کو عموماً مزاحمت وغیرہ سے بنایا

جاتا ہے۔ برقیاتی پرازاجات میں ٹرانزسٹر، ماسفیٹ اور ڈایوڈ وغیرہ کی کارکردگی درجہ حرارت یا وقت کے ساتھ تبدیل ہوتی ہے۔ ان کے برعکس مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ میں ایسی تبدیلیاں نہایت کم ہوتی ہیں۔ یوں درجہ حرارت یا وقت کے ساتھ واپس کار کی W کے تبدیل کو رد کیا جاسکتا ہے جس سے واپسی ایمپلیفائر کی افزائش نہایت مستحکم ہو جاتی ہے۔

مستحکم ایمپلیفائر تخلیق دینے کا طریقہ ایک مثال کی مدد سے دیکھتے ہیں۔

مثال 7.4: موصل نما ایمپلیفائر تخلیق دیتے وقت درجہ حرارت کے تبدیلی سے توقع کی جاتی ہے کہ بغیر واپسی اشارے کے ایمپلیفائر کی افزائش میں 5% تبدیلی رونما ہوگی جو کہ قابل قبول نہیں۔ زیادہ سے زیادہ 0.4% تبدیلی قابل برداشت ہے۔ ایک عدد موصل نما واپسی ایمپلیفائر تخلیق دیں جس کی افزائش $45^A / V$ ہو اور اس میں تبدیلی 0.4% سے تجاوز نہ کرے۔

حل:

ایسی صورت میں بنیادی ایمپلیفائر کی افزائش A کو ضرورت سے M گنا زیادہ رکھ کر اسے تخلیق دیا جاتا ہے۔ اس ایمپلیفائر کے افزائش میں درجہ حرارت کے تبدیلی سے 5% تبدیلی پیدا ہوگی۔ اس کے بعد اس میں واپسی اشارے کی شمولیت کی جاتی ہے جس سے ایمپلیفائر کی واپسی افزائش M گنا کم ہونے کے ساتھ ساتھ M گنا مستحکم بھی ہو جاتی ہے۔

موجودہ صورت میں تمام معلومات فی صد کی صورت میں دی گئی ہیں۔ مساوات 7.32 کو استعمال کرتے ہوئے اگر بنیادی ایمپلیفائر کی افزائش میں تبدیلی یعنی dA کی قیمت پانچ فی صد ہے تو A کی قیمت سو فی صد ہوگی۔ اسی طرح اگر dA کی قیمت آدھا فی صد ہو تو A کو سو فی صد تصور کیا جائے گا۔ یوں

$$\frac{dA}{A} = M \left(\frac{dA_f}{A_f} \right)$$

$$\frac{5}{100} = M \left(\frac{0.5}{100} \right)$$

$$M = 10$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس ایمپلیفائر کو دس گنا مستحکم کرنے کی ضرورت ہے۔

لذا ہم ایسا ایمپلیفائر تخلیق دیں گے جس کی واپسی اشارہ شامل کرنے سے پہلے افزائش درکار قیمت سے M گنا زیادہ ہو یعنی A کی قیمت $450 = 10 \times 45$ ہوگی۔ اس میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش کو دس گنا مستحکم کیا جائے گا اور ساتھ ہی ساتھ $A_f = 45$ حاصل کی جائے گی جو کہ درکار موصل نما افزائش ہے۔ مساوات 7.31 کے تحت

$$45 = \frac{450}{1 + W \times 450} \approx \frac{1}{W}$$

$$W = \frac{1}{45} = 0.02222$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ واپس کار کے مستقل کی درکار قیمت ہے۔

مثال 7.5: $A_f = -100$ اور $A = -1000$ کی صورت میں W حاصل کریں۔

حل:

$$-100 = \frac{-1000}{1 - 1000W}$$

سے $W = -0.009$ حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 7.35 میں A_f سے مراد واپسی ایمپلیفائر کی افزائش ہے جو کہ برقی دباؤ واپسی ایمپلیفائر کی صورت میں A_{vf} ، برقی رو واپسی ایمپلیفائر کی صورت میں A_{if} ، موصل نما واپسی ایمپلیفائر کی صورت میں A_{gf} اور مزاحمت نما واپسی ایمپلیفائر کی صورت میں A_{rf} کو ظاہر کرتا ہے۔

7.4.2 تعددی بگاڑ

مساوات 7.35 کے تحت $1 \gg WA$ کی صورت میں واپسی ایپلیفائر کی افزائش صرف اور صرف W پر منحصر ہوتی ہے۔ اگر واپس کار کی خاصیت تعدد پر منحصر نہ ہو تب واپسی ایپلیفائر کی کارکردگی بھی تعدد پر منحصر نہیں ہوگی۔ واپس کار میں صرف مزاحمت استعمال کرتے ہوئے اس کے کارکردگی کو تعدد سے پاک بنایا جاسکتا ہے۔

اگر واپس کار میں کپیسٹر اور امالہ استعمال کئے جائیں تب اس کی کارکردگی تعدد پر منحصر ہوگی۔ ایسی صورت میں واپسی ایپلیفائر کی کارکردگی بھی تعدد پر منحصر ہوگی۔ یوں اگر کسی خاص تعدد ω_0 پر W کی قیمت کم ہو جبکہ اس تعدد سے کم یا اس سے زیادہ تعدد پر W کی قیمت زیادہ ہو تب A_f کی قیمت ω_0 پر زیادہ ہوگی جبکہ ω_0 سے کم یا زیادہ تعدد پر اس کی قیمت کم ہوگی۔ یہ پٹی گزار فلٹر¹² کی خاصیت ہے۔ اسی طرح پٹی روک فلٹر¹³، پست گزار فلٹر اور بلند گزار فلٹر بھی بنائے جاسکتے ہیں۔

7.4.3 دائرہ کارکردگی کے پٹی میں وسعت

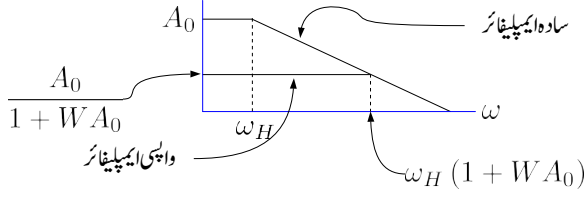
فرض کریں کہ بنیادی ایپلیفائر کے افزائش میں ایک عدد قطب پایا جاتا ہے یعنی

$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}$$

اس مساوات میں A_0 سے مراد درمیانی تعدد کی افزائش اور ω_H اس کی بلند انقطاعی تعدد ہے۔ واپسی اشارے کی شمولیت کے بعد

$$\begin{aligned} A_f &= \frac{A}{1 + WA} \\ &= \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}}{1 + \frac{WA_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}} \\ &= \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H} + WA_0} \\ &= \frac{\frac{A_0}{1 + WA_0}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H(1 + WA_0)}} \end{aligned}$$

band pass filter¹²
band stop filter¹³



شکل 7.10: دائرہ کار کردگی بالقابل افزائش

اس مساوات سے واپسی ایپلیفائر کی درمیانی تعدد پر افزائش

$$(7.36) \quad A_{f0} = \frac{A_0}{1 + WA_0}$$

ہے جبکہ اس کی بلند انقطاعی تعدد

$$(7.37) \quad \omega'_H = \omega_H (1 + WA_0)$$

ہے۔ واپسی ایپلیفائر کے درمیانی تعدد کی افزائش اور اس کی بلند انقطاعی تعدد کو ضرب کرتے ہوئے

$$(7.38) \quad \frac{A_0}{1 + WA_0} \times \omega_H (1 + WA_0) = A_0 \omega_H$$

ملتا ہے جو سادہ ایپلیفائر کے درمیانی تعدد کی افزائش ضرب اس کی بلند انقطاعی تعدد ہے۔ یوں افزائش کو کم کرتے ہوئے بلند انقطاعی تعدد کو بڑھایا جاسکتا ہے یا پھر بلند انقطاعی تعدد کو کم کرتے ہوئے افزائش کو بڑھایا جاسکتا ہے۔ شکل 7.10 اس حقیقت کو دکھلاتی ہے۔

مثال 7.6: ایک سادہ ایپلیفائر کی درمیانی تعدد پر افزائش $3000 \frac{V}{V}$ ہے جبکہ اس کی بلند انقطاعی تعدد 500 Hz ہے۔ اس میں واپسی اشارہ شامل کرتے ہوئے واپسی ایپلیفائر حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر واپس کار کا مستقل $W = 0.01$ ہو تب واپسی ایپلیفائر کی درمیانی تعدد کی افزائش اور بلند انقطاعی تعدد کیا ہوں گے۔

حل:

$$A_{f0} = \frac{3000}{1 + 3000 \times 0.01} = 96.77 \frac{V}{V}$$

$$f_H = 500 \times (1 + 3000 \times 0.01) = 15.5 \text{ kHz}$$

7.5 داخلی مزاحمت

ہم نے دیکھا کہ منفی واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش M گنا گھٹتی ہے۔ اس حصے میں داخلی مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

7.5.1 واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت

شکل 7.1 میں داخلی جانب منفی واپسی اشارہ V_f شامل کرتے ہوئے شکل 7.11 حاصل ہوتا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ موجودہ شکل میں R_s کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے اور

$$(7.39) \quad A'_v = A_v \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right)$$

رکھا گیا ہے۔ یوں اشارے کی مزاحمت R_s کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے افزائش برقی دباؤ کو A'_v لکھا گیا ہے۔ اس دور میں

$$\begin{aligned} V_o &= A'_v V_i' \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_v V_i' \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{V_o}{V_i'} &= A_v \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.39 اور مساوات 7.3 کے ساتھ موازنہ کرنے سے اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.40) \quad \frac{V_o}{V_i'} = A'_v \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) = A_v$$

اس مساوات میں $R_L \rightarrow \infty$ کی صورت میں

$$(7.41) \quad A_V \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = A'_v$$

حاصل ہوتا ہے۔

واپسی اشارے کی عدم موجودگی میں

$$(7.42) \quad \begin{aligned} V_s &= V'_i = I_i (R_i + R_s) \\ R'_i &= \frac{V_s}{I_i} = R_i + R_s \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ R_s کو شامل کرتے ہوئے برقی دباؤ ایمپلیفائر کی کل داخلی مزاحمت R'_i ہے۔ آئیں اب واپسی اشارے کی شمولیت کے بعد $\frac{V_s}{I_i}$ حاصل کریں۔

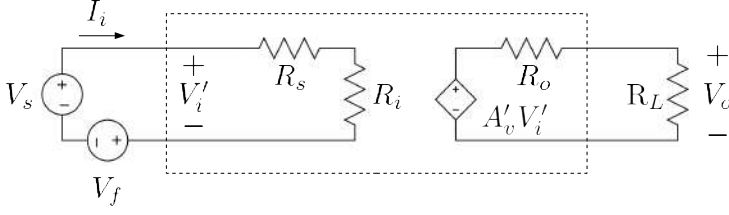
$$\begin{aligned} V_s - V_f &= I_i (R_s + R_i) \\ V_s - W V_o &= I_i (R_s + R_i) \\ V_s - W A_V V'_i &= I_i (R_s + R_i) \\ V_s - W A_V I_i (R_s + R_i) &= I_i (R_s + R_i) \\ V_s &= (1 + W A_V) (R_s + R_i) I_i \end{aligned}$$

اس مساوات میں تیسرے قدم پر مساوات 7.40 اور چوتھے قدم پر مساوات 7.42 کا استعمال کیا گیا۔ اس سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.43) \quad \begin{aligned} R'_{if} &= \frac{V_s}{I_i} \\ &= (1 + W A_V) (R_s + R_i) \\ &= (1 + W A_V) R'_i \end{aligned}$$

اس مساوات کے مطابق منفی واپسی اشارے کی شمولیت سے داخلی مزاحمت M گنا بڑھ جاتا ہے۔

اس نتیجے کو یوں سمجھا جاسکتا ہے کہ واپسی اشارے کی عدم موجودگی میں اشارہ V_s لاگو کرنے سے داخلی جانب برقی رو گزرتی ہے۔ ان دونوں کی شرح کو داخلی مزاحمت کہتے ہیں۔ منفی واپسی اشارے کے موجودگی میں داخلی جانب کل برقی دباؤ کم ہو کر $(V_s - V_f)$ رہ جاتا ہے جس سے داخلی جانب برقی رو کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں



شکل 7.11: واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت

V_s اور داخلی برقی رو کی شرح بڑھ جاتی ہے، جس سے داخلی مزاحمت بھی بڑھ جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ برقی دباو کا واپسی اشارہ چاہے خارجی برقی دباو یا خارجی برقی رو سے حاصل کیا جائے، یہ ہر صورت داخلی مزاحمت کو بڑھائے گا۔

مساوات 7.43 میں $R_s = 0$ پُر کرتے ہوئے

$$(7.44) \quad R_{if} = (1 + WA_V) R_i$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو R_{if} لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں $R_s = 0$ لیا گیا ہے۔

7.5.2 واپسی برقی رو ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت

شکل 7.3 میں دکھائے برقی رو ایمپلیفائر میں داخلی جانب منفی واپسی اشارہ I_f شامل کرتے ہوئے اسے یہاں شکل 7.12 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ یہاں R_s کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے اور

$$(7.45) \quad A'_i = A_i \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

رکھا گیا ہے۔ اس دور میں

$$(7.46) \quad I'_i = I_s - I_f$$

کے برابر ہے۔

واپسی اشارے کی عدم موجودگی (یعنی $I_f = 0$) کی صورت میں اشارہ I_s لاگو کرنے سے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.47) \quad \begin{aligned} I'_i &= I_s \\ V_i &= I'_i \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) = I_s \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R'_i &= \frac{V_i}{I_s} = \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \end{aligned}$$

جہاں R_s کو شامل کرتے ہوئے، R'_i بغیر واپسی ایپلیفائر کی کل داخلی مزاحمت ہے۔ اسی طرح شکل 7.12 میں

$$\begin{aligned} I_o &= A'_i I'_i \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_i I'_i \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{I_o}{I'_i} &= A_i \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.45 کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس مساوات کے دائیں جانب کا مساوات 7.12 کے ساتھ موازنہ کرنے سے حاصل ہوتا ہے

(7.48)

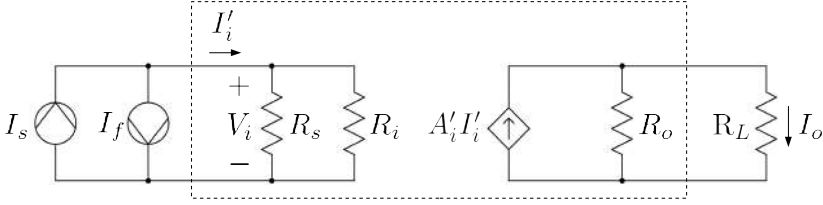
$$A_I = \frac{I_o}{I'_i}$$

واپسی اشارے کے موجودگی میں داخلی مزاحمت یوں حاصل ہو گا

$$\begin{aligned} I'_i &= I_s - I_f \\ &= I_s - W I_o \\ &= I_s - W A_I I'_i \\ I'_i &= \frac{I_s}{1 + W A_I} \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر مساوات 7.48 کا استعمال کیا گیا۔ اس صورت میں داخلی برقی دباؤ

$$\begin{aligned} V_i &= I'_i \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I'_i R'_i \\ &= \left(\frac{I_s}{1 + W A_I} \right) R'_i \end{aligned}$$



شکل 7.12: واہسی برقی رو ایملیفائر کی داخلی مزاحمت

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(7.49) \quad R'_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{R'_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت واہسی رو ایملیفائر کا داخلی مزاحمت R'_{if} غیر واہسی ایملیفائر کے داخلی مزاحمت R'_i سے M گنا کم ہوتا ہے۔

اس حقیقت کو یوں سمجھا جاسکتا ہے کہ واہسی اشارے کے عدم موجودگی میں I_s داخلی مزاحمت R'_i سے گزرتے ہوئے V_i کو جنم دیتا ہے۔ I_s اور V_i کی شرح کو داخلی مزاحمت کہتے ہیں۔ واہسی اشارے کے موجودگی میں مزاحمت R'_i سے گزرتی برقی رو کی قیمت کم ہو کر $I_s - I_f$ ہو جاتی ہے لہذا V_i کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں V_i اور I_s کی شرح بھی کم ہو جاتی ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ I_f چاہے خارجی برقی دباؤ V_o یا خارجی برقی رو I_o سے حاصل کیا جائے، اس کا داخلی کل مزاحمت پر ایک جیسا اثر ہوتا ہے یعنی کل داخلی مزاحمت کم ہوتا ہے۔

مساوات 7.49 میں $R_s = 0$ پُر کرتے ہوئے

$$(7.50) \quad R_{if} = \frac{R_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو R_{if} لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں $R_s = 0$ لیا گیا ہے۔

7.5.3 واہسی موصل نما ایملیفائر کا داخلی مزاحمت

شکل 7.4 میں واہسی اشارہ V_f کی شمولیت اور

$$(7.51) \quad A'_g = A_g \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل 7.13 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں R_s کو ایمپلینٹائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_o &= A'_g V'_i \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_g V'_i \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{I_o}{V'_i} &= A_g \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.51 کا استعمال کیا گیا۔ مساوات 7.17 کے ساتھ موازنہ سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.52) \quad \frac{I_o}{V'_i} = A_G$$

واپسی اشارہ V_f کے عدم موجودگی میں ہم R_s کو شامل کرتے ہوئے کل داخلی مزاحمت R'_i حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V'_i &= V_s = I_i (R_s + R_i) \\ R'_i &= \frac{V_s}{I_i} = R_s + R_i \end{aligned}$$

آئیں اب واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R'_{if} حاصل کریں۔

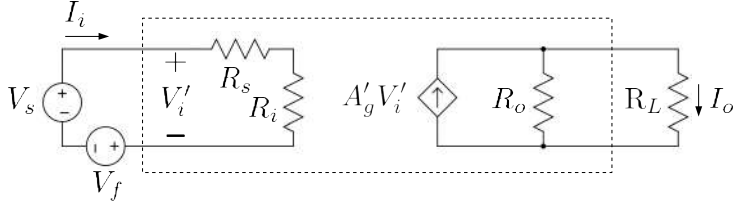
$$\begin{aligned} V'_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - W I_o \\ &= V_s - W A_G V'_i \\ V'_i &= \frac{V_s}{1 + W A_G} \end{aligned} \quad (7.53)$$

تیسرے قدم پر مساوات 7.52 کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات کو

$$(7.54) \quad V'_i = I_i (R_s + R_i)$$

میں ڈالتے ہیں

$$\frac{V_s}{1 + W A_G} = I_i (R_s + R_i)$$



شکل 7.13: واپسی موصل نما ایملپینٹز کی داخلی مزاحمت

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.55) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i} = (R_s + R_i) (1 + WA_G) \\ = R'_i (1 + WA_G)$$

اس مساوات کے مطابق واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R'_{if} کی قیمت واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R_i کے M گنا ہے۔

مساوات 7.55 میں $R_s = 0$ پُر کرتے ہوئے

$$(7.56) \quad R_{if} = R_i (1 + WA_G)$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو R_{if} لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں $R_s = 0$ لیا گیا ہے۔

7.5.4 واپسی مزاحمت نما ایملپینٹز کا داخلی مزاحمت

شکل 7.5 میں واپسی اشارہ V_f کی شمولیت اور

$$(7.57) \quad A'_r = A_r \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل 7.14 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں R_s کو ایمپلینفار کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_o &= A_r' I_i' \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_r I_i' \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{V_o}{I_i'} &= A_r \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.57 کا استعمال کیا گیا ہے۔ مساوات 7.23 کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.58) \quad \frac{V_o}{I_i'} = A_R$$

واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں $I_i' = I_s$ ہوتا ہے لہذا داخلی مزاحمت R_i' یوں حاصل ہوتا ہے

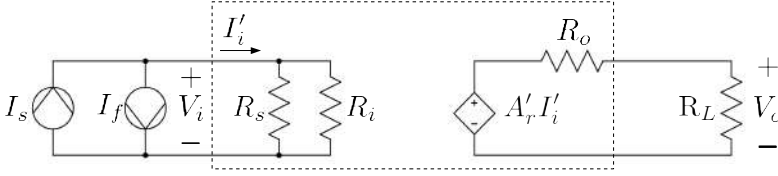
$$\begin{aligned} V_i &= I_i' \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I_s \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R_i' &= \frac{V_i}{I_s} = \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \end{aligned} \quad (7.59)$$

واپسی اشارے کے موجودگی میں

$$\begin{aligned} I_i' &= I_s - I_f \\ &= I_s - W V_o \\ &= I_s - W A_R I_i' \\ I_i' &= \frac{I_s}{1 + W A_R} \end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$V_i = I_i' \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right)$$



شکل 7.14: واپسی مزاحمت نماہی پیلینا رکی داخلی مزاحمت

میں استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$V_i = \left(\frac{I_s}{1 + WA_R} \right) \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right)$$

جس سے واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R'_{if} یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.60) \quad R'_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \left(\frac{1}{1 + WA_R} \right) \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ = \frac{R'_i}{1 + WA_R}$$

اس مساوات کے تحت واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R'_{if} کی قیمت واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R'_i سے M گنا کم ہوتا ہے۔

مساوات 7.60 میں $R_s = 0$ پر کرتے ہوئے

$$(7.61) \quad R_{if} = \frac{R_i}{1 + WA_R}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو R_{if} لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں $R_s = 0$ لیا گیا ہے۔

7.6 خارجی مزاحمت

اس حصے میں خارجی مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

7.6.1 واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.11 میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $V_s = 0$ رکھ کر خارجی جانب برقی دباؤ V_t لاگو کرتے ہیں۔ V_t اور I_t کی شرح اس ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہوگا۔ شکل 7.15 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_t &= \frac{V_t - A'_v V'_i}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_v V_f}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_v W V_t}{R_o} \end{aligned}$$

اور یوں واپسی اشارے کے موجودگی میں خارجی مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(7.62) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + W A'_v}$$

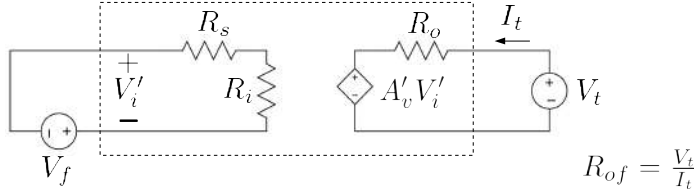
اگر R_L کو بھی شامل کیا جائے تب چونکہ R_L اور R_{of} متوازی جڑے ہیں لہذا اس صورت کل خارجی مزاحمت R_{of}' یوں حاصل ہوگی

$$\begin{aligned} R_{of}' &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_o}{1 + W A'_v} \right) R_L}{\left(\frac{R_o}{1 + W A'_v} \right) + R_L} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{1 + W A'_v}}{\frac{R_o + R_L (1 + W A'_v)}{1 + W A'_v}} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L (1 + W A'_v)} \\ &= \frac{R_o R_L}{R_o + R_L + W A'_v R_L} = \frac{R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{W A'_v R_L}{R_o + R_L} \right)} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}}{1 + \frac{W A'_v R_L}{R_o + R_L}} \end{aligned}$$

دراصل R_o اور R_L کا مساوی متوازی مزاحمت ہے جسے R'_o لکھتے ہوئے اور $\frac{A'_v R_L}{R_o + R_L}$ کو A_V لکھتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.63) \quad R_{of}' = \frac{R'_o}{1 + W A_V}$$

¹⁴ برقی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصور دور کیا جاتا ہے



شکل 7.15: واپسی برقی دباؤ ایملیفائر کا خارجی مزاحمت

مزید لا محدود مزاحمتی بوجھ یعنی $R_L \rightarrow \infty$ پر

$$(7.64) \quad R'_{of} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = R_{of}$$

ہی حاصل ہوتا ہے

7.6.2 واپسی برقی رو ایملیفائر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.12 میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $I_s = 0$ رکھ کر خارجی جانب برقی دباؤ V_t لاگو کرتے ہیں۔ V_t اور I_t کی شرح اس ایملیفائر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہو گا۔ شکل 7.16 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_t &= (I_t + A'_i I'_i) R_o \\ &= (I_t - A'_i I_f) R_o \\ &= (I_t - A'_i W I_o) R_o \end{aligned}$$

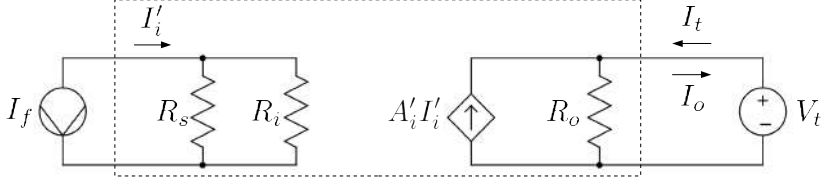
جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے $I_t = -I_o$ ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$V_t = (I_t + A'_i W I_t) R_o$$

جس سے R_{of} یوں حاصل ہوتا ہے

$$(7.65) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o (1 + W A'_i)$$

¹⁵ برقی رو کو صفر کرنے کی خاطر اسے کھلے دہر کیا جاتا ہے



شکل 7.16: واپسی برقی ردایمپلیٹانز کا خارجی مزاحمت

مزاحمتی بوجھ R_L مزاحمت R_{of} کے متوازی جڑا ہے لہذا اس کے شمولیت سے کل خارجی مزاحمت R'_{of} یوں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 R'_{of} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o (1 + WA'_i) R_L}{R_o (1 + WA'_i) + R_L} \\
 &= \frac{(1 + WA'_i) R_o R_L}{R_o + WA'_i R_o + R_L} = \frac{(1 + WA'_i) R_o R_L}{R_o + R_L + WA'_i R_o} \\
 &= \frac{(1 + WA'_i) R_o R_L}{(R_o + R_L) + WA'_i R_o} = \frac{(1 + WA'_i) R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{WA'_i R_o}{R_o + R_L}\right)} \\
 &= \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}\right) \frac{(1 + WA'_i)}{\left(1 + W \frac{A'_i R_o}{R_o + R_L}\right)}
 \end{aligned}$$

R_o اور R_L متوازی جوڑنے سے $\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$ حاصل ہو گا۔ اس کو R'_o اور $\frac{A'_i R_o}{R_o + R_L}$ کو A_I لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$(7.66) \quad R'_{of} = R'_o \frac{(1 + WA'_i)}{(1 + WA_I)}$$

7.6.3 واپسی موصل نمایاں پیلٹائر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.13 میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $V_s = 0$ رکھ کر خارجی جانب برقی دباؤ V_t لاگو کرتے ہیں۔ V_t اور I_t کی شرح اس ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہو گا۔ شکل 7.17 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_t &= (I_t + A'_g V'_i) R_o \\ &= (I_t - A'_g V_f) R_o \\ &= (I_t - A'_g W I_o) R_o \\ &= (I_t + A'_g W I_t) R_o \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر $V'_i = -V_f$ اور چوتھے قدم پر $I_o = -I_t$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت R_{of} کی قیمت یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(7.67) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o (1 + W A'_g)$$

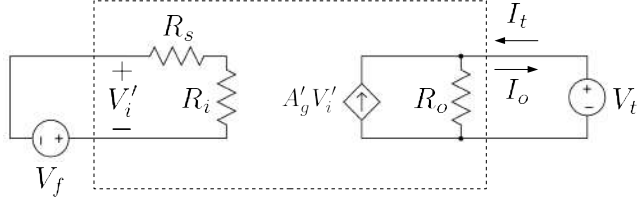
اگر R_L کو بھی شامل کیا جائے تب کل خارجی مزاحمت کو R'_{of} لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_{of} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o R_L (1 + W A'_g)}{R_o (1 + W A'_g) + R_L} \\ &= \frac{R_o R_L (1 + W A'_g)}{R_o + R_o W A'_g + R_L} = \frac{R_o R_L (1 + W A'_g)}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{R_o W A'_g}{R_o + R_L}\right)} \\ &= \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}\right) \left(\frac{1 + W A'_g}{1 + \frac{R_o A'_g W}{R_o + R_L}}\right) \end{aligned}$$

اس مساوات میں $\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$ کو R'_o لکھتے ہوئے اور $\frac{R_o A'_g}{R_o + R_L}$ کو A_G لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$(7.68) \quad R'_{of} = R'_o \left(\frac{1 + W A'_g}{1 + W A_G}\right)$$

¹⁶ برقی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصوردر کیا جاتا ہے



شکل 7.17: واپسی موصل نما ایپلیٹائر کا خارجی مزاحمت

7.6.4 واپسی مزاحمت نما ایپلیٹائر کا خارجی مزاحمت

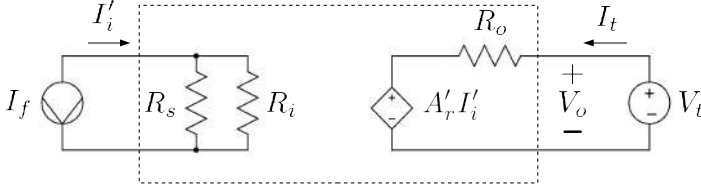
شکل 7.14 میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $I_s = 0$ رکھ کر خارجی جانب برقی دباؤ V_t لاگو کرتے ہیں۔ V_t اور I_t کی شرح اس ایپلیٹائر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہو گا۔ شکل 7.18 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_t &= \frac{V_t - A'_r I'_i}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r I_f}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_o}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_t}{R_o} \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر $I'_i = -I_f$ کا استعمال اور چوتھے قدم پر $V_o = V_t$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت R_{of} کو یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$(7.69) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + W A'_r}$$

¹⁷ برقی رو کو صفر کرنے کی خاطر اسے کھلے دور کیا جاتا ہے



شکل 7.18: واپسی مزاحمت نما ایملیفائر کا خارجی مزاحمت

اگر R_L کو بھی شامل کیا جائے تب کل خارجی مزاحمت R'_{of} کو یوں حاصل کیا جائے گا۔

$$\begin{aligned}
 R'_{of} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_o R_L}{1 + W A'_r} \right)}{\left(\frac{R_o}{1 + W A'_r} + R_L \right)} \\
 &= \frac{\left(\frac{R_o R_L}{1 + W A'_r} \right)}{\left(\frac{R_o + R_L (1 + W A'_r)}{1 + W A'_r} \right)} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L (1 + W A'_r)} \\
 &= \frac{R_o R_L}{R_o + R_L + W A'_r R_L} = \frac{R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{W A'_r R_L}{R_o + R_L} \right)} \\
 &= \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{W A'_r R_L}{R_o + R_L}} \right)
 \end{aligned}$$

اس مساوات میں $\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$ کو R'_o لکھتے ہوئے اور $\frac{A'_r R_L}{R_o + R_L}$ کو A_R لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$(7.70) \quad R'_{of} = \frac{R'_o}{1 + W A_R}$$

جدول 7.2 میں ان نتائج کو پیش کیا گیا ہے۔

برقی دباؤ ایملیفائر کا داخلی مزاحمت زیادہ سے زیادہ جبکہ اس کا خارجی مزاحمت کم سے کم درکار ہوتا ہے۔ اس جدول سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ واپسی اشارے کی شمولیت سے برقی دباؤ ایملیفائر کا داخلی مزاحمت بڑھتا ہے جبکہ اس کا خارجی مزاحمت گھٹتا ہے۔ جہاں ایملیفائر کا داخلی اشارہ برقی دباؤ ہو وہاں زیادہ سے زیادہ داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے

جدول 7.2: واپسی ایمپلیفائر کے داخلی اور خارجی مزاحمت		
خارجی مزاحمت	داخلی مزاحمت	ایمپلیفائر کی قسم
$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA'_v}$	$R'_{if} = R'_i (1 + WA_V)$	برقی دباؤ
$R_{of} = R_o (1 + WA'_i)$	$R'_{if} = \frac{R'_i}{1 + WA_I}$	برقی رو
$R_{of} = R_o (1 + WA'_g)$	$R'_{if} = R'_i (1 + WA_G)$	موصول نما
$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA'_r}$	$R'_{if} = \frac{R'_i}{1 + WA_R}$	مزاحمت نما

جبکہ اس کے برعکس جہاں داخلی اشارہ برقی رو ہو وہاں کم سے کم داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔ اسی طرح جہاں خارجی اشارہ برقی دباؤ کا ہو وہاں کم سے کم خارجی مزاحمت درکار ہوتا ہے جبکہ خارجی اشارہ برقی رو ہونے کی صورت میں زیادہ سے زیادہ خارجی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔ جدول سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تمام صورتوں میں واپسی اشارے کی شمولیت سے داخلی اور خارجی مزاحمت بہتر ہوتے ہیں۔ سوال 7.3 تا سوال 7.6 انہیں حقائق کو اجاگر کرتے ہیں۔ ان سوالات میں آپ یہ بھی دیکھیں گے کہ $WA \gg 1$ کی صورت میں $A_f \approx \frac{1}{W}$ لیا جاسکتا ہے۔

7.7 واپسی ایمپلیفائر کے جماعت بندی کی مثالیں

کسی بھی واپسی ایمپلیفائر کے جماعت بندی اس کے داخلی جانب مساوات 7.30 کے طرز کے مساوات سے کی جاتی ہے۔ ایسے مساوات میں X_s اور X_o سے جدول 7.1 کے تحت ایمپلیفائر کی جماعت اخذ کی جاتی ہے اور اگر دیا گیا ایمپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہو تب W استعمال کرتے ہوئے مساوات 7.35 سے اس کی افزائش لکھی جاسکتی ہے۔ واپسی ایمپلیفائر عموماً مساوات 7.34 پر پورا اترتے ہیں۔

اس حصے میں مساوات 7.30 کے طرز کی مساوات کا حصول دکھایا جائے گا۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کیا جائے گا کہ ایمپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے لہذا افزائش کے لئے مساوات 7.35 استعمال کیا جائے گا۔

حسابی ایملیفائر کی افزائش نہایت زیادہ ہوتی ہے۔ یوں اس پر مبنی واپسی دور مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے اور اس کی داخلی مساوات ہو بہو مساوات 7.30 کی طرح ہوتا ہے۔ یوں حسابی ایملیفائر استعمال کرتے ہوئے کامل واپسی ادوار بنائے جاتے ہیں۔

ٹرانزسٹر ایملیفائر کی افزائش عموماً بہت زیادہ نہیں ہوتی۔ یوں ٹرانزسٹر دور مساوات 7.34 پر پوری طرح پورا نہیں اترتا۔ اس کا داخلی مساوات اگرچہ مساوات 7.30 کی طرح ہوتا ہے مگر اس میں کئی غیر ضروری جزو بھی پائے جاتے ہیں۔ ان غیر ضروری اجزاء کی قیمت جتنی کم ہو اتنا بہتر واپسی ایملیفائر بنتا ہے۔

7.7.1 واپسی برقی دباؤ ایملیفائر

مثبت حسابی ایملیفائر کو شکل 7.19 الف میں دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں اسی کو قدر مختلف طرز پر دوبارہ بنایا گیا ہے جہاں اس میں واپسی اشارے کی پہچان آسانی سے ممکن ہے۔ شکل ب میں داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$(7.71) \quad V_i = V_s - V_f$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں

$$(7.72) \quad V_f = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o = W V_o$$

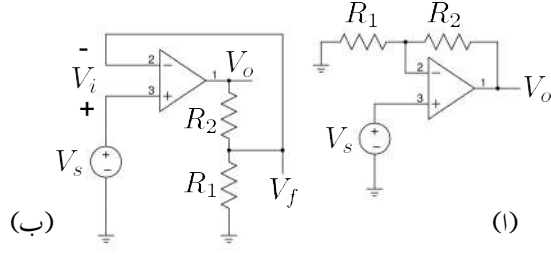
ہے۔ یوں

$$(7.73) \quad W = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 7.72 سے صاف ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی دباؤ کی صورت میں پایا جاتا ہے اور اس کو خارجی برقی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ اسی طرح مساوات 7.71 سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو برقی دباؤ کے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہے ہیں۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ مثبت حسابی ایملیفائر واپسی برقی دباؤ ایملیفائر کی قسم ہے۔ مزید یہ کہ مساوات 7.72 سے صاف ظاہر ہے کہ R_1 اور R_2 مل کر واپس کار کا کردار ادا کرتے ہیں۔ اس حصے میں اپنی پوری توجہ واپس کار پہچاننے پر رکھیں۔

$$\begin{aligned}
 V_i &= V_s - V_f \\
 V_f &= \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o \\
 &= W V_o \\
 W &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\
 A_v &= \frac{1}{W} \\
 &= 1 + \frac{R_2}{R_1}
 \end{aligned}$$



شکل 7.19: مثبت حساسی ایپلیفائر ایک واپسی برقی دباؤ ایپلیفائر ہے

حسابی ایپلیفائر کی افزائش A_v نہایت زیادہ ہوتی ہے لہذا مثبت ایپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے اور یوں مساوات 7.35 کے تحت

$$(7.74) \quad A_{vf} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

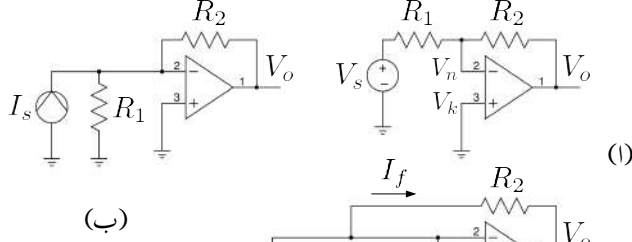
حاصل ہوتا ہے جو کہ ہم جانتے ہیں کہ درست جواب ہے۔

حسابی ایپلیفائر کا ایک منفی داخلی سرا جبکہ دوسرا مثبت داخلی سرا ہے۔ اس حصے میں واپسی ایپلیفائر میں داخلی اشارہ V_s کو مثبت داخلی سرے پر مہیا کیا گیا جبکہ واپسی اشارہ V_f کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو دو مختلف داخلی سروں پر مہیا کیا جائے، انہیں سلسلہ وار جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی دباؤ کے اشارات کو ہی سلسلہ وار جوڑا جاسکتا ہے لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی دباؤ اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھوڑے شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو برقی دباؤ (یعنی V_f) کی صورت میں حاصل کریں۔ V_f کے مساوات سے یہ بتلانا ممکن ہو گا کہ آیا V_o یا I_o سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایپلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

7.7.2 واپسی مزاحمت نما ایپلیفائر

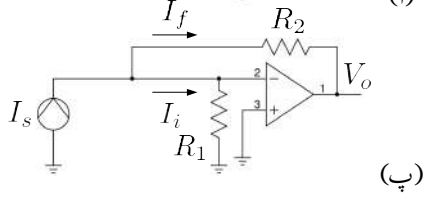
شکل 7.20 الف میں منفی حساسی ایپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی اشارے کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$I_s = \frac{V_s}{R_1}$$



$$I_i = I_s - I_f$$

$$I_f = \frac{0 - V_o}{R_2}$$



شکل 7.20: منفی حسابی ایملیفائر ایک واپسی مزاحمت نما ایملیفائر ہے

$$(7.75) \quad I_s = \frac{V_s}{R_1}$$

ہو گا۔ شکل پ کے داخلی جانب کرنخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے مساوات 7.29 کے طرز پر

$$(7.76) \quad I_i = I_s - I_f$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں قانون اہم کی مدد سے

$$(7.77) \quad I_f = \frac{V_n - V_o}{R_2} = \frac{0 - V_o}{R_2} = WV_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات لکھتے ہوئے یاد رہے کہ حسابی ایملیفائر کے منفی اور مثبت داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ رہتا ہے۔ چونکہ یہاں مثبت داخلی سرا برقی زمین پر ہے لہذا $V_k = 0$ ہو گا اور اس طرح $V_n = 0$ حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.77 سے ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی رو کی صورت میں ہے اور اس کو خارجی برقی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ مساوات 7.76 سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو برقی رو کے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہے ہے۔ یوں ان دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ منفی حسابی ایملیفائر دراصل واپسی مزاحمت نما ایملیفائر کی قسم ہے۔ مندرجہ بالا مساوات سے

$$(7.78) \quad W = -\frac{1}{R_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_2 ہی واپس کار ہے۔

حسابی ایمپلیفائر کی افزائش نہایت زیادہ ہوتی ہے لہذا منفی ایمپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے اور یوں مساوات 7.35 کے تحت

$$(7.79) \quad A_{rf} = \frac{V_o}{I_s} \approx \frac{1}{W} = -R_2$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.75 کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(7.80) \quad \frac{V_o}{\left(\frac{V_s}{R_1}\right)} = -R_2$$

$$(7.81) \quad \frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}$$

جو کہ منفی حسابی ایمپلیفائر کی جانی پہچانی مساوات ہے۔

اس حصے میں واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر میں داخلی اشارے کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا۔ اسی طرح واپسی اشارے کو بھی منفی داخلی سرے پر ہی مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو ایک ہی داخلی سرے پر مہیا کیا جائے، انہیں متوازی جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی رو کے اشارات کو ہی متوازی جوڑا جاسکتا ہے لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی رو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو نارٹن شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو برقی رو (یعنی I_f) کی صورت میں حاصل کریں۔ I_f کے مساوات سے یہ بتلانا ممکن ہو گا کہ آیا خارجی برقی دباؤ یا خارجی برقی رو سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایمپلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

7.7.3 واپسی موصل نما ایمپلیفائر

شکل 7.21 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ R_L ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی تجزیے کی غرض سے $V_{CC} = 0$ اور $V_{BB} = 0$ لئے گئے ہیں۔ مزید ٹرانزسٹر کے V_{be} کو V_i لکھتے ہوئے

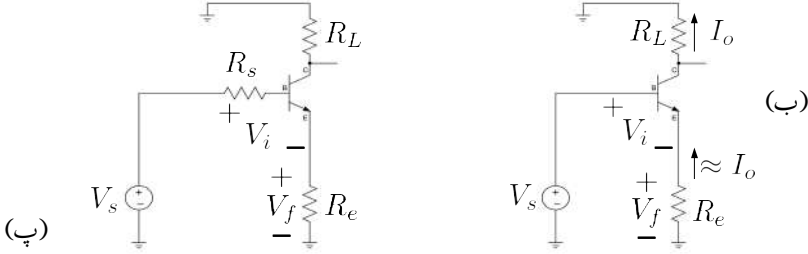
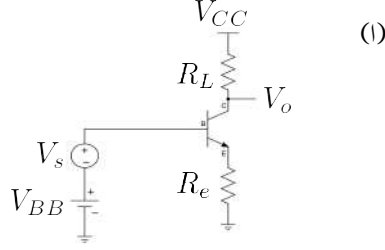
$$\begin{aligned} V_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - (-I_o R_e) \\ &= V_s - W I_o \end{aligned}$$

$$V_i = V_s - V_f$$

$$V_f = -I_o R_e$$

$$W = -R_e$$

$$A_{gf} \approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e}$$



شکل 7.21: ٹرانزسٹر کا واپسی موصل نما ایملیفائر

لکھا جاسکتا ہے۔ اس کا $(X_i = X_s - WX_o)$ کے ساتھ موازنہ کرنے سے

$$(7.82) \quad W = -R_e$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ یہ واپسی موصل نما ایملیفائر ہے اور یوں

$$(7.83) \quad A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} \approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔

حصہ 7.3.2 میں چند بنیادی مفروضے بیان کئے گئے جس کے پہلی شق کے مطابق W کے قیمت پر بوجھ R_L کا کوئی اثر نہیں ہو سکتا۔ یوں W کی قیمت یا اس کی مساوات حاصل کرتے وقت یہ خیال رہے کہ اس پر بوجھ کے مزاحمت R_L کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہئے۔ اگر $I_o = \frac{V_o}{R_L}$ لکھا جائے تو $V_f = -\frac{R_e}{R_L} V_o$ لکھا جاسکتا ہے جس سے $W = -\frac{R_e}{R_L}$ حاصل ہوگا۔ حاصل W کی قیمت R_L پر منحصر ہے جو قابل قبول نہیں۔ اسی لئے اس کو غلط جواب تصور کرتے ہوئے رد کیا جاتا ہے۔

حاصل کردہ A_{gf} کے استعمال سے $\frac{V_o}{V_s}$ یعنی A_{vf} حاصل کرتے ہیں۔ چونکہ $V_o = I_o R_L$ ہے لہذا

$$(7.84) \quad A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o R_L}{V_s} = \left(\frac{I_o}{V_s} \right) R_L = A_{gf} R_L = -\frac{R_L}{R_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مساوات کے مطابق $\frac{V_o}{V_s}$ کی قیمت R_L سے منسلک ہے۔ اس لئے اگرچہ اسے برقی دباؤ کا حیثہ بڑھانے کی خاطر استعمال کیا جا سکتا ہے مگر یہ ہر گز برقی دباؤ ایمپلیفائر نہیں ہے اور جب بھی بوجھ R_L تبدیل کی جائے اس ایمپلیفائر کی $\frac{V_o}{V_s}$ کی شرح تبدیل ہو جائے گی۔ اس کے برعکس مساوات 7.83 کے تحت $\frac{I_o}{V_s}$ کے قیمت پر R_L کا کوئی اثر نہیں لہذا اس ایمپلیفائر کو واپسی موصل نما ایمپلیفائر تصور کیا جائے گا۔

شکل پ میں R_s بھی شامل کیا گیا ہے۔ یہاں R_s کو ایمپلیفائر کا اندرونی حصہ تصور کرتے ہوئے $V_i = V_s - V_f$ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں مندرجہ بالا تمام تبصرہ اس شکل کے لئے بھی درست ہے۔

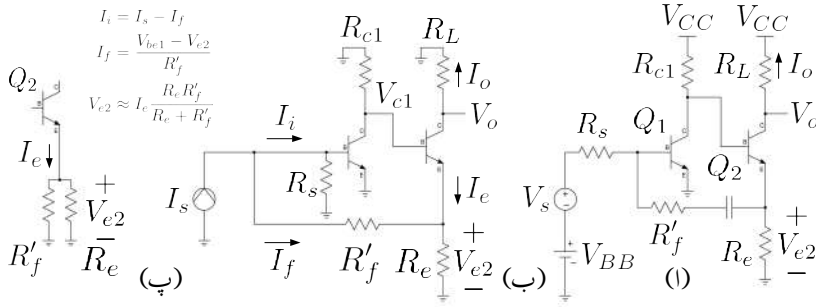
ٹرانزسٹر کے B اور E کو دو علیحدہ داخلی سرے تصور کیا جا سکتا ہے¹⁸۔ یوں اس حصے میں واپسی موصل نما ایمپلیفائر میں داخلی اشارے کو B پر مہیا کیا گیا جبکہ واپسی اشارے کو E پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو دو مختلف داخلی سروں پر مہیا کیا جائے، انہیں سلسلہ وار جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی دباؤ اشارات ہی سلسلہ وار جوڑے جا سکتے ہیں لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی دباؤ اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھونن شکل دیں جبکہ واپسی اشارے کی مساوات کو برقی دباؤ (یعنی V_f) کی صورت میں حاصل کریں۔

واپسی اشارے کی مساوات سے یہ بتلانا ممکن ہو گا کہ آیا V_o یا I_o سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایمپلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔ اس صورت میں B اور E کے مابین برقی دباؤ کو V_i لکھا جائے گا۔

7.7.4 واپسی برقی روا ایمپلیفائر

شکل 7.22 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ R_L ٹرانزسٹر Q_2 کے کلکٹر پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی تجربے کی غرض سے کپیسٹر کو قصر دور اور $V_{CC} = V_{BB} = 0$ لیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے اور R_s کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں کر خوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

¹⁸ ایسا کرتے ہوئے B کو منفی جبکہ E کو مثبت داخلی سر تصور کریں



شکل 7.22: ٹرانزسٹر کا واپسی برقی رو ایملپٹانز

$$I_i = I_s - I_f$$

جہاں

$$I_f = \frac{V_{be1} - V_{e2}}{R_f}$$

کے برابر ہے۔ کامل واپسی ادوار میں واپسی اشارے کی مساوات $X_f = WX_0$ ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر واپسی ادوار کامل ادوار نہیں ہوتے۔ مندرجہ بالا مساوات میں $\frac{V_{be1}}{R_f}$ کا واپسی اشارہ پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں چونکہ V_{be1} داخلی جانب کا متغیر ہے ناکہ خارجی جانب کا۔ یوں مندرجہ بالا مساوات میں $\frac{V_{be1}}{R_f}$ غیر ضروری جزو ہے۔ یہ جزو اس لئے پایا گیا ہے کہ ٹرانزسٹر ادوار کامل واپسی ادوار نہیں ہوتے۔ اس غیر ضروری جزو کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$I_f \approx -\frac{V_{e2}}{R_f}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح جیسے شکل پ میں دکھایا گیا ہے، V_{be1} کو نظر انداز کرتے ہوئے (یعنی $V_{be1} = 0$ لیتے ہوئے) R_e اور R_f کو متوازی تصور کیا جاسکتا ہے اور یوں

$$\begin{aligned} V_{e2} &\approx I_e \left(\frac{R_e R_f}{R_e + R_f} \right) \\ &= -I_o \left(\frac{R_e R_f}{R_e + R_f} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں $I_e \approx -I_o$ کے برابر لیا گیا ہے۔ اس طرح

$$I_f \approx -\frac{V_{e2}}{R'_f} = \left(\frac{R_e}{R_e + R'_f} \right) I_o$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$W = \frac{R_e}{R_e + R'_f}$$

حاصل ہوتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ واپسی برقی رو ایمپلیفائر ہے اور یوں

$$(7.85) \quad A_{if} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R'_f}{R_e}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

اس ایمپلیفائر کا $\frac{V_o}{V_s}$ یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$(7.86) \quad \begin{aligned} A_{vf} &= \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o R_L}{I_s R_s} = \left(\frac{I_o}{I_s} \right) \left(\frac{R_L}{R_s} \right) \\ &= A_{if} \left(\frac{R_L}{R_s} \right) = \left(1 + \frac{R'_f}{R_e} \right) \left(\frac{R_L}{R_s} \right) \end{aligned}$$

اس حصے میں داخلی اور واپسی دونوں اشارات کو ٹرانزسٹر کے B پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی ان دو اشارات کو ایک ہی داخلی سرے پر مہیا کیا جائے، انہیں متوازی جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی رو اشارات ہی متوازی جوڑے جا سکتے ہیں لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی رو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو نارٹن شکل دیں جبکہ واپسی اشارے کی مساوات کو برقی رو (یعنی I_f) کی صورت میں حاصل کریں۔ واپسی اشارے کی مساوات سے یہ بتلانا ممکن ہو گا کہ آیا V_o یا I_o سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایمپلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

جس داخلی سرے پر داخلی اشارہ جڑا ہو اگر اسی نقطے پر مزاحمت (یا کپیسٹر وغیرہ) کا ایک سرا جڑا ہو جبکہ اس مزاحمت (یا کپیسٹر) کا دوسرا سرا ایمپلیفائر کے خارجی جانب جڑا ہو تو ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات متوازی جڑے ہوتے ہیں۔

7.7.5 واپسی مزاحمت نما ایملیفائر

شکل 7.23 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ R_L ٹرانزسٹر کے E پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی تجربے کی غرض سے کپیسٹر کو قصر دور کیا گیا ہے اور $V_{CC} = V_{BB} = 0$ لیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے اور R_s کو ایملیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.87) \quad I_i = I_s - I_f$$

جہاں $I_s = \frac{V_s}{R_s}$ اور

$$\begin{aligned} I_f &= \frac{V_{be} - V_o}{R_f} \\ &= \frac{V_{be}}{R_f} - \frac{V_o}{R_f} \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ اس مساوات میں $\frac{V_{be}}{R_f}$ کا واپسی اشارہ پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں البتہ $-\frac{V_o}{R_f}$ خارجی برقی دباؤ پر منحصر واپسی اشارہ ہے یوں مساوات کے پہلے جزو کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_f &\approx -\frac{V_o}{R_f} \\ &= WV_o \\ W &= -\frac{1}{R_f} \end{aligned}$$

اور یوں مساوات 7.87 کو ہم لکھ سکتے ہیں

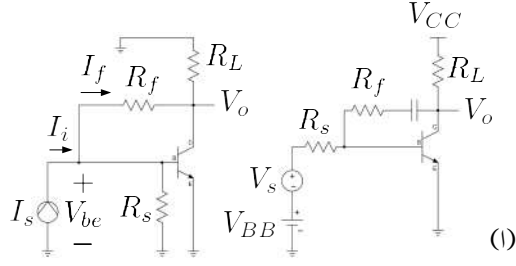
$$\begin{aligned} I_i &\approx I_s - \left(-\frac{V_o}{R_f} \right) \\ &= I_s + WV_o \end{aligned}$$

جس سے ہم کہہ سکتے ہیں کہ یہ مزاحمت نما واپسی ایملیفائر ہے اور یوں

$$(7.88) \quad A_{rf} \approx \frac{1}{W} = -R_f$$

ہوگا۔

$$\begin{aligned}
 I_i &= I_s - I_f \\
 I_f &= \frac{V_{be} - V_o}{R_f} \approx -\frac{V_o}{R_f} \\
 &= W V_o \\
 W &= \frac{1}{R_f} \\
 A_{rf} &= \frac{1}{W} = -R_f \quad (\text{ب})
 \end{aligned}$$



شکل 7.23: ٹرانزسٹر کا واپسی مزاحمت نما ایملیفائر

اسی ایملیفائر کا $\frac{V_o}{V_s}$ یعنی A_{vf} یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$(7.89) \quad A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_s R_s} = \left(\frac{V_o}{I_s} \right) \frac{1}{R_s} = \frac{A_{rf}}{R_s} = -\frac{R_f}{R_s}$$

اسی طرح $\frac{I_o}{I_s}$ یوں حاصل ہو گا

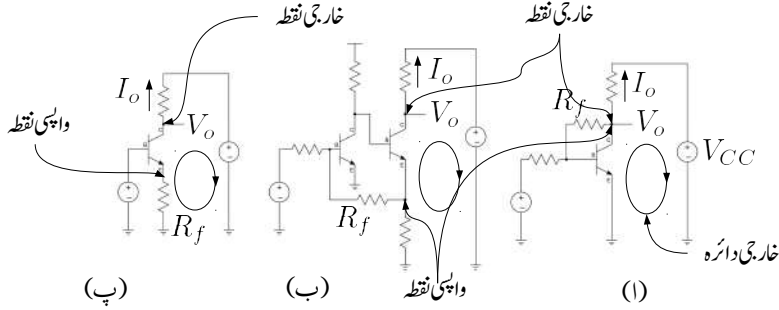
$$(7.90) \quad A_{if} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s} = \left(\frac{V_o}{I_s} \right) \frac{1}{R_L} = \frac{A_{rf}}{R_L} = -\frac{R_f}{R_L}$$

اور $\frac{I_o}{V_s}$ کو یوں

$$(7.91) \quad A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s R_s} = \left(\frac{V_o}{I_s} \right) \frac{R_s}{R_L} = A_{rf} \frac{R_s}{R_L} = -\frac{R_f R_s}{R_L}$$

شکل 7.24 الف، ب اور پ میں شکل 7.23، شکل 7.22 اور شکل 7.21 دوبارہ دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف پر غور کریں۔ اس میں خارجی دائرے کی نشاندہی کی گئی ہے۔ خارجی جانب برقی دباؤ V_o اور برقی رو I_o کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ ٹرانزسٹر کے C جہاں سے V_o یا I_o حاصل کیا گیا ہے کو خارجی نقطہ قرار دیا گیا ہے۔ بوجھ R_L کو خارجی نقطے پر جوڑا جاتا ہے۔ اسی طرح واپسی نقطے کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ یہ وہ نقطہ ہے جہاں سے واپس کار اشارہ حاصل کرتا ہے۔ یہاں R_f بطور واپس کار کردار ادا کر رہا ہے۔ اس شکل میں واپسی نقطہ اور خارجی نقطہ دونوں ایک ہی جوڑے پر پائے جاتے ہیں۔ ایسی صورت جہاں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ ایک ہی جوڑے پر پائے جائیں میں واپس کار خارجی برقی دباؤ سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 ب میں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ دو علیحدہ علیحدہ جوڑے پر پائے جاتے ہیں۔ یوں واپسی اشارے کو اس جوڑے سے حاصل نہیں کیا گیا جہاں سے V_o یا I_o حاصل کیا گیا ہے۔ البتہ واپسی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا



شکل 7.24: واپسی نقطہ

گیا ہے۔ خارجی دائرہ وہ دائرہ ہے جس میں خارجی برقی رو I_o کا بہاؤ ہوتا ہے۔ ایسی صورت جہاں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ دو علیحدہ علیحدہ جوڑ پر پائے جائیں میں واپس کار خارجی برقی رو I_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 پ میں مزاحمت R_e کو R_f لکھا گیا ہے۔ یہاں بھی خارجی اور واپسی نقطے دو علیحدہ علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں لہذا یہاں بھی واپس کار خارجی برقی رو I_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

7.8 واپسی ایملیفائر کا تفصیلی تجزیہ

اب تک مساوات 7.34 پر پورا اترتے واپسی ایملیفائروں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں ان واپسی ایملیفائر پر غور کیا جائے گا جو اس مساوات پر پورا نہیں اترتے۔ ایسا کرتے وقت ایملیفائر کو دو حصوں یعنی بنیادی ایملیفائر A اور واپس کار W میں تقسیم کیا جاتا ہے۔ واپسی ایملیفائر میں واپسی اشارے کو صفر کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کو شامل کرتے ہوئے بنیادی ایملیفائر حاصل کیا جاتا ہے۔ مندرجہ ذیل اقدام کی مدد سے ایسا کیا جاتا ہے۔

بنیادی ایملیفائر کا داخلی حصہ حاصل کرنے کی خاطر خارجی اشارہ X_o کی قیمت کو صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

- اگر خارجی برقی دباؤ V_o سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہو (یعنی $X_f = WX_o$) تو خارجی برقی دباؤ کو قصر دور کر کے $V_o = 0$ کر دیا جاتا ہے جس سے X_f بھی صفر ہو جاتا ہے۔

• اس کے برعکس اگر واپسی اشارے کو I_0 سے حاصل کیا گیا ہو تب خارجی دائرے کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔ یوں $I_0 = 0$ ہو جاتا ہے جس سے X_f بھی صفر ہو جاتا ہے۔

بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی حصہ حاصل کرنے کی خاطر کل داخلی اشارہ X_i کی قیمت صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

• اگر داخلی اور واپسی اشارات متوازی جڑے ہوں تب یہ دونوں برقی رو اشارات ہوں گے۔ انہیں قصر دور کرنے سے $I_i = 0$ کیا جاتا ہے۔

• اس کے برعکس اگر داخلی اور واپسی اشارات سلسلہ وار جڑے ہوں تب یہ دونوں برقی دباؤ اشارات ہوں گے۔ داخلی دائرے کو کھلے سرے کرنے سے $V_i = 0$ کیا جاتا ہے۔

اس ترکیب سے واپسی اشارہ کے اثرات کو ختم کر دیا جاتا ہے جبکہ بنیادی ایمپلیفائر پر واپس کار کے بوجھ کے اثرات برقرار رہنے دئے جاتے ہیں۔ اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایمپلیفائر حل کرنے کے مکمل اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

• پہلے یہ فیصلہ کریں کہ X_f برقی دباؤ یا برقی رو کا اشارہ ہے۔ اگر X_f داخلی اشارہ X_s کے ساتھ سلسلہ وار جڑا ہو تو X_f برقی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر یہ X_s کے ساتھ متوازی جڑا ہو تب X_f برقی رو اشارہ ہو گا۔ اسی طرح فیصلہ کریں کہ X_0 برقی دباؤ یا برقی رو اشارہ ہے۔ اگر X_f کو X_0 جوڑنے سے حاصل کیا گیا ہو تب X_0 برقی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر X_f خارجی دائرہ سے حاصل کیا گیا ہو تب X_0 برقی رو اشارہ ہو گا۔

• واپسی ایمپلیفائر کی جماعت دریافت کریں۔ اگر X_s اور X_f سلسلہ وار جڑے ہوں تب X_f برقی دباؤ اشارہ یعنی V_f ہو گا اور اگر یہ دونوں متوازی جڑے ہوں تب X_f برقی رو اشارہ یعنی I_f ہو گا۔ اسی طرح اگر واپسی اشارے کو خارجی نقطے سے حاصل کیا گیا ہو تب واپسی اشارے کو V_0 سے حاصل کیا ہو گا اور خارجی اشارے کو V_0 تصور کیا جائے گا۔ اس کے برعکس اگر واپسی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا گیا ہو تب خارجی اشارہ I_0 تصور کیا جائے گا۔

• واپسی اشارے کا اثر ختم کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کے اثر کو برقرار رکھتے ہوئے مندرجہ بالا قوانین کی مدد سے بنیادی ایمپلیفائر کا دور حاصل کریں۔ اگر X_f اور X_s سلسلہ وار جڑے ہوں تب داخلی اشارہ X_s کا تھوڑا سا مساوی دور استعمال کریں۔ اس کے برعکس اگر X_f اور X_s متوازی جڑے ہوں تب داخلی اشارہ X_s کا نارٹن مساوی دور استعمال کریں۔

- بنیادی ایمپلیفائر میں ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور حاصل کریں اور اس میں X_f اور X_o کی نشاندہی کریں۔
 - واپسی اشارے $X_f = WX_o$ کی مساوات حاصل کریں جس سے W کی قیمت حاصل ہوگی۔
 - کرنوف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے بنیادی ایمپلیفائر سے افزائش A ، داخلی مزاحمت R_i اور خارجی مزاحمت R_o حاصل کریں۔
 - مندرجہ بالا حاصل کردہ معلومات سے A_f ، R'_{if} اور R_{of} حاصل کریں۔
- آئیں اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایمپلیفائر حل کریں۔

7.9 واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر

شکل 7.25 الف میں واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ نقطہ مائل حاصل کرنے کی خاطر V_s کے ساتھ V_{BB} سلسلہ وار تصور کریں جس کو شکل میں نہیں دکھایا گیا تاکہ اصل مضمون پر توجہ رکھنی آسان ہو۔ اس دور کو قدم با قدم حل کرتے ہیں۔

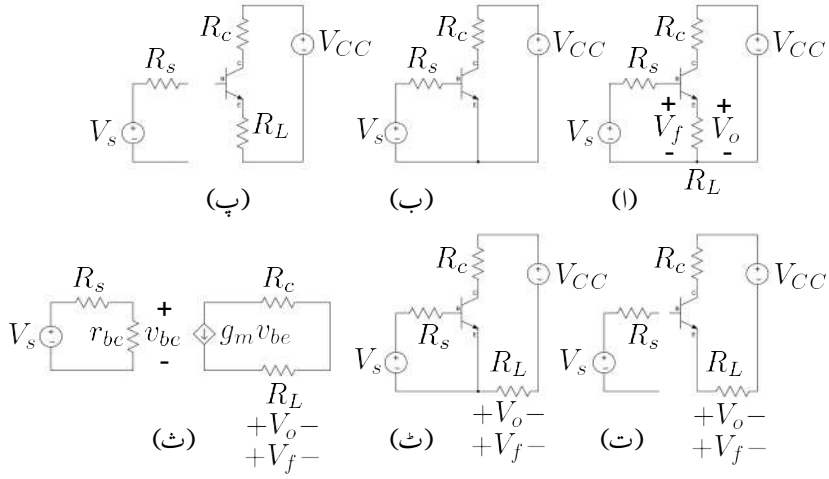
پہلے قدم پر اس کی جماعت جاننا ضروری ہے۔ اس دور پر تفصیلی بحث ہو چکی ہے۔ یہ واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر ہے۔

چونکہ V_o سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے لہذا، بنیادی ایمپلیفائر کا داخلی مساوی دور حاصل کرنے کی خاطر V_o کو قصر دور کرتے ہیں۔ ایسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں صرف داخلی دائرے پر نظر رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.92) \quad V_s = I_s R_s + V_{be}$$

چونکہ داخلی جانب V_s اور V_f سلسلہ وار جڑے ہیں لہذا بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی مساوی دور حاصل کرنے کی خاطر داخلی دائرے کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔ ایسا شکل پ میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں صرف خارجی دائرے پر نظر رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.93) \quad V_{CC} = I_c R_c + V_{ce} + I_c R_L$$



شکل 7.25: بنیادی ایپلیٹاؤں کا حصول

شکل پ کو قدر مختلف طرز پر شکل ت میں دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں V_o اور V_f کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ آپ تسلی کر لیں کہ اس شکل کے خارجی دائرے کی مساوات بھی مندرجہ بالا مساوات ہی ہے۔ شکل ب کے داخلی مساوی دور اور شکل ت کے خارجی مساوی دور کو ملا کر شکل ٹ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ٹ کے داخلی اور خارجی مساوات یوں حاصل ہوں گے۔

$$(7.94) \quad V_s = I_s R_s + V_{be}$$

$$(7.95) \quad V_{CC} = I_c R_c + V_{ce} + I_c R_L$$

یہ بالکل مساوات 7.92 اور مساوات 7.93 ہی ہیں۔

شکل ٹ میں ٹرانزسٹر کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ٹ کا باریک اشاراتی دور حاصل کیا گیا ہے۔ اس سے

$$(7.96) \quad A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_c} \times \frac{I_c}{V_{be}} \times \frac{V_{be}}{V_s} = \frac{R_L g_m r_{be}}{R_s + r_{be}} = \frac{\beta R_L}{R_s + r_{be}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں مساوات 3.188 کے تحت $\beta = g_m r_{be}$ کے برابر ہے۔ شکل ٹ سے $V_f = V_o$ لہذا $W = 1$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$(7.97) \quad M = 1 + W A_V = 1 + \frac{\beta R_L}{R_s + r_{be}} = \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}}$$

- ہے

بنیادی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت

$$(7.98) \quad R'_i = R_s + r_{be}$$

کے برابر ہے اور یوں

$$(7.99) \quad R'_{if} = MR'_i = (R_s + r_{be}) \times \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}} = R_s + r_{be} + \beta R_L$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 7.41 کے تحت $A'_v = A_V|_{R_L \rightarrow \infty}$ ہے۔ یوں مساوات 7.96 میں $R_L \rightarrow \infty$ کے استعمال سے $A'_v = \infty$ حاصل ہوتا ہے۔ خارجی مزاحمت R_o حاصل کرتے وقت بوجھ R_L کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور نہیں کیا جاتا اور یوں شکل 7 سے $R_o = \infty$ حاصل ہوتا ہے جس سے

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA'_v} = \frac{\infty}{\infty}$$

حاصل ہوتا ہے جس کا کوئی مطلب نہیں۔

مساوات 7.100 سے خارجی مزاحمت حاصل کرنا ممکن نہیں۔ R_{of} حاصل کرنے کی خاطر دور سے پہلے R'_{of} حاصل کریں اور پھر مساوات 7.64 کی مدد سے R_o حاصل کریں۔

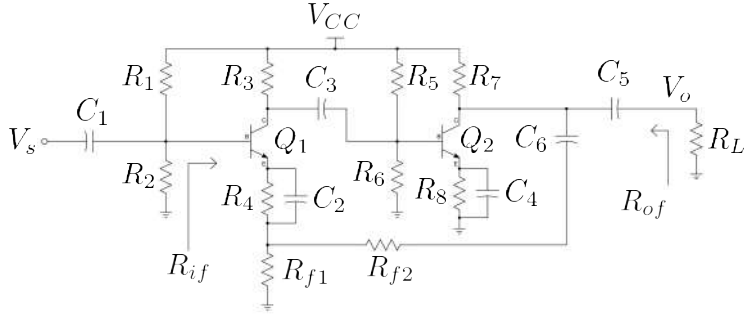
 R_L کی شمولیت سے R'_o کی قیمت R_L کے برابر ہے۔ اس طرح

$$(7.100) \quad R'_{of} = \frac{R'_o}{M} = \frac{R_L(R_s + r_{be})}{R_s + r_{be} + \beta R_L}$$

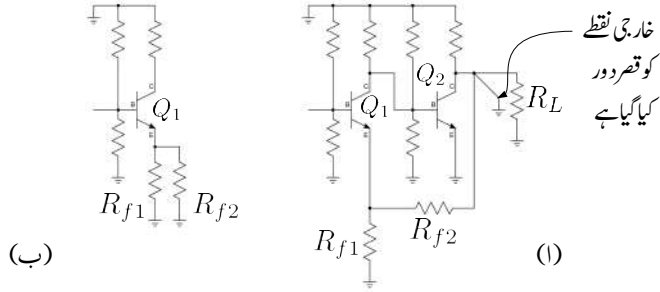
اور

$$(7.101) \quad R_{of} = R'_{of}|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{R_s + r_{be}}{\beta}$$

حاصل ہوتا ہے۔



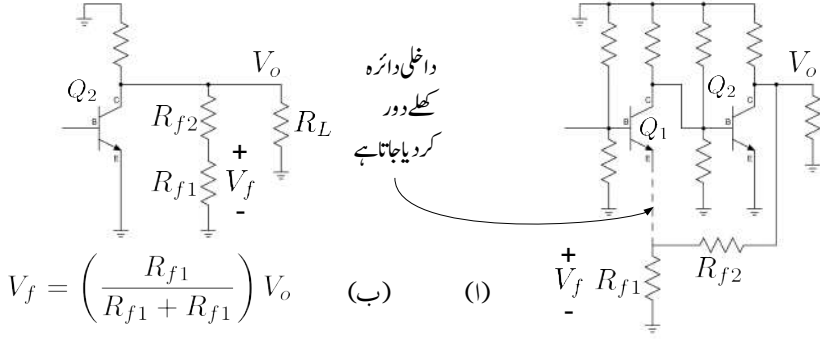
شکل 7.26: دو درجہ زنجیری واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر



شکل 7.27: دو درجہ زنجیری واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر کے داخلی حصے کا حصول

7.10 واپسی برقی دباؤ زنجیری ایمپلیفائر

شکل 7.26 میں دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ درکار تعدد پر تمام کپیسٹروں کو قصر دور تصور کریں۔ اس ایمپلیفائر میں خارجی برقی دباؤ V_o سے واپسی اشارہ V_f حاصل کیا گیا ہے لہذا بنیادی ایمپلیفائر کے داخلی جانب کا دور حاصل کرتے وقت خارجی نقطے کو قصر دور کیا جائے گا۔ چونکہ V_o کو R_L پر ناپا جاتا ہے لہذا خارجی نقطے کو قصر دور کرنے سے مراد اس نقطے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑنا ہے۔ شکل 7.27 الف میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے R_{f1} اور R_{f2} متوازی جڑ جاتے ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں V_s اور V_f سلسلہ وار جڑے ہیں لہذا بنیادی ایمپلیفائر کے خارجی جانب کا دور حاصل کرتے وقت داخلی دائرے کو کھلے دور کیا جائے گا۔ اس دائرے

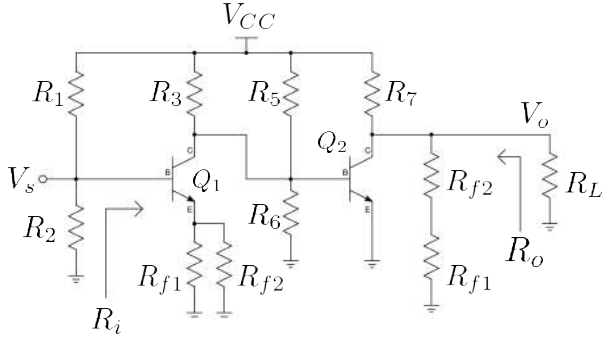


شکل 7.28: دو درجہ زنجیری واپسی برقی دباؤ ایپلیٹائر کے خارجی حصے کا حصول

کو Q_1 کے بیس یا اس کے ایسٹر پر کھلے دور کیا جاسکتا ہے۔ شکل 7.28 الف میں داخلی دائرے کو Q_1 کے ایسٹر پر کھلے دور کیا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے R_{f1} اور R_{f2} خارجی جانب سلسلہ وار جڑ جاتے ہیں۔ شکل 7.29 کو زنجیری ضرب سے باآسانی حل کرتے ہوئے A_v حاصل کی جاسکتی ہے۔ اسی طرح اس بنیادی ایپلیٹائر کا R_i اور R_o بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ شکل سے واپس کار کا W یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.102) \quad W = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}}$$

ان تمام معلومات سے A_{vf} ، R'_{if} اور R_{of} حاصل کیا جاسکتا ہے۔



شکل 7.29: دو درجہ زنجیری واپسی برقی دباو ایملیفائر کا بنیادی ایملیفائر

سوالات

سوال 7.1: ایک سادہ ایملیفائر کی افزائش میں مختلف وجوہات کی بنا پر 7% کے فرق پیدا ہوتا ہے۔ اس ایملیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ یوں حاصل واپسی ایملیفائر کی افزائش میں انہیں وجوہات کی بنا پر صرف 1% کا فرق پیدا ہوتا ہے۔ M کی قیمت حاصل کریں۔ اگر سادہ ایملیفائر کی افزائش $245 \frac{V}{V}$ تھی تب واپسی ایملیفائر کے افزائش اور واپس کار کے مستقل W کی قیمت کیا ہوگی؟

$$W = 0.02449 \frac{V}{V}, A_f = 35 \frac{V}{V}, M = 7: \text{جوابات}$$

سوال 7.2: اگر سوال 7.1 میں سادہ ایملیفائر کا بلند انقطاعی تعدد 200 kHz ہو تب واپسی ایملیفائر کی بلند انقطاعی تعدد کیا ہوگی۔

جواب: 1.4 MHz

سوال 7.3: ایک واپسی برقی دباو ایملیفائر کے $A'_v = 2000 \frac{V}{V}$ ، $R_i = 2 \text{ k}\Omega$ اور $R_o = 500 \Omega$ ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ جبکہ برقی بوجھ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ اس ایملیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{V}{V}$ ہے۔ واپسی ایملیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$R_{of} = 24 \Omega, R'_{if} = 60 \text{ k}\Omega, A_{vf} = 95 \frac{V}{V}: \text{جوابات}$$

سوال 7.4: ایک واپسی برقی رو ایمپلیفائر کے $A_i = 2000 \frac{\Delta}{\Delta}$ ، $R_i = 500 \Omega$ اور $R_o = 5 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $R_s = 5 \text{ k}\Omega$ جبکہ برقی بوجھ $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{\Delta}{\Delta}$ ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 96 \text{ k}\Omega, R'_{if} = 28 \Omega, A_{if} = 94 \frac{\Delta}{\Delta}$$

سوال 7.5: ایک موصل نما ایمپلیفائر کے $A_g = 2000 \frac{\Delta}{\Delta}$ ، $R_i = 5 \text{ k}\Omega$ اور $R_o = 500 \Omega$ ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $R_s = 500 \Omega$ جبکہ برقی بوجھ $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{\Delta}{\Delta}$ ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 9.59 \text{ k}\Omega, R'_{if} = 39 \text{ k}\Omega, A_{gf} = 86 \frac{\Delta}{\Delta}$$

سوال 7.6: ایک مزاحمت نما ایمپلیفائر کے $A'_r = 2000 \frac{\Delta}{\Delta}$ ، $R_i = 500 \Omega$ اور $R_o = 5 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $R_s = 5 \text{ k}\Omega$ جبکہ برقی بوجھ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{\Delta}{\Delta}$ ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 238 \Omega, R'_{if} = 32 \Omega, A_{rf} = 93 \frac{\Delta}{\Delta}$$

سوال 7.7: آپ کے پاس $2000 \frac{\Delta}{\Delta}$ کا برقی دباؤ ایمپلیفائر موجود ہے جس کا داخلی مزاحمت $5 \text{ k}\Omega$ اور خارجی مزاحمت 500Ω ہیں۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے واپسی برقی دباؤ کا ایمپلیفائر تخلیق دیں جس کی افزائش $12.5 \frac{\Delta}{\Delta}$ ہو۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $1 \text{ k}\Omega$ اور برقی بوجھ $1.5 \text{ k}\Omega$ متوقع ہیں۔ R_{of} اور R'_{if} بھی حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R'_i = 6 \text{ k}\Omega, A_{v'} = 1667 \frac{\Delta}{\Delta}, A_V = 1250 \frac{\Delta}{\Delta} \text{ ہیں لہذا } A_{vf} = 12.5 \frac{\Delta}{\Delta} \text{ کی خاطر } W = 0.08 \frac{\Delta}{\Delta} \text{ درکار ہے۔ } R'_{if} = 606 \text{ k}\Omega \text{ اور } R_{of} = 4.95 \Omega \text{ ہیں۔}$$

سوال 7.8: سوال 7.7 میں تخلیق کئے گئے واپسی ایمپلیفائر پر اگر $3 \text{ k}\Omega$ کا بوجھ لادا جائے تو اس کی A_{vf} کیا حاصل ہوگی۔

جواب: $12.4 \frac{V}{V}$ ۔ بوجھ کی مزاحمت آدھی کرنے سے واپسی افزائش میں صرف 0.8% کی تبدیلی آئی۔ واپسی ایمپلیفائر یقیناً مستحکم ہے۔

سوال 7.9: سوال 7.7 میں تخلیق کردہ واپسی ایمپلیفائر میں بنیادی ایمپلیفائر کو تبدیل کرتے ہوئے $1500 \frac{V}{V}$ کا ایمپلیفائر نسب کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے A_{vf} کی نئی قیمت کیا حاصل ہوگی؟

جواب: $12.33 \frac{V}{V}$ ۔ بنیادی ایمپلیفائر کے افزائش میں 25% تبدیلی سے واپسی ایمپلیفائر کے افزائش میں صرف 1.36% کی تبدیلی پیدا ہوئی۔ واپسی ایمپلیفائر کے مستحکم ہونے کی یہ ایک اچھی مثال ہے۔

سوال 7.10: ایک واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر میں $V_s = 150 \text{ mV}$ ، $V_f = 148 \text{ mV}$ اور $V_o = 12 \text{ V}$ پائے جاتے ہیں۔ اس ایمپلیفائر کے A_{vf} اور A_V حاصل کریں۔ اگر بنیادی ایمپلیفائر کا $R_i' = 2 \text{ k}\Omega$ اور $R_o = 1950 \Omega$ ہوں تب R_{if}' اور R_{of} کیا ہوں گے۔

جوابات: $W = 0.01233 \frac{V}{V}$ ، $A_{vf} = 80 \frac{V}{V}$ ، $A_V = 6000 \frac{V}{V}$ ، $R_{if}' = 150 \text{ k}\Omega$ اور $R_{of} = 26 \Omega$ ہیں۔

سوال 7.11: بنیادی برقی رو ایمپلیفائر کی افزائش $3000 \frac{A}{A}$ جبکہ اسی سے حاصل واپسی ایمپلیفائر کی افزائش $15 \frac{A}{A}$ ہے۔ $R_i' = 20 \text{ k}\Omega$ اور $R_o = 15 \text{ k}\Omega$ کی صورت میں R_{if}' اور R_{of} حاصل کریں۔

جوابات: $R_{if}' = 100 \Omega$ اور $R_{of} = 3 \text{ M}\Omega$

سوال 7.12: شکل 7.25 الف میں $\beta = 100$ ، $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ، $R_s = 2 \text{ k}\Omega$ اور $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ ہیں۔ A_{vf} ، R_{if}' اور R_{of} حاصل کریں۔

جوابات: $r_{be} = 2.5 \text{ k}\Omega$ ، $A_V = 22.22 \frac{V}{V}$ ، $A_{vf} = 0.957 \frac{V}{V}$ ، $R_{if}' = 103.5 \text{ k}\Omega$ اور $R_{of} = 35 \Omega$

سوال 7.13: سوال 7.12 میں β کی قیمت 200 جبکہ $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ ہی رکھتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔ A_{vf} میں کتنے فی صد تبدیلی رونما ہوئی۔

جوابات: $A_{vf} = 0.978 \frac{V}{V}$ ، $R_{if}' = 204.5 \text{ k}\Omega$ ، $R_{of} = 22.5 \Omega$ اور تبدیلی تقریباً 2% ہے۔

سوال 7.14: شکل 7.26 میں زنجیری ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جبکہ مساوات 7.102 میں اس کے واپس کار کا مستقل W حاصل کیا گیا ہے۔ A_{vf} حاصل کریں۔

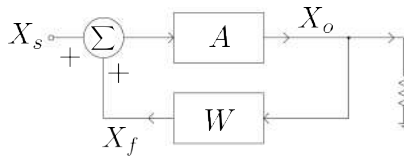
جواب: $A_{vf} = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}}$

الباب 8

مرتعش

گزشتہ باب میں منفی واپسی ادوار پر غور کیا گیا۔ اس باب میں مرتعش¹ پر غور کیا جائے گا جو مثبت واپسی دور کی ایک قسم ہے۔ مرتعش ایک ایسے دور کو کہتے ہیں جسے کوئی داخلی اشارہ دئے بغیر اس سے ارتعاش کرتا خارجی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے۔ آئیں مرتعش کی بنیادی کارکردگی شکل 8.1 کی مدد سے سمجھیں۔ تصور کریں کہ ایک لمحے کے لئے اس دور کو ارتعاش کرتا داخلی اشارہ X_s فراہم کرنے کے بعد $X_s = 0$ کر دیا جاتا ہے۔ اس طرح ایک لمحے کے لئے اس دور میں ارتعاش کرتا خارجی اشارہ X_o نمودار ہو گا۔ واپسی دور X_o سے $X_f = WX_o$ پیدا کرے گا جو کہ بنیادی ایمپلیفائر کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے۔ بنیادی ایمپلیفائر X_f سے خارجی اشارہ $X_o = AX_f = WAX_o$ پیدا کرے گا۔ یوں واپسی دور اور بنیادی ایمپلیفائر میں ایک چکر کے بعد پہلی مرتبہ نمودار ہونے والے اشارے X_o کی قیمت اب WAX_o ہو گی۔ یہ اشارہ بھی جب واپسی دور اور بنیادی ایمپلیفائر میں ایک چکر کاٹے تو اس کی نئی قیمت

oscillator¹



شکل 8.1: مثبت واپسی دور

$(WA)^2 X_0$ ہو جائے گی۔ اسی طرح n چکر کے بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ $(WA)^n X_0$ ہو گا۔ اب اگر $WA = 1$ ہو تب n چکر کے بعد بھی بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ $X_0 = 1^n X_0$ ہی ہو گا۔ اس طرح اگرچہ اس دور کو کوئی داخلی اشارہ نہیں دیا جا رہا یہ پھر بھی ارتعاش کرتا اشارہ X_0 خارج کرتا رہے گا۔ ایسی خوبی رکھنے والے دور کو مرتعش کہتے ہیں۔

اس کے برعکس اگر WA کی قیمت ایک (1) سے کم ہو، مثلاً $WA = 0.9$ ہو، تب پہلی مرتبہ نمودار ہونے والا اشارہ X_0 ایک چکر کے بعد کم ہو کر $0.9X_0$ رہ جائے گا۔ دو چکر کے بعد اس کی قیمت مزید کم ہو کر $(0.9)^2 X_0$ ہو جائے گی اور یوں ہر چکر کے بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ کم ہوتے ہوتے آخر کار صفر قیمت اختیار کر لے گا۔

اسی طرح اگر WA کی قیمت ایک (1) سے زیادہ ہو، مثلاً $WA = 1.1$ ہو، تب پہلی مرتبہ نمودار ہونے والا اشارہ X_0 ایک چکر کے بعد بڑھ کر $1.1X_0$ ہو جائے گا۔ دو چکر کے بعد اس کی قیمت مزید بڑھ کر $(1.1)^2 X_0 = 1.21X_0$ ہو جائے گی اور یوں ہر چکر کے بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ بڑھتا رہے گا۔ خارجی اشارہ بڑھتے بڑھتے اس مقام تک پہنچ جائے گا جہاں بنیادی ایمپلیفائر غیر خطی خطے میں داخل ہونا شروع ہو جائے گا۔ غیر خطی خطے میں داخل ہوتے ہوئے بنیادی ایمپلیفائر کے افزائش کی قیمت گھٹنا شروع ہو جائے گی اور یوں خارجی اشارے کے حیظے کا بڑھنا پہلے کم اور آخر کار اس کا بڑھنا مکمل طور رک جائے گا۔ جہاں ٹرانزسٹر کی افزائش سے اشارے کا حیظے بڑھنا اور اشارے کا حیظے بڑھنے سے ٹرانزسٹر کی افزائش کم ہونے کے اعمال توازن اختیار کر لیں، وہیں ارتعاشی اشارے کا حیظے برقرار رہتا ہے۔ یہ اعمال غیر خطی نوعیت کے ہوتے ہیں جنہیں قلم و کاغذ سے حل کرتے ہوئے مرتعش کے خارجی اشارے کے حیظے کا حساب لگانا نہایت مشکل ہوتا ہے۔

کسی بھی مرتعش میں زیادہ دیر $WA = 1$ رکھنا ممکن نہیں ہوتا۔ درجہ حرارت میں تبدیلی، وقت کے ساتھ برقیاتی پرزہ جات میں تبدیلی اور ایسے دیگر وجوہات کی بنا پر مرتعش چالو کرتے ہی $WA \neq 1$ ہو جائے گا۔ اگر $WA < 1$ ہو جائے تو ایسی صورت میں مرتعش رکھ جائے گا۔ اس کے برعکس اگر WA کی قیمت 1 سے قدر زیادہ ہو جائے تو ایسی صورت میں مرتعش برقرار ارتعاشی اشارہ خارج کرتا ہے۔

مرتعش کے اس بنیادی اصول جسے مساوت 8.1 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے کو بوکھازن کا اصول² کہتے ہیں۔³

$$(8.1) \quad WA = 1$$

²Barkhausen criteria
³جرمنی کے عالم طبیعیات ہائینرچ برکھازن نے اس اصول کو پیش کیا

اس مساوات کے دو پہلو ہیں۔ اس مساوات کے تحت $|WA| = 1$ اور ساتھ ہی ساتھ $\angle WA = 2m\pi$ ہونا ضروری ہے جہاں $m = 0, 1, 2, \dots$ ہو سکتا ہے۔ یوں اسے یوں لکھنا زیادہ بہتر ہے۔

$$(8.2) \quad |WA| = 1$$

$$(8.3) \quad \angle WA = 2m\pi$$

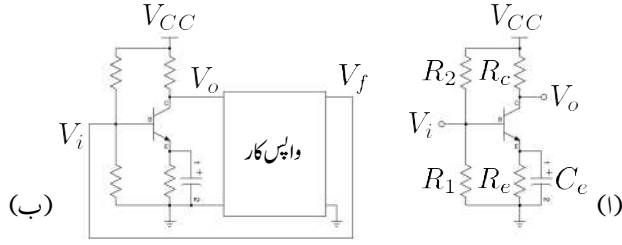
آپ دیکھ سکتے ہیں کہ حقیقت میں کسی بھی مرتعش کو برقرار کام کرتے رکھنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ $|WA| > 1$ رکھا جائے۔ حقیقت میں $|WA| > 1.05$ رکھا جاتا ہے۔

مندرجہ بالا تذکرے میں تصور کیا گیا کہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر ایک لمحے کے لئے X_s فراہم کیا گیا۔ حقیقت میں مرتعش کو چالو کرتے وقت اسے عموماً کسی قسم کا ارتعاش کرتا اشارہ نہیں مہیا کیا جاتا۔ کسی بھی دور جسے برقی طاقت مہیا نہیں کیا گیا ہو غیر چالو رہتا ہے اور ایسی صورت میں اس کے تمام اشارات صفر وولٹ (صفر امپیسٹر) ہوتے ہیں۔ اس طرح جب مرتعش کو برقی طاقت مہیا کر کے غیر چالو حالت سے چالو کیا جائے تو اس کے مختلف حصے چند ہی لمحوں میں غیر چالو صورت سے یک سمتی مائل کردہ صورت اختیار کر لیتے ہیں۔ یوں ان لمحات کے دوران مرتعش پر پائے جانے والے تمام اشارات تغیر پذیر ہوتے ہیں جنہیں ہم چالو کرتے وقت کی برقی شور تصور کر سکتے ہیں۔ مرتعش عموماً اسی برقی شور سے چالو ہو کر ارتعاش پذیر ہوتا ہے۔ البتہ اگر کہیں ایسی صورت پائی جائے کہ مرتعش چالو ہوتے وقت از خود ارتعاش پذیر نہیں ہو پاتا ہو یا اگر برقی شور کا سہارا لیتے ہوئے مرتعش کو چالو کرنا قابل قبول نہ ہو تب مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر بیرونی اشارہ چند لمحات کے لئے مہیا کیا جاتا ہے۔⁴

اب تک کی گفتگو میں خارجی اشارے کی شکل پر کسی قسم کی بحث نہیں کی گئی۔ حقیقت میں مرتعش کے خارجی اشارے کی شکل کچھ بھی ہو سکتی ہے البتہ اس باب میں صرف سائن نما خارجی اشارہ پیدا کرنے والے مرتعش پر غور کیا جائے گا جن میں ٹرانزسٹر امپلیفائر استعمال کرتے ہوئے واپسی اشارے کو مزاحمت، کپیسٹر، امالہ، ٹرانسفارمر وغیرہ کی مدد سے حاصل کیا جاتا ہے۔

واپسی دور میں کپیسٹر اور امالہ (یعنی برقی رکاوٹ) کے استعمال سے واپس کار کے مستقل کی قیمت از خود تعدد ω پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں اس کو $W(\omega)$ لکھنا زیادہ درست ہو گا۔ ایسی صورت میں بوکھازن کا اصول $|W(\omega)A| = 1$ عموماً کسی ایک ہی تعدد پر پورا اترے گا۔ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی غیر سائن نما لہر کو فورویئر تسلسل⁵ کی مدد سے لکھا جا سکتا ہے۔ فورویئر تسلسل میں $\omega_0, 2\omega_0, 3\omega_0, \dots$ تعدد پر لامحدود اجزاء پائے جاتے ہیں۔ چالو کرتے وقت کے برقی شور کی بھی فورویئر تسلسل لکھی جا سکتی ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ اس میں بھی تمام تعدد پائے جاتے ہیں۔ مرتعش ان میں سے صرف اس تعدد پر ارتعاش کرے گا جو بوکھازن کے اصول پر پورا اترتا ہو۔

⁴ مجھے گزشتہ سبھیوں سالوں میں صرف ایک مرتبہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر اشارہ مہیا کرنا پڑا ہے۔
⁵ fourier series



شکل 8.2: مرتعش کی تخلیق

8.1 مرتعش کی تخلیق

شکل 8.2 الف میں بنیادی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ اس کے خارجی اشارے V_o اور داخلی اشارے V_i کے مابین 180 کا زاویہ ہے۔ اگر اسے استعمال کرتے ہوئے مرتعش تخلیق دینا ہو تو واپس کار کو مزید 180 کا زاویہ پیدا کرنا ہو گا۔ شکل ب میں واپس کار کو ڈبے کی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ یوں V_o اور V_f کے درمیان 180 کا زاویہ درکار ہے۔ ٹرانزسٹر کو V_f بطور داخلی اشارہ مہیا کرنے سے مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ ذیل مثال میں اشارات کے مابین زاویہ پیدا کرنے کا ایک طریقہ دکھایا گیا ہے۔

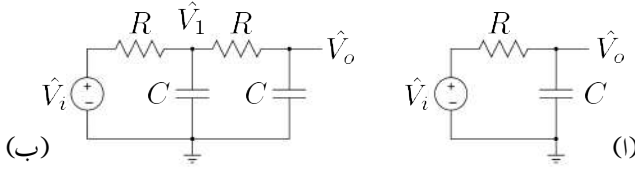
مثال 8.1: شکل 8.3 الف میں \hat{V}_o اور \hat{V}_i کے درمیان زاویہ کی مساوات حاصل کریں۔

• 10 kHz پر $C = 0.1 \mu\text{F}$ اور $R = 1 \text{ k}\Omega$ لیتے ہوئے اس زاویہ کی قیمت حاصل کریں۔

• مزاحمت R کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر یہ زاویہ -60 ہو گا۔

حل: $\hat{V}_i = \frac{V_o}{0}$ لیتے ہوئے، دائرے میں برقی رد \hat{I} لکھتے ہوئے کرنخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے حاصل ہوتا ہے

$$\hat{I} = \frac{V_o}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$



شکل 8.3: مزاحمت-کپیسٹر کی مدد سے اشارات کے زاویہ میں تبدیلی

اور یوں

$$\begin{aligned}\hat{V}_0 &= \hat{I} \times \left(\frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{V\angle 0}{1 + j\omega RC} \\ &= \frac{V}{\sqrt{1 + R^2\omega^2 C^2}} \angle -\tan^{-1}(\omega RC)\end{aligned}$$

جس سے داخلی اور خارجی اشارات کے مابین زاویہ

$$\angle \theta = -\tan^{-1}(\omega RC)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\angle \theta = -\tan^{-1}(-2 \times \pi \times 10000 \times 1000 \times 0.1 \times 10^{-6}) = -81 \cdot$$

•

$$\begin{aligned}-\tan^{-1}(2 \times \pi \times 10000 \times R \times 0.1 \times 10^{-6}) &= -60 \\ R &= 276 \Omega\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

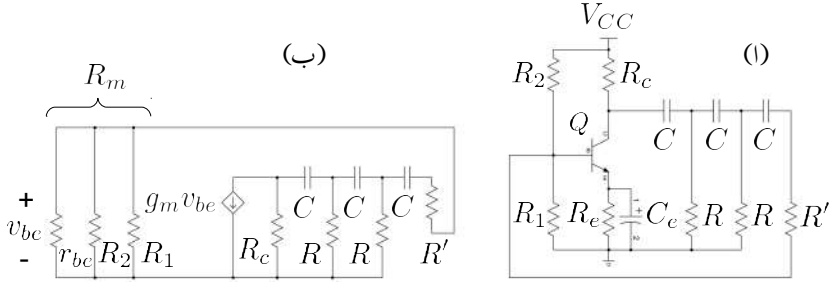
مندرجہ بالا مثال کو دیکھتے ہوئے ایسا معلوم ہوتا ہے کہ مزاحمت-کپیسٹر کے دو کڑیاں استعمال کرتے ہوئے دگنا زاویہ حاصل کیا جاسکتا ہے۔ یہ بات درست ثابت ہوتی ہے، البتہ جیسے آپ سوال 8.1 میں دیکھیں گے، دو کڑی RC کا زاویہ حاصل کرتے وقت نسبتاً لمبی مساوات حل کرنی ہوگی۔

R اور C کے ضرب RC کو بڑھا کر زیادہ زاویہ حاصل کیا جاتا ہے۔ لامحدود RC یعنی $RC = \infty$ پر 90 حاصل ہوتا ہے۔ حقیقت میں لامحدود RC استعمال کرنا ممکن نہیں ہوتا لہذا ایک عدد مزاحمت اور ایک عدد کپیسٹر استعمال کرتے ہوئے 90 حاصل کرنا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں RC کے دو کڑیوں سے 180 حاصل نہیں کیا جا سکتا۔ حقیقت میں کم از کم تین RC کڑیاں استعمال کرتے ہوئے 180 حاصل کیا جاتا ہے۔ مندرجہ ذیل حصے میں مزاحمت-کپیسٹر مرتعش میں ایسا ہی کیا گیا ہے۔

8.2 مزاحمت-کپیسٹر RC مرتعش

شکل 8.4 الف میں ٹرانزسٹر ایمپلیفائر پر مبنی مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں کلکٹر پر پائے جانے والے اشارے X_0 سے واپس کار X_f پیدا کرتا ہے۔ ٹرانزسٹر اپنے بیس پر پائے جانے والے اشارے کے حیطے کو بڑھا کر جبکہ اس کے زاویہ میں 180 کے تبدیلی کے ساتھ اسے کلکٹر پر خارج کرتا ہے۔ یوں بنیادی ایمپلیفائر اور واپس کار کے دائرے میں ایک چکر کے بعد کل زاویہ میں تبدیلی کو 0 رکھنے کی خاطر واپس کار کو بھی 180 کی تبدیلی پیدا کرنا ہوگی۔ جیسا اوپر مثال میں دکھایا گیا، مزاحمت-کپیسٹر RC کے کڑیاں استعمال کرتے ہوئے ایسا کرنا ممکن ہے۔ شکل 8.4 الف میں مزاحمت اور کپیسٹر کو شکل 8.3 الف سے قدر مختلف طرز پر جوڑا گیا ہے۔

بنیادی ایمپلیفائر Q, R_1, R_2, R_c, R_e اور C_e پر مشتمل ہے۔ مرتعش کے خارجی تعدد پر کپیسٹر C_e بطور قصر دور کام کرتا ہے۔ بنیادی ایمپلیفائر میں واپس کار شامل کرنے سے مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ واپس کار تین عدد کپیسٹر اور تین عدد مزاحمت سے حاصل کیا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کا پائے π ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس مرتعش کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں R_e کو قصر دو کیا گیا ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں r_{be}, R_1 اور R_2 متوازی جڑے ہیں۔ ان متوازی جڑے مزاحمت کی کل قیمت کو R_m لکھا گیا ہے۔ یوں R_m اور R' سلسلہ وار جڑے ہیں۔ حقیقت میں r_{be} کی قیمت R_1 اور R_2 کے قیمتوں سے نہایت کم ہوتی ہے اور یوں R_m کی قیمت تقریباً r_{be} کے ہی برابر ہوتی ہے یعنی $r_{be} \approx R_m$ ہوتا ہے۔ اگر R' کی قیمت یوں منتخب کی جائے کہ $R' + R_m = R$ ہو تب ہم دیکھتے ہیں کہ واپسی دور تین یکساں RC حصوں پر مشتمل ہوتا ہے۔ اگرچہ واپسی دور کے تین کپیسٹروں کی قیمت آپس میں برابر یا تین مزاحمتوں کی قیمت آپس میں برابر رکھنا لازم نہیں، البتہ ایسا رکھنے سے مرتعش پر ترسیلی غور نسبتاً آسان ہو جاتا ہے۔ ہم ایسا ہی کرتے ہیں۔ شکل 8.5 پر نظر رکھیں جہاں $R_m \approx r_{be}$ لیا گیا ہے اور $R' + r_{be}$ کو R کے برابر رکھا



شکل 8.4: مزاحمت - کپیسٹر مرتعش یا RC مرتعش

گیا ہے۔ یوں

$$V_1 = I_0 \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right)$$

ہو گا جسے استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$I_1 = \frac{V_1}{R} = I_0 \left(1 + \frac{1}{j\omega CR} \right)$$

اس طرح

$$I_2 = I_1 + I_0 = I_0 \left(2 + \frac{1}{j\omega CR} \right)$$

ہو گا۔ چونکہ $V_2 - V_1 = \frac{I_2}{j\omega C}$ کے برابر ہے لہذا

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{I_2}{j\omega C} \\ &= I_0 \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) + \frac{I_0}{j\omega C} \left(2 + \frac{1}{j\omega CR} \right) \\ &= I_0 \left[R + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{(j\omega C)^2 R} \right] \end{aligned}$$

یوں

$$I_3 = \frac{V_2}{R} = I_0 \left[1 + \frac{3}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right]$$

اور

$$\begin{aligned} I_4 &= I_3 + I_2 \\ &= I_0 \left[1 + \frac{3}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] + I_0 \left[2 + \frac{1}{j\omega CR} \right] \\ &= I_0 \left[3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] \end{aligned}$$

ہوں گے۔ اسی طرح

$$\begin{aligned} (8.4) \quad V_3 &= V_2 + \frac{I_4}{j\omega C} \\ &= I_0 \left[R + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{(j\omega C)^2 R} \right] + \frac{I_0}{j\omega C} \left[3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] \\ &= I_0 \left[R + \frac{6}{j\omega C} + \frac{5}{(j\omega C)^2 R} + \frac{1}{(j\omega C)^3 R^2} \right] \end{aligned}$$

ہو گا۔ اگر

$$(8.5) \quad R_c = kR$$

لیا جائے تب

$$\begin{aligned} I_5 &= \frac{V_3}{R_c} = \frac{V_3}{kR} \\ &= I_0 \left[\frac{1}{k} + \frac{6}{j\omega CRk} + \frac{5}{(j\omega CR)^2 k} + \frac{1}{(j\omega CR)^3 k} \right] \end{aligned}$$

اور

$$I_6 = I_5 + I_4$$

$$= I_0 \left[\frac{1}{k} + \frac{6}{j\omega CRk} + \frac{5}{(j\omega CR)^2 k} + \frac{1}{(j\omega CR)^3 k} \right]$$

$$+ I_0 \left[3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right]$$

ہوں گے۔ چونکہ خیالی عدد $\sqrt{-1} = j$ ہوتا ہے لہذا $j^2 = -1$ اور $j^3 = -j$ ہو گا۔ اسی طرح $j = \frac{1}{j}$ ہو گا۔
یوں

$$(8.6) \quad I_6 = I_0 \left[\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[\frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] \right]$$

شکل کو دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ $I_6 = -gm v_{be}$ اور $v_{be} = I_0 r_{be}$ کے برابر ہیں لہذا $I_6 = -gm r_{be} I_0$ ہو گا۔ باب 3 میں مساوات 3.188 کے تحت $gm r_{be} = \beta$ ہے۔ یوں $I_6 = -\beta I_0$ ہو گا جسے مندرجہ بالا مساوات کے استعمال سے

$$(8.7) \quad I_0 \left[\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[\frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] \right] = -\beta I_0$$

لکھا جا سکتا ہے۔

مساوات 8.7 میں مساوی نشان کے دونوں جانب کے حقیقی مقداریں آپس میں برابر ہوں گے اور اسی طرح مساوی نشان کے دونوں جانب خیالی مقداریں آپس میں برابر ہوں گے۔ یوں اس مساوات کو دو مساوات کی شکل میں لکھا جا سکتا ہے۔ خیالی مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔

$$I_0 \left[\frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] = 0$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.8) \quad \begin{aligned} (\omega_0 CR)^2 &= \frac{1}{6 + 4k} \\ \omega_0 &= \frac{1}{CR\sqrt{6 + 4k}} \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi CR\sqrt{6 + 4k}} \end{aligned}$$

مزاحمت-کپیسٹر مرتعش مساوات 8.8 میں حاصل کردہ تعدد f_0 پر کام کرے گا۔ f_0 لکھتے وقت 0 کو زیر نوشت لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ یہ مرتعش کی قدرتی تعدد⁶ ہے۔

مساوات 8.7 کے حقیقی مقداًروں سے حاصل ہوتا ہے۔

$$-I_0\beta = I_0 \left[\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} \right]$$

جسے مساوات 8.8 کی مدد سے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

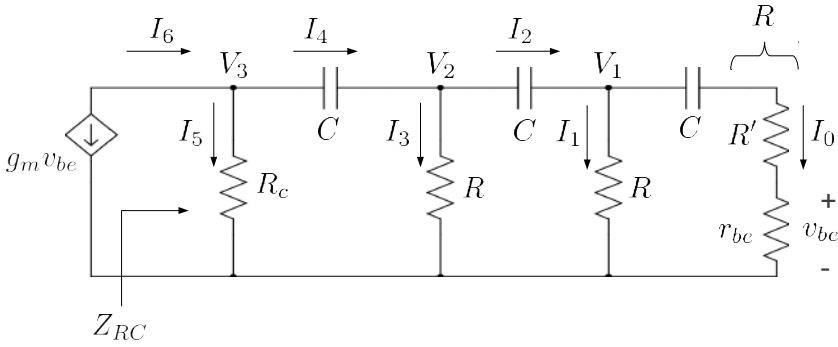
$$(8.9) \quad \begin{aligned} -\beta &= \frac{1}{k} + 3 - \left(\frac{5}{k} + 1\right) (6 + 4k) \\ \beta &= \frac{29}{k} + 23 + 4k \end{aligned}$$

مرتعش کو برقرار چالو رکھنے کی خاطر حقیقت میں β کو مندرجہ بالا حاصل کئے گئے قیمت سے زیادہ رکھنا پڑتا ہے لہذا اس مساوات کو یوں لکھنا چاہئے

$$(8.10) \quad \beta > \frac{29}{k} + 23 + 4k$$

مختلف k کے لئے ٹرانزسٹر کی کم سے کم β کی قیمت اس مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ اگر بنیادی ایمپلیفائر میں استعمال ٹرانزسٹر کا β مندرجہ بالا مساوات پر پورا نہ اترے، تب اس سے بنایا گیا مزاحمت-کپیسٹر مرتعش کام نہیں کرے گا۔ آئیں ایسے مرتعش میں درکار ٹرانزسٹر کی کم سے کم β حاصل کریں۔ ایسا $\frac{d\beta}{dk} = 0$ لیتے ہوئے حاصل کیا

natural frequency⁶



شکل 8.5: مزاحمت-کپیسٹر مرتعش کی مساوات کا حصول

جائے گا۔

$$\frac{d\beta}{dk} = -\frac{29}{k^2} + 0 + 4 = 0$$

$$k = \frac{\sqrt{29}}{2} = 2.69$$

حاصل ہوتا ہے جس سے کم سے کم β کی مقدار

$$\beta_0 > \frac{29}{2.69} + 23 + 4 \times 2.69 \approx 44.5$$

حاصل ہوتی ہے۔ یوں $R_c = 2.69R$ رکھتے ہوئے مزاحمت-کپیسٹر مرتعش ایسے ٹرانزسٹر سے بنایا جاسکتا ہے جس کے β کی قیمت 44.5 سے زیادہ ہو۔ مرتعش ہر وقت اپنی قدرتی تعدد پر ارتعاش کرتا ہے۔ یوں واپس کار کے کپیسٹر کی برقی رکاوٹ $\frac{-j}{\omega_0 C}$ کو مساوات 8.8 کی مدد سے $-jR\sqrt{6+4k}$ لکھا جاسکتا ہے۔ اس نتیجے کے مطابق اس برقی رکاوٹ کی قیمت C کے بجائے مزاحمت R پر منحصر ہے۔ شکل 8.5 میں برقی رکاوٹ Z_{RC} کی نشاندہی کی گئی ہے جو ٹرانزسٹر پر بطور برقی بوجھ لدا ہے۔ یوں Z_{RC} کی قیمت بھی C پر منحصر نہیں ہوگی۔ اگرچہ واپس کار کے کسی بھی مزاحمت یا کپیسٹر کو تبدیل کرتے ہوئے اس مرتعش کی قدرتی تعدد تبدیل کی جاسکتی ہے، حقیقت میں عموماً وسیع حدود کے درمیان تعدد تبدیل کرنے کی خاطر تینوں کپیسٹروں کو ایک ساتھ برابر تبدیل کیا جاتا ہے۔ تینوں کپیسٹروں تبدیل کرنے سے Z_{RC} ، جو کہ بنیادی ایمپلیفائر کا بوجھ ہے، تبدیل نہیں ہوتا اور یوں ارتعاشی لہر کا حیطہ بھی تبدیل نہیں ہوتا۔ یہ مرتعش چند ہرٹز Hz سے کئی سو کلو ہرٹز kHz تک کے ارتعاش پیدا کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ میگا ہرٹز MHz کے حدود میں اسے دیگر اقسام کے امالہ-کپیسٹر LC مرتعشوں پر فوقیت حاصل نہیں۔

آئیں اب Z_{RC} کی اصل قیمت حاصل کریں۔ شکل سے ظاہر ہے کہ

$$Z_{RC} = \frac{V_3}{I_6}$$

کے برابر ہے۔ مساوات 8.4 اور مساوات 8.6 کی مدد سے

$$Z_{RC} = \frac{I_0 \left(R + \frac{6}{j\omega C} + \frac{5}{(j\omega C)^2 R} + \frac{1}{(j\omega C)^3 R^2} \right)}{I_0 \left(\frac{1}{k} + 3 - \frac{(\frac{5}{k}+1)}{(\omega CR)^2} + j \left[\frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{(\frac{6}{k}+4)}{\omega CR} \right] \right)}$$

مساوات 8.8 میں دئے ω کی قیمت اس مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

$$Z_{RC} = \frac{R + \frac{6CR\sqrt{6+4k}}{jC} + \frac{5(CR\sqrt{6+4k})^2}{(jC)^2 R} + \frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(jC)^3 R^2}}{\frac{1}{k} + 3 - \frac{(\frac{5}{k}+1)(CR\sqrt{6+4k})^2}{(CR)^2} + j \left[\frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(CR)^3 k} - \frac{(\frac{6}{k}+4)(CR\sqrt{6+4k})}{CR} \right]}$$

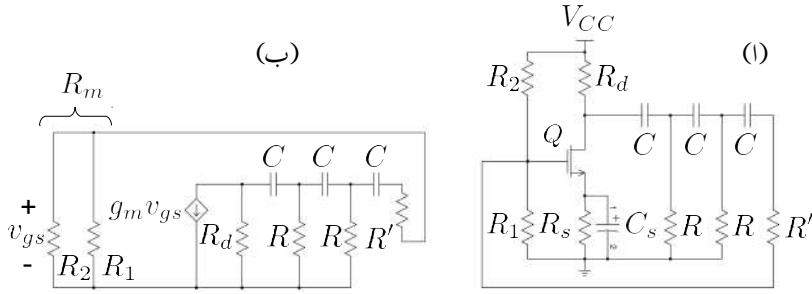
$$= \frac{-R \left[1 + \frac{6\sqrt{6+4k}}{j} + \frac{5(\sqrt{6+4k})^2}{(j)^2} + \frac{(\sqrt{6+4k})^3}{(j)^3} \right]}{\frac{29}{k} + 23 + 4k}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر β مساوات 8.9 کے مطابق ہو تب

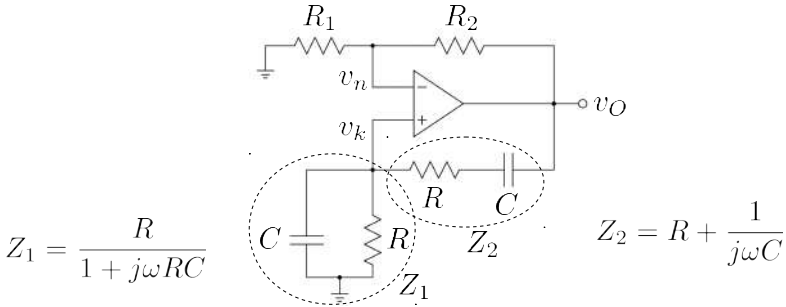
$$(8.11) \quad Z_{RC} = \frac{R}{\beta} \left[29 + 20k - j4k\sqrt{6+4k} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 8.6 الف میں ماسفیٹ سے RC مرتعش کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں اسی کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں یہ بالکل دو جوڑ ٹرانزسٹر کے دور کے طرح کا ہی ہے۔ حقیقی دور میں R' کے استعمال کی ضرورت نہیں ہوتی چونکہ R_1 اور R_2 کو یوں رکھنا ممکن ہو گا کہ یہ ماسفیٹ کو یک سمتی مائل کرنے کے ساتھ ساتھ $R = R_m$ کے شرط کو بھی پورا کرے جہاں $R_m = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ کے برابر ہے۔



شکل 8.6: مزاحمت-کپیسیٹر ماسیفٹ مرتعش



شکل 8.7: وائٹ مرتعش

8.3 وائٹ مرتعش

شکل 8.7 میں وائٹ مرتعش⁷ دکھایا گیا ہے۔ وائٹ مرتعش⁸ پر پہلے بغیر حل کئے غور کرتے ہیں۔

آپ جانتے ہیں کہ ایک سمتی رو پر کپیسیٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے۔ یوں اگر v_O برقرار کسی مثبت برقی رو پر رہے تب Z_2 کھلے سرے کردار ادا کرے گا جبکہ Z_1 بطور مزاحمت R کردار ادا کرے گا۔ یوں v_k برقی زمین پر رہے گا اور $v_k = 0$ اس کے برعکس R_1 اور R_2 حسابی ایپلیفائر کے مثبت خارجی برقی دباؤ v_O سے $v_n = \frac{R_1 v_O}{R_1 + R_2}$

⁷Wien bridge oscillator

⁸اس مرتعش کو میس وائٹ نے دریافت کیا۔

پیدا کریں گے جو کہ مثبت برقی دباؤ ہو گا۔ ایسی صورت میں $v_n > v_k$ ہے اور حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_O برقرار مثبت نہیں رہ سکتا اور یہ جلد از جلد منفی ہونے کی کوشش کرے گا۔ آئیں اب تصور کریں کہ v_O برقرار کسی منفی برقی دباؤ پر رہتا ہے۔ اس مرتبہ بھی $v_k = 0$ ہی حاصل ہوتا ہے البتہ منفی v_O کی صورت میں $v_n = \frac{R_1 v_O}{R_1 + R_2}$ بھی منفی برقی دباؤ ہو گا اور یوں $v_k > v_n$ ہو گا۔ ایسی صورت میں حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ برقرار منفی نہیں رہ سکتا اور یہ جلد از جلد مثبت ہونے کی کوشش کرے گا۔ مندرجہ بالا تبصرے سے یہ حقیقت اجاگر ہوئی کہ v_O برقرار نہ مثبت اور نہ ہی منفی برقی دباؤ پر ٹھہر سکتا ہے بلکہ یہ ارتعاش پذیر رہتا ہے۔

اگر $v_O = 0$ تصور کیا جائے تب $v_k = v_n = 0$ ہی حاصل ہوتے ہیں اور v_O برقرار برقی زمین پر ہی رہے گا۔ یہ صورت حال نا پائیدار ہے۔ برقی ادوار میں مسلسل برقی شور پایا جاتا ہے جس کی وجہ سے کسی بھی مقام پر پائے جانے والے برقی دباؤ میں لمحہ بالمحہ باریک تبدیلیاں پیدا ہوتی ہیں۔ یوں v_k اور v_n زیادہ دیر مکمل طور پر برابر برقی دباؤ پر نہیں رہ سکتے اور جلد ہی لحاتی طور پر $v_k > v_n$ اور یا $v_k < v_n$ ہو جائے گا۔ ایسا ہوتے ہی v_O حرکت میں آئے گا اور دور ارتعاش پذیر ہو جائے گا۔ آئیں اب وائن مرتعش کا تجزیاتی تجزیہ کریں

وائن مرتعش کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(8.12) \quad \begin{aligned} v_n &= \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_O \\ v_k &= \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \right) v_O \end{aligned}$$

جہاں

$$(8.13) \quad \begin{aligned} Z_1 &= \frac{R}{1 + j\omega RC} \\ Z_2 &= R + \frac{1}{j\omega C} \\ &= \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C} \end{aligned}$$

کے برابر ہیں۔ مساوات 8.13 کو مساوات 8.12 میں پُر کرتے ہوئے اور $v_k = v_n$ لکھتے ہوئے

$$\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_O = \left(\frac{\frac{R}{1 + j\omega RC}}{\frac{R}{1 + j\omega RC} + \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C}} \right) v_O$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کو حل کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{R_1}{R_1 + R_2} &= \frac{j\omega RC}{j\omega RC + (1 + j\omega RC)^2} \\ &= \frac{j\omega RC}{j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2}\end{aligned}$$

یعنی

$$(8.14) \quad R_1 [j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2] = j\omega RC (R_1 + R_2)$$

ملتا ہے۔ اس مساوات کے حقیقی اور خیالی اجزاء علیحدہ کرتے ہوئے

$$R_1 (1 - \omega^2 R^2 C^2) = 0$$

$$j3\omega RC R_1 = j\omega RC (R_1 + R_2)$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

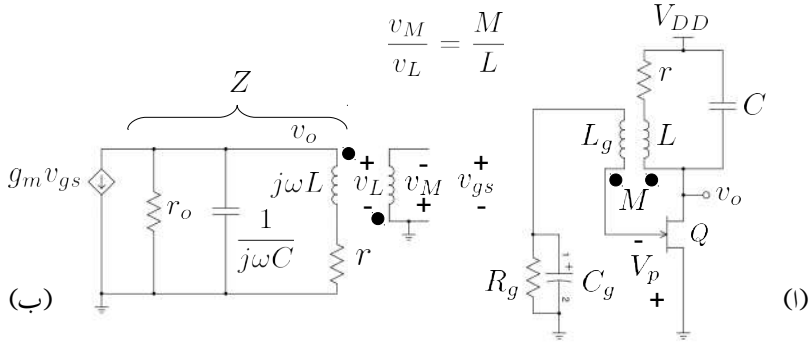
$$(8.15) \quad \begin{aligned}\omega &= \omega_0 = \frac{1}{RC} \\ R_2 &= 2R_1\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 8.15 واٹن مر تعش کے شرائط بیان کرتے ہیں۔ ان شرائط کے مطابق واٹن مر تعش کی قدرتی تعدد $\frac{1}{RC}$ کے برابر ہے اور یہ اس وقت ارتعاش کرے گا جب R_2 کی قیمت R_1 کے دگنا ہو۔

واٹن مر تعش کو مثبت حسابی ایمپلیفائر تصور کیا جاسکتا ہے جہاں v_k اس کا داخلی اشارہ جبکہ $\frac{R_1 + R_2}{R_1}$ اس کی افزائش A_v ہے۔ $R_2 = 2R_1$ کی صورت میں $A_v = 3 \frac{V}{V}$ کے برابر ہو گا۔ اس قیمت سے کم افزائش پر مر تعش ارتعاش پذیر نہ ہو پائے گا۔ مستحکم مر تعش کے لئے ضروری ہے کہ افزائش اس قیمت سے قدر زیادہ ہو۔ یوں حقیقت میں $R_2 > 2R_1$ ہونا ضروری ہے۔ اگر R_2 کی قیمت $2R_1$ سے ذرہ سی زیادہ ہو تب مر تعش سائن نما لہر خارج کرتا ہے البتہ $R_2 \gg 2R_1$ کی صورت میں A_v کی قیمت بہت بڑھ جاتی ہے اور مر تعش مستطیل لہر خارج کرتا ہے۔

8.4 nJFET پر مبنی امالہ-کپیسٹر LC ہمسر مر تعش

مزاحمت-کپیسٹر مر تعش میں RC کی کڑیاں جوڑ کر لہر کے زاویے میں 180 کی تبدیلی پیدا کی گئی۔ اس حصے میں مشترکہ امالہ (یعنی ٹرانسفارمر) کے استعمال سے 180 کی تبدیلی حاصل کی جائے گی۔ شکل 8.8 میں L اور L_g کو قریب قریب



شکل 8.8: امالہ-کپیسٹرز مرتعش

رکھ کر مشترکہ امالہ M حاصل کیا گیا ہے۔ اس مرتعش کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر تصور کریں کہ ماسفیٹ میں ω_0 کی تعدد کی برقی رو پائی جاتی ہے جس کی وجہ سے اس پر نسب LC پر اسی تعدد کی برقی دباؤ پیدا ہوگی۔ مشترکہ امالہ کی وجہ سے اس برقی دباؤ کا کچھ حصہ L_g پر نمودار ہوتے ہوئے ماسفیٹ کو چلائے گا۔ یوں گیٹ پر برقی دباؤ سے LC پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے اور LC پر برقی دباؤ کی وجہ سے گیٹ پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے۔ یہ ناختم ہونے والا سلسلہ یوں برقرار رہے گا۔ آئیں اب اس مرتعش پر تحلیلی بحث کریں۔

n JFET کا گیٹ کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا L_g میں صفر برقی رو گزرے گا۔ اس صورت میں اگر L پر برقی دباؤ v_L پایا جائے تو L_g پر مشترکہ امالہ M کی وجہ سے v_M پیدا ہو گا جہاں

$$(8.16) \quad \frac{v_M}{v_L} = \frac{M}{L}$$

کے برابر ہو گا۔ مشترکہ امالہ میں برقی طاقت کے ضیاع کو مزاحمت r سے ظاہر کیا گیا ہے۔ مشترکہ امالہ میں نقطوں سے ہم زاویہ سرے دکھائے جاتے ہیں۔ یوں اگر L پر برقی دباؤ کا مثبت سرا نقطے کی جانب ہو تو L_g پر بھی برقی دباؤ کا مثبت سرا نقطے کی جانب ہو گا۔ شکل سے واضح ہے کہ $v_{gs} = -v_M$ کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.17) \quad v_{gs} = - \left(\frac{M}{L} \right) v_L$$

ہو گا۔

شکل ب میں $v_o = -g_m v_{gs} Z$ کے برابر ہے جسے $v_o = -\frac{v_o}{Z}$ لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L}$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.18) \quad g_m v_{gs} = - \left(\frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L} \right) v_o$$

ہو گا۔ r اور L سلسلہ وار جڑے ہیں اور یوں

$$(8.19) \quad v_L = \left(\frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o$$

کے برابر ہے۔ یوں مساوات 8.17 کو

$$(8.20) \quad v_{gs} = - \left(\frac{M}{L} \right) \left(\frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o$$

اور مساوات 8.18 کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$-g_m \left(\frac{M}{L} \right) \left(\frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o = - \left(\frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L} \right) v_o$$

دونوں جانب v_o کو کاٹتے ہوئے $(r + j\omega L)$ سے ضرب دیتے ہیں۔

$$(8.21) \quad \begin{aligned} j\omega M g_m &= \frac{r + j\omega L}{r_o} + j\omega C (r + j\omega L) + 1 \\ &= \frac{r}{r_o} + \frac{j\omega L}{r_o} + j\omega C r - \omega^2 LC + 1 \end{aligned}$$

اس مساوات میں حقیقی اور خیالی جزو علیحدہ کئے جا سکتے ہیں۔ حقیقی جزو حل کرتے قدرتی تعدد ω_0 کی قیمت حاصل ہوتی ہے

$$(8.22) \quad \begin{aligned} \frac{r}{r_o} - \omega_0^2 LC + 1 &= 0 \\ \omega_0 &= \sqrt{\frac{1}{LC} \left(\frac{r}{r_o} + 1 \right)} \end{aligned}$$

حقیقت میں مشترکہ امالہ کی مزاحمت r کی قیمت ماسفیٹ کے مزاحمت r_o سے نہایت کم ہوتی ہے یعنی $r \ll r_o$ ہوتا ہے۔ یوں مندرجہ بالا مساوات کے مطابق قدرتی تعدد کی قیمت تقریباً LC کی قدرتی تعدد کے برابر ہوتی ہے یعنی

$$(8.23) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

جہاں تقریباً کی جگہ برابر کا نشان استعمال کیا گیا ہے۔ اس اتفاقی اور دلچسپ نتیجے کے مطابق یہ مرتعش متوازی جڑے LC کی قدرتی تعدد پر ارتعاش کرتا ہے۔ اسی نتیجے کی بنا پر اس مرتعش کو LC ہمسرہ مرتعش⁹ کہا جاتا ہے۔ اس مرتعش کی تعدد کمپیسٹر C کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے تبدیل کی جاسکتی ہے۔

مساوات 8.21 میں خیالی جزو حل کرتے ہوئے کم سے کم g_m کی قیمت حاصل ہوتی ہے یعنی

$$(8.24) \quad \omega M g_m = \frac{\omega L}{r_o} + \omega C r$$

$$g_m = \frac{1}{M} \left(\frac{L}{r_o} + C r \right)$$

r کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مرتعش ω_0 پر ارتعاش کرے گا۔ ω_0 پر متوازی جڑے LC کی برقی رکاوٹ لامحدود ہوگی اور بنیادی ایمپلیفائر کے لئے ہم

$$v_o = -g_m v_{gs} r_o$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m r_o$$

ہوگا۔ لامحدود بوجھ پر افزائش کی حتمی قیمت کو μ لکھتے ہوئے یعنی $\mu = g_m r_o$ لیتے ہوئے مساوات 8.24 میں r_o کی جگہ $\frac{\mu}{g_m}$ لکھتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$g_m M = \frac{L}{r_o} + C r$$

$$g_m M = \frac{L g_m}{\mu} + C r$$

$$g_m = \frac{\mu C r}{\mu M - L}$$

حقیقی مرتعش کی g_m اس سے زیادہ ہوگی۔

8.4.1 خود-مائل دور

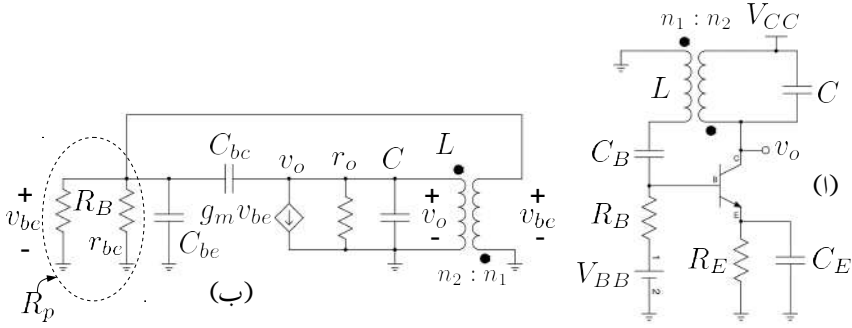
شکل 8.8 میں $nJFET$ کے مائل ہونے پر غور کرتے ہیں۔ تصور کریں کہ مرتعش ارتعاش پذیر ہے۔ یوں مشترکہ امالہ کی وجہ سے گیٹ پر سائن نما برقی دباؤ $V_p \sin \omega t$ پایا جائے گا۔ $nJFET$ کے گیٹ پر جب بھی مثبت برقی دباؤ لاگو کی جائے یہ کسی بھی ڈایوڈ کی طرح سیدھا مائل ہو جاتا ہے۔ گیٹ کا ڈایوڈ، کپیسٹر C_g اور مزاحمت R_g بطور چوٹی حاصل کار کردار ادا کرتے ہیں جس پر حصہ 2.4 میں تفصیلاً غور کیا گیا ہے۔ یوں کپیسٹر C_g پر برقی دباؤ، گیٹ پر پائے جانے والے سائن نما لہر کے چوٹی برابر ہو جائے گا یعنی اس پر V_p برقی دباؤ پایا جائے گا۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، کپیسٹر پر برقی دباؤ کا مثبت سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے۔ یوں گیٹ پر $-V_p$ برقی دباؤ پایا جائے گا جو $nJFET$ کو مائل کرتا ہے۔ R_g کی قیمت یوں رکھی جاتی ہے کہ لہر کے ایک دوری عرصے میں C_g پر برقی دباؤ برقرار رہے۔ ایسا کرنے کی خاطر $\frac{1}{f} \gg R_g C_g$ رکھا جاتا ہے جہاں f لہر کی تعدد ہے۔ اس مرتعش کی تعدد حاصل کرتے وقت تصور کیا گیا تھا کہ گیٹ پر برقی رو کا گزر ممکن نہیں۔ یہاں ہم دیکھتے ہیں کہ $nJFET$ کو مائل کرنے کی خاطر گیٹ کے ڈایوڈ کا سیدھا مائل ہونا لازم ہے۔ چونکہ لہر کی چوٹی پر نہایت کم دورانیہ کے لئے گیٹ سیدھا مائل ہوتا ہے جبکہ بقایا تمام وقت یہ الٹ مائل رہتا ہے لہذا گیٹ کو کھلے سرے تصور کیا جاسکتا ہے۔

جس لمحہ مرتعش کو برقی طاقت V_{DD} مہیا کیا جائے اس لمحہ C_g پر صفر برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ یوں $nJFET$ زیادہ i_{DS} گزرنے دیتا ہے جس سے اس کی g_m کی قیمت بھی زیادہ ہوتی ہے۔ زیادہ g_m کی وجہ سے دور کا ارتعاش پذیر ہونا ممکن ہوتا ہے۔ تصور کریں کہ ایسا ہی ہوتا ہے۔ g_m کی زیادہ قیمت کی وجہ سے ارتعاشی لہر کا حیظ بڑھتا جاتا ہے جس سے C_g پر برقی دباؤ V_p بھی بڑھتا جاتا ہے جو کہ گیٹ کو زیادہ سے زیادہ منفی کرتے ہوئے i_{DS} کی قیمت کو کم کرتا ہے۔ کم i_{DS} کی وجہ سے g_m کی قیمت بھی کم ہوتی ہے۔ آخر کار دور ایسی توازن اختیار کر لیتا ہے جہاں ارتعاشی لہر کا حیظ برقرار رہتا ہے۔

8.5 ٹرانزسٹر ہمسر مرتعش

حصہ 8.4 میں $nJFET$ کا کم تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مرتعش کو حل کرنا دکھایا گیا جس میں ٹرانسفارمر کو بطور مشترکہ امالہ تصور کیا گیا۔ اس حصے میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ریاضی نمونہ اور ٹرانسفارمر کے مساوات استعمال کرتے ہوئے ہمسر مرتعش¹⁰ کا حل دکھایا جائے گا۔ ظاہر ہے کہ فیٹ پر مبنی مرتعش کو بھی اسی طرح حل کیا

tuned oscillator¹⁰



شکل 8.9: ٹرانزسٹر ہمسر مر تعش

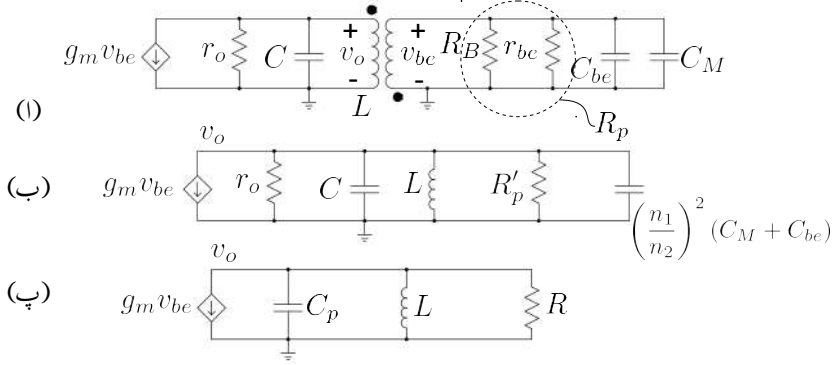
جاسکتا ہے۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر (یا فیٹ) کے بلند تعدد ریاضی نمونہ ہی سے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں لہذا بلند تعدد پر چلنے والے مر تعش کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر (یا فیٹ) کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرنا ضروری ہے۔ شکل 8.9 الف میں ٹرانزسٹر ہمسر مر تعش دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں C_B اور C_E کو لامحدود تصور کیا گیا ہے۔ مسئلہ ملر¹¹ کی مدد سے C_{bc} کا مساوی ملر کپیسٹر استعمال کرتے ہیں۔ یوں C_{bc} اور C_M متوازی جڑ جاتے ہیں۔ شکل 8.10 الف میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں شکل کو قدر بہتر طرز پر بنایا گیا ہے۔ ٹرانسفارمر کے n_1 جانب برقی رکاوٹ کا n_2 جانب عکس لیتے ہیں۔ ایسا کرتے وقت برقی رکاوٹ کو $\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$ سے ضرب دیا جاتا ہے۔ یوں متوازی جڑے مزاحمت r_{be} اور R_B کو R_p لکھتے ہوئے ٹرانسفارمر کی دوسری جانب منتقل کرتے R'_p حاصل ہوتا ہے جہاں

$$R'_p = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 R_p$$

کے برابر ہے۔ C_{bc} اور C_M متوازی جڑے ہیں لہذا ان کا مجموعہ $C_{bc} + C_M$ اور برقی رکاوٹ $\frac{1}{j\omega(C_{bc} + C_M)}$ کے برابر ہے۔ اس کا عکس

$$\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \times \frac{1}{j\omega(C_{bc} + C_M)}$$

Miller theorem¹¹



شکل 8.10: ٹرانزسٹر ہسٹمر تعیش کا ہارڈک اشاراتی مساوی دور

ہو گا جس کو

$$\frac{1}{j\omega \left[\frac{n_1^2}{n_2^2} (C_{be} + C_M) \right]}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں $C_{be} + C_M$ کا عکس

$$\left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M)$$

حاصل ہوتا ہے ہے جو C کے متوازی پایا جاتا ہے۔ ان تمام متوازی جڑے کپیسٹروں کو C_p لکھا گیا ہے جہاں

$$C_p = C + \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M)$$

کے برابر ہے۔ اسی طرح متوازی جڑے r_o اور R_p' کے مجموعے کو R لکھا جا سکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل ب سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔

شکل پ کو حل کرتے ہیں جس میں

$$\frac{1}{Z} = j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R}$$

کے برابر ہے۔ یوں $v_o = -g_m v_{be} Z$ کے برابر ہو گا جسے $\frac{v_o}{Z} = -g_m v_{be}$ لکھا جاسکتا ہے یعنی

$$(8.25) \quad -g_m v_{be} = \left(j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right) v_o$$

ٹرانسفارمر کے دو جانب برقی دباؤ کی شرح ان دو جانب لچھوں کے چکر کی شرح کے برابر ہوتا ہے۔ مزید اگر ایک جانب برقی دباؤ کا مثبت سرا ٹرانسفارمر کی علامت پر دکھائے نقطے کی طرف ہو تو دوسری جانب بھی برقی دباؤ کا مثبت سرا اس جانب نقطے کی طرف کو ہو گا۔ ان دو حقائق سے

$$v_{be} = - \left(\frac{n_1}{n_2} \right) v_o$$

حاصل ہوتا ہے جہاں منفی کی علامت اس بات کو دکھلاتا ہے کہ ہم نے ٹرانسفارمر کے ایک جانب v_o کا مثبت سرا نقطے کی جانب جبکہ دوسری جانب v_{be} کا مثبت سرا بغیر نقطے کی طرف رکھا ہے۔ ایسا کرنے سے اشارے میں 180 کی تبدیلی پیدا کی جاتی ہے جو کہ RC مرتعش میں تین کڑی RC سے حاصل کی گئی تھی۔

یوں مساوات 8.25 سے حاصل ہوتا ہے

$$g_m \left(\frac{n_1}{n_2} \right) v_o = \left(j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right) v_o$$

$$g_m \left(\frac{n_1}{n_2} \right) = \left(j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right)$$

اس مساوات کے خیالی اور حقیقی جزو علیحدہ کرتے ہیں۔ خیالی جزو سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.26) \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} = \frac{1}{\sqrt{L \left[C + \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M) \right]}}$$

جبکہ حقیقی جزو سے

$$g_m \left(\frac{n_1}{n_2} \right) = \frac{1}{R} = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \times \frac{1}{R_p} + \frac{1}{r_o}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ r_o کی قیمت نسبتاً بہت زیادہ ہوتی ہے لہذا $\frac{1}{r_o}$ کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$g_m R_p = \frac{n_1}{n_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ R_B کی قیمت r_{be} کے قیمت سے کئی درجے زیادہ ہوتی ہے لہذا

$$R_p = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}} \approx r_{be}$$

ہوتا ہے اور یوں

$$g_m r_{be} = \frac{n_1}{n_2}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات میں β کے استعمال سے

$$(8.27) \quad \beta = \frac{n_1}{n_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔

قدرتی تعدد ω_0 پر متوازی جڑے L اور C_p کی برقی رکاوٹ لامحدود ہوتی ہے لہذا شکل 8.10 پ میں

$$(8.28) \quad A_v = \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m R$$

کے برابر ہو گا۔ یوں ملر کیسٹر

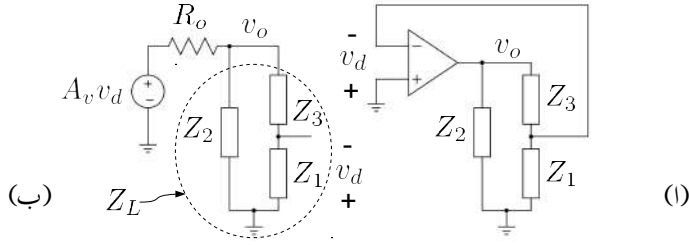
$$C_M = C_{bc} (1 + g_m R)$$

کے برابر ہو گا۔

چونکہ $\beta \gg 1$ ہوتا ہے لہذا $\frac{n_1}{n_2} \gg 1$ ہو گا۔ اگر β کی قیمت $\frac{n_1}{n_2}$ سے معمولی زیادہ ہو تب مرتعش سائن نما لہر خارج کرتا ہے۔ $\beta \gg \frac{n_1}{n_2}$ کی صورت میں ٹرانزسٹر غیر خطی خطے میں داخلی ہو گا اور یہ مستطیل برقی رو پیدا کرے گا البتہ L اور C_p اپنی قدرتی تعدد ω_0 پر ارتعاش کرتے ہیں لہذا مرتعش سائن نما برقی دباؤ v_o ہی خارج کرے گا۔

8.6 عمومی مرتعش

شکل 8.11 الف میں عمومی مرتعش دکھایا گیا ہے۔ کئی قسم کے مرتعش اس عمومی طرز پر بنائے جاتے ہیں جہاں بنیادی ایمپلیفائر کسی بھی قسم کا ہو سکتا ہے۔ مسلاً حسابی ایمپلیفائر، دو جوڑ ٹرانزسٹر یا فیٹ پر مبنی ایمپلیفائر وغیرہ۔ اس حصے میں



شکل 8.11: عمومی مرتعش

بنیادی ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت کو لامحدود تصور کیا گیا ہے۔ ایسا فیٹ پر مبنی ایمپلیفائر یا حسابی ایمپلیفائر کے استعمال سے ممکن ہے۔ شکل ب میں ایمپلیفائر کا تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے جہاں ایمپلیفائر کے خارجی مزاحمت کو R_o لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں

$$\frac{1}{Z_L} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_1 + Z_3}$$

$$Z_L = \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.29) \quad v_o = A_v v_d \left(\frac{Z_L}{R_o + Z_L} \right)$$

کے برابر ہو گا۔ مزید یہ کہ Z_1 اور Z_3 کو سلسلہ وار جڑے تصور کرتے ہوئے

$$(8.30) \quad v_d = - \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \right) v_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح مساوات 8.29 سے

$$(8.31) \quad v_o = A_v \left(\frac{-Z_1}{Z_1 + Z_3} \right) v_o \left(\frac{\frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}{R_o + \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}} \right)$$

$$1 = \frac{-A_v Z_1 Z_2}{R_o (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مرتعش میں Z برقی رکاوٹ کو ظاہر کرتا ہے یوں امالہ کی صورت میں $Z = j\omega L$ ہو گا جبکہ کپیسٹر کی صورت میں $Z = -\frac{j}{\omega C}$ ہو گا۔ ہم ωL کو X_L جبکہ $-\frac{1}{\omega C}$ کو X_C لکھتے ہوئے $Z = jX$ لکھ سکتے ہیں جہاں مثبت X امالہ کو ظاہر کرے گا جبکہ منفی X کپیسٹر کو ظاہر کرے گا۔ اس طرح مساوات 8.31 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(8.32) \quad 1 = \frac{-A_v j X_1 j X_2}{R_o (j X_1 + j X_2 + j X_3) + j X_2 (j X_1 + j X_3)}$$

$$1 = \frac{A_v X_1 X_2}{j R_o (X_1 + X_2 + X_3) - X_2 (X_1 + X_3)}$$

اس مساوات کے بائیں ہاتھ صرف حقیقی مقداریں جبکہ اس کے دائیں ہاتھ حقیقی اور خیالی دونوں مقداریں پائے جاتے ہیں۔ مساوات کے دو اطراف صرف اور صرف اس صورت برابر ہو سکتے ہیں جب دونوں جانب مقداریں برابر ہوں۔ چونکہ بائیں ہاتھ خیالی مقداریں نہیں پائے جاتے لہذا دائیں جانب خیالی مقداروں کی قیمت صفر ہو گی یعنی

$$(8.33) \quad X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

اور یوں مساوات 8.32 مندرجہ ذیل صورت اختیار کر لے گا۔

$$1 = \frac{-A_v X_1 X_2}{X_2 (X_1 + X_3)} = \frac{-A_v X_1}{X_1 + X_3}$$

مساوات 8.33 سے $X_1 + X_3 = -X_2$ حاصل ہوتا ہے جسے مندرجہ بالا مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

$$1 = \frac{A_v X_1}{X_2}$$

یعنی

$$(8.34) \quad A_v = \frac{X_2}{X_1}$$

دیتا ہے۔ مساوات 8.34 مرتعش کی درکار A_v دیتا ہے۔ حقیقت میں A_v اس قیمت سے زیادہ رکھا جائے گا۔ اس مساوات میں A_v مثبت قیمت رکھتا ہے لہذا مساواتی نشان کے دونوں جانب مثبت قیمتیں تب ممکن ہیں جب X_1 اور X_2 کی قیمتیں بھی یا تو دونوں مثبت ہوں اور یا پھر دونوں منفی ہوں۔ یعنی یا یہ دونوں امالہ ہوں یا پھر دونوں کپیسٹر۔ چونکہ مساوات 8.33 کے تحت $X_1 + X_2 = -X_3$ ہو گا لہذا اگر X_1 اور X_2 دونوں امالہ ہوں تب X_3 کپیسٹر ہو گا اور ایسی صورت میں مرتعش کو ہارنلے مرتعش¹² پکارتے ہیں اور اگر X_1 اور X_2 دونوں کپیسٹر ہوں تب X_3 امالہ ہو گا اور ایسی صورت میں اسے کالپٹس مرتعش¹³ پکارا جاتا ہے۔¹⁴

¹²Hartley oscillator

¹³Colpitts oscillator

¹⁴رالف ہارٹلے نے ہارٹلے مرتعش جبکہ ایڈون ہنری کالپٹس نے کالپٹس مرتعش کا درورد ریافت کیا۔

اگر X_1 اور X_2 دونوں امالہ ہوں تب مساوات 8.33 کو

$$j\omega L_1 + j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C_3} = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$(8.35) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح اگر X_1 اور X_2 کپیسٹر ہوں تب مساوات 8.33 کو

$$-\frac{j}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2} + j\omega L_3 = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$(8.36) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں

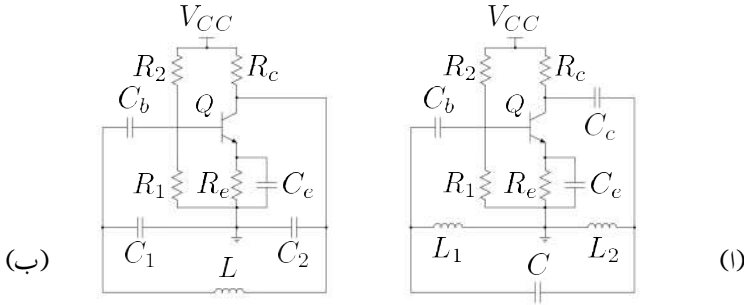
$$(8.37) \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

یعنی C_1 اور C_2 کی سلسلہ وار جڑی کل کپیسٹر ہے۔

8.7 ہارٹلے اور کاپلٹس مرتعش

شکل 8.12 میں ٹرانزسٹر ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے ہارٹلے اور کاپلٹس مرتعش بنائے گئے ہیں۔ شکل الف میں واپس کار یعنی L_1 ، L_2 اور C کی شمولیت سے بنیادی ایمپلیفائر مرتعش میں تبدیل ہو جاتا ہے۔ شکل 8.11 کے ساتھ موازنہ کرنے سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ L_1 دراصل X_1 ہے، L_2 دراصل X_2 ہے جبکہ C دراصل X_3 ہے۔ C_b اور C_c اس بات کو یقینی بناتے ہیں کہ واپس کار کی شمولیت سے بنیادی ایمپلیفائر کے نقطہ مائل پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ شکل ب میں C_c کی ضرورت نہیں چونکہ C_1 ، C_2 اور C_b کی موجودگی میں اس راستے یک سمتی رو کا گزر ممکن نہیں۔ C_e قسری کپیسٹر¹⁵ ہے جبکہ C_c اور C_b جفتی کپیسٹر¹⁶ ہیں۔ چالو تعدد پر C_e ، C_b اور C_c کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے۔

¹⁵ bypass capacitor
¹⁶ coupling capacitors



شکل 8.12: ٹرانزسٹر پر مبنی ہارٹے اور کاپٹس مرتعش

بلند تعدد پر ان اشکال کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بلند تعددی ریاضی نمونہ استعمال ہو گا۔ ایسا کرتے وقت ریاضی نمونے کے مختلف جزو کو بھی واپس کار کا حصہ تصور کیا جاسکتا ہے۔ مثلاً نہایت بلند تعدد کاپٹس مرتعش تخلیق دیتے وقت ٹرانزسٹر کے بلند تعدد ریاضی نمونے کے جزو C_{be} اور C_{bc} کا مساوی ملر کپیسٹر C_M^{17} کے مجموعے کو بطور C_1 استعمال کیا جاتا ہے (یعنی $C_1 = C_{be} + C_M$)۔

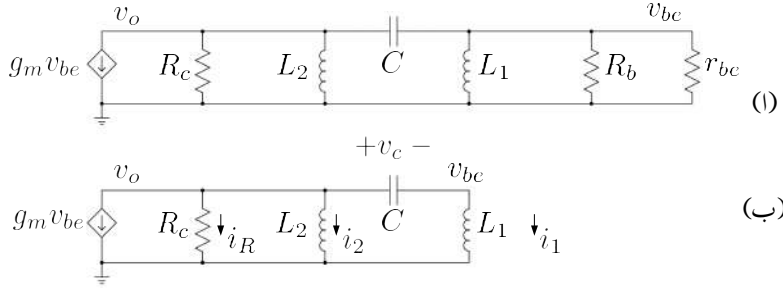
شکل 8.11 کے عمومی مرتعش میں بنیادی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت لا محدود ہے جبکہ شکل 8.12 کے دونوں مرتعش میں ایسا نہیں ہے۔

مثال 8.2: ٹرانزسٹر کا پست تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 8.12 الف کو حل کریں۔ حل کرتے وقت بنیادی ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت کو لا محدود تصور کرتے ہوئے نظر انداز کریں۔

حل: شکل 8.13 الف میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں $R_1 \parallel R_2$ کو R_b لکھا گیا ہے۔ بنیادی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت r_{be} کے برابر ہے جو $j\omega L_1$ کے متوازی جڑا ہے۔ $|j\omega L_1| \gg R_b \parallel r_{be}$ تصور کرتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔

شکل ب میں اگر ٹرانزسٹر کا داخلی برقی دباؤ v_{be} ہو تب L_1 میں برقی رو

$$i_1 = \frac{v_{be}}{j\omega L_1}$$



شکل 8.13: ٹرانزسٹر پر مبنی ہارٹے مرتعش کا پست تعددی مساوی دور

ہو گی جو کپیسٹر C سے گزرتے ہوئے اس پر

$$v_c = \frac{v_{be}}{j\omega L_1} \times \frac{1}{j\omega C} = -\frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}$$

برقی دباؤ پیدا کرے گا۔ یوں

$$\begin{aligned} v_o &= v_{be} + v_c \\ &= v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C} \end{aligned}$$

ہو گا۔ L_2 میں

$$i_2 = \frac{v_o}{j\omega L_2} = \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{j\omega L_2}$$

اور R_c میں

$$i_R = \frac{v_o}{R_c} = \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{R_c}$$

پایا جائے گا۔ یوں کرنخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} -g_m v_{be} &= \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{R_c} + \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{j\omega L_2} + \frac{v_{be}}{j\omega L_1} \\ &= v_{be} \left[\frac{1}{R_c} - \frac{1}{\omega^2 R_c L_1 C} + \frac{1}{j\omega L_2} - \frac{1}{j\omega^3 L_1 L_2 C} + \frac{1}{j\omega L_1} \right] \end{aligned}$$

اس مساوات کے خیالی اور حقیقی اور اجزاء علیحدہ علیحدہ کرتے ماتا ہے

$$0 = \frac{1}{j\omega L_2} - \frac{1}{j\omega^3 L_1 L_2 C} + \frac{1}{j\omega L_1} \quad \text{خیالی}$$

$$-g_m = \frac{1}{R_c} - \frac{1}{\omega^2 R_c L_1 C} \quad \text{حقیقی}$$

خیالی جزو سے

$$(8.38) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2) C}}$$

اور حقیقی جزو سے

$$(8.39) \quad g_m R_c = |A_v| = \frac{L_2}{L_1}$$

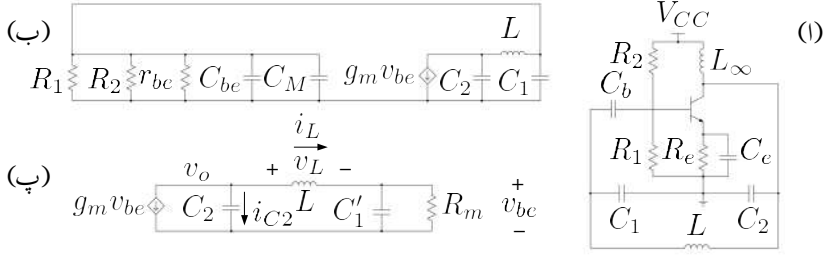
حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کا مساوات 8.35 اور مساوات 8.34 سے موازنہ کریں۔

مثال 8.3: شکل 8.14 الف میں ٹرانزسٹر پر مبنی کاپٹس مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر امالہ L_{∞} نسب کیا گیا ہے۔ اس امالہ کی قیمت مرتعش کے تعدد پر لامحدود تصور کی جاتی ہے۔ مرتعش کو حل کریں۔

حل: شکل ب میں ٹرانزسٹر کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مرتعش کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں مسئلہ ملر کی مدد سے C_{bc} کا مساوی C_M دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے مزاحمت R_1, R_2 اور r_{be} کو R_m جبکہ متوازی جڑے کپیسٹر C_{be}, C_M اور C_1 کو C'_1 لکھتے ہوئے شکل پ حاصل کی گئی ہے۔ حقیقت میں r_{be} کی قیمت R_1 اور R_2 سے بہت کم ہوتی ہے اور $r_{be} \approx R_m$ لیا جاسکتا ہے۔ R_m اور C'_1 متوازی جڑے ہیں اور ان پر برقی دباؤ v_{be} پایا جاتا ہے۔ یوں ان میں برقی رو

$$i_{R_m} = \frac{v_{be}}{R_m}$$

$$i_{C'_1} = j\omega C'_1 v_{be}$$



شکل 8.14: ٹرانزسٹرز پر مبنی کاپلیس مرتعش

ہوگی۔ یوں کر خوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$i_L = i_{R_m} + i_{C'_1} = \frac{v_{be}}{R_m} + j\omega C'_1 v_{be}$$

ہوگا۔ اس طرح

$$v_L = j\omega L i_L = j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) v_{be}$$

جبکہ

$$v_o = v_{be} + v_L = \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be}$$

اور

$$i_{C_2} = j\omega C_2 v_o = j\omega C_2 \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be}$$

ہوں گے۔ کر خوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت $i_{C_2} + i_L = -g_m v_{be}$ یعنی

$$-g_m v_{be} = j\omega C_2 \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be} + \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) v_{be}$$

(8.40)

$$-g_m = j\omega C_2 \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] + \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right)$$

$$-g_m = j\omega C_2 - \omega^2 L C_2 \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1$$

$$-g_m = j\omega C_2 - \frac{\omega^2 L C_2}{R_m} - j\omega^3 C'_1 L C_2 + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1$$

اس مساوات کے خیالی جزو سے حاصل ہوتا ہے

$$\omega C_2 - \omega^3 C_1' LC_2 + \omega C_1' = 0$$

$$\omega (C_2 - \omega^2 C_1' LC_2 + C_1') = 0$$

چونکہ چالو مرعش کی تعدد صفر نہیں ہوتی (یعنی $\omega \neq 0$) لہذا

$$C_2 - \omega^2 C_1' LC_2 + C_1' = 0$$

ہو گا جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.41) \quad \omega = \omega_0 = \sqrt{\frac{C_1' + C_2}{LC_1' C_2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

جہاں

$$(8.42) \quad \frac{1}{C} = \frac{1}{C_1'} + \frac{1}{C_2} = \frac{C_1' + C_2}{C_1' C_2}$$

کے برابر ہے۔ ω_0 مرعش کی قدرتی تعدد ہے۔

مساوات 8.40 کے حقیقی جزو سے حاصل ہوتا ہے۔

$$-g_m = -\frac{\omega^2 LC_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$

اس میں ω_0 کی قیمت استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

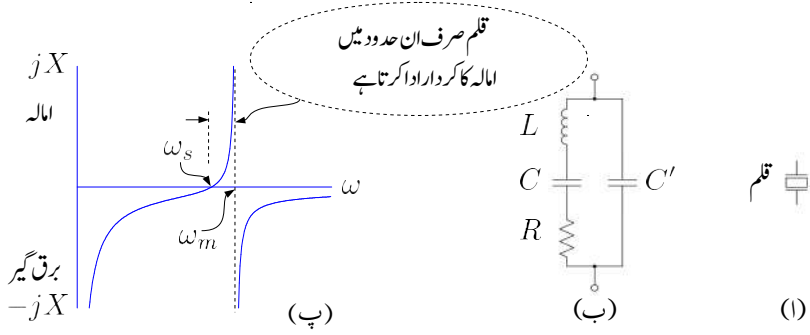
$$-g_m = -\left(\frac{C_1' + C_2}{LC_1' C_2}\right) \frac{LC_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$

$$g_m R_m = \frac{C_2}{C_1'}$$

$R_m \approx r_{be}$ لیتے ہوئے اور $\beta = g_m r_{be}$ کے برابر ہو گا اور یوں مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہو گا

$$(8.43) \quad \beta \approx \frac{C_2}{C_1'}$$

حقیقت میں β کی قیمت اس مساوات میں دیے قیمت سے زیادہ رکھی جائے گی۔



شکل 8.15: داب برقی قلم

8.7.1 قلمی مرتعش

ایسا قلم¹⁸ جسے دبانے سے اس کے دو اطراف کے مابین برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے کو داب برقی قلم¹⁹ کہتے ہیں۔ داب برقی قلم پر برقی دباؤ لاگو کرنے سے یہ پھیلتا (یا سکڑتا) ہے۔ ایسے داب برقی قلم کے قدرتی میکانی تعدد پر برقی دباؤ فراہم کرتے ہوئے اسے ارتعاش پذیر بنایا جاسکتا ہے۔ قلموں کی طبیعیاتی خوبیاں انتہائی مستحکم ہوتی ہیں جو وقت یا حرارت سے بہت کم متاثر ہوتی ہیں۔ اسی لئے ایسے قلم کی قدرتی تعدد کی قیمت بھی مستحکم رہتے ہوئے تبدیل نہیں ہوتی۔ اسی خوبی کی بنا پر انہیں عموماً وقت ناپنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ کوارٹز²⁰ گھڑی کا صحیح وقت دکھانا مثالی ہے۔ دھاتی ڈبے میں بند، چند کلو ہرٹز kHz سے کئی میگا ہرٹز MHz تک کے قدرتی تعدد والے کوارٹز کے قلم، منڈی میں عام دستیاب ہیں۔ ڈبے پر قلم کی قدرتی تعدد کی قیمت لکھی گئی ہوتی ہے۔

شکل 8.15 الف میں قلم کی علامت دکھائی گئی ہے جبکہ شکل ب میں اس کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ مساوی دور میں قلم کے میکانی خوبی ماس m کو امالہ L ، اسپرنگ کے مستقل K کے معکوس کو کپیسٹر C اور میکانی مزاحمت کو برقی مزاحمت R سے ظاہر کیا جاتا ہے جبکہ C' قلم کے دونوں سروں پر دھاتی جوڑوں کے مابین کپیسٹر ہے۔

crystal¹⁸
piezoelectric crystal¹⁹
quartz²⁰

شکل ب میں مزاحمت R کو نظر انداز کرتے ہوئے قلم کی برقی رکاوٹ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{Z} &= j\omega C' + \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) + 1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 (8.44) \quad &= \frac{j\omega C' \left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega C'} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left(j\omega L + \frac{1}{j\omega} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C'} \right) \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}
 \end{aligned}$$

شکل ب میں C اور C' کو سلسلہ وار جڑے تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ یہ دونوں L کے متوازی جڑے ہیں۔ یوں L کے متوازی جڑے کپیسٹر کو C_m لکھا جاسکتا ہے جہاں

$$\frac{1}{C_m} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C'}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح مساوات 8.44 کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{Z} &= \frac{j\omega C' \left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C_m} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left(j\omega L - \frac{j}{\omega C_m} \right)}{j\omega L - \frac{j}{\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left(\frac{jL}{\omega} \right) \left(\omega^2 - \frac{1}{LC_m} \right)}{\left(\frac{jL}{\omega} \right) \left(\omega^2 - \frac{1}{LC} \right)} \\
 &= \frac{j\omega C' \left(\omega^2 - \frac{1}{LC_m} \right)}{\left(\omega^2 - \frac{1}{LC} \right)}
 \end{aligned}$$

جہاں $z = -j$ کا استعمال کیا گیا ہے۔

قلم کے دو سروں سے دیکھتے ہوئے L کے ساتھ C سلسلہ وار جڑا معلوم ہوتا ہے جبکہ L کے دو سروں سے دیکھتے ہوئے L کے ساتھ C_m متوازی جڑا معلوم ہوتا ہے۔ $\omega_s^2 = \frac{1}{LC}$ کو L اور اس کے ساتھ سلسلہ وار جڑے کپیسٹر C

کی سلسلہ وار قدرتی تعدد جبکہ $\omega_m^2 = \frac{1}{LC_m}$ کو L اور اس کے ساتھ متوازی جڑے کپیسٹر C_m کی متوازی قدرتی تعدد تصور کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\frac{1}{Z} = \frac{j\omega C' (\omega^2 - \omega_m^2)}{(\omega^2 - \omega_s^2)}$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.45) \quad Z = \frac{-j (\omega^2 - \omega_s^2)}{\omega C' (\omega^2 - \omega_m^2)}$$

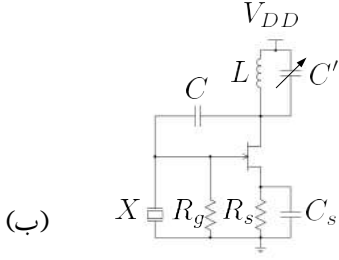
اس مساوات کو شکل 8.15 پ میں گراف کیا گیا ہے۔ حقیقت میں C' کی قیمت C کے قیمت سے کئی درجے زیادہ ہوتی ہے (یعنی $C' \gg C$)۔ یوں C_m کی قیمت C سے قدر کم ہوتا ہے جس سے ω_s کی قیمت ω_m کے قیمت سے قدر کم ہوتا ہے۔ ان دو قدرتی تعدد کی قیمتوں میں 1% سے بھی کم فرق ہوتا ہے۔ مساوات 8.45 میں دیا برقی رکاوٹ $\omega_m < \omega < \omega_s$ کے حدود میں بطور امالہ جبکہ $\omega < \omega_m$ یا $\omega > \omega_s$ کے حدود میں بطور کپیسٹر کردار ادا کرتا ہے۔

مندرجہ بالا تذکرے کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ کاپسٹس مرتعش میں امالہ کی جگہ قلم استعمال کیا جا سکتا ہے۔ شکل 8.14 میں ایسا کرتے ہوئے شکل 8.16 الف کا کاپسٹس قلمی مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ قلم صرف $\omega_s < \omega < \omega_m$ حدود میں بطور امالہ کردار ادا کرتا ہے لہذا ایسا مرتعش صرف اور صرف انہیں حدود کے درمیان ارتعاش پذیر رہ سکتا ہے اور اس کی تعدد انہیں حدود کے درمیان رہے گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ قلمی مرتعش²¹ کی تعدد صرف اور صرف قلم کی قدرتی تعدد پر منحصر ہے۔ اب چونکہ $\omega_s \approx \omega_m$ ہوتا ہے لہذا حقیقت میں ایسے مرتعش کی $\omega_m \approx \omega_s \approx \omega$ رہے گی۔ چونکہ مساوات 8.41 بھی اس مرتعش کی تعدد دیتا ہے لہذا قلمی مرتعش اپنی تعدد ω_s اور ω_m کے درمیان اس جگہ برقرار رکھے گا جہاں مساوات 8.45 سے حاصل قلم کی برقی رکاوٹ (یعنی L) کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 8.41 سے بھی یہی تعدد حاصل ہو۔ قلمی مرتعش کے استعمال کا مقصد ایک حتمی تعدد حاصل کرنا ہے جو قلم کو $\omega_m \approx \omega_s$ حدود میں استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے۔

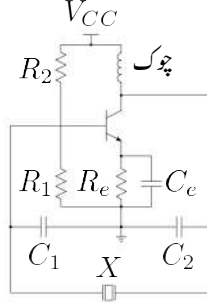
شکل 8.16 ب میں قلمی ہارٹلے مرتعش دکھایا گیا ہے۔ C' کو نظر انداز کرتے اور قلم کو امالہ تصور کرتے ہوئے L ، C اور قلم ہارٹلے مرتعش کی جانی پچپائی شکل میں جڑے ہیں۔ C' کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ درکار تعدد پر متوازی جڑے L اور C' (جنہیں عام فہم میں LC ٹینک²² کہا جاتا ہے) کا مجموعہ امالہ کا کردار ادا کرے۔ عموماً C' قابل تبدیل

crystal oscillator²¹
tank²²

$$C = C_{gd} + C_{\text{بلا ارادہ}}$$



(ب)



(i)

شکل 8.16: قلمی کاپٹس اور ہارٹے مرتعش

کپیسٹر ہوتا ہے جس کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے مرتعش کی تعدد باریکی سے قابو کی جاتی ہے۔ چونکہ متوازی جڑے LC کی برقی رکاوٹ ان کے قدرتی متوازی تعدد پر لامحدود ہوتی ہے لہذا LC ٹینک کی قدرتی متوازی تعدد کو مرتعش کے تعدد کے قریب رکھتے ہوئے nJFET کے ڈرین پر بہت زیادہ برقی رکاوٹ حاصل کیا جاتا ہے جس سے بنیادی ایمپلیفائر کی افزائش زیادہ حاصل ہوتی ہے اور ارتعاشی اشارے کا حیظہ زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ اس مرتعش میں بیرونی کپیسٹر C کا استعمال ضروری نہیں۔ نہایت بلند تعدد حاصل کرتے وقت اس کپیسٹر کو نسب نہیں کیا جاتا اور nJFET کی اندرونی کپیسٹر C_{gd} اور nJFET کے ڈرین اور گیٹ کے مابین تاروں کے مابین بلا ارادہ پائے جانے والے کپیسٹر کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

سوالات

سوال 8.1: شکل 8.3 ب میں RC کے دو حصے ترتیب وار جوڑے گئے ہیں۔ اس میں $\frac{V_o}{V_i}$ کی مساوات حاصل کریں۔ اگر $f = 10 \text{ kHz}$ اور $C = 0.01 \mu\text{F}$ ہوں تب V_o اور V_i میں کل 120° کا زاویہ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + j3\omega RC - \omega^2 R^2 C^2}$$

$$R = 1196 \Omega$$

سوال 8.2: RC مر تعش میں کم سے کم ممکنہ β کا ٹرانزسٹر استعمال کیا جاتا ہے۔ $R = 200 \Omega$ کی صورت میں Z_{RC} کی قیمت حاصل کریں۔

$$Z_{RC} = 372 - j198$$

سوال 8.3: شکل 8.4 میں RC مر تعش دکھایا گیا ہے جس میں

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, \quad R_c = 3 \text{ k}\Omega, \quad R_e = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 12.5 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 50 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

ہیں۔ 10 kHz پر چلنے کی خاطر درکار C اور R' حاصل کریں۔

جوابات: $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ اور $r_{be} = 2.54 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ $k = 2.69$ استعمال کرتے ہوئے $R = 1115 \Omega$ حاصل ہوتا ہے جس سے $C = 3.5 \text{ nF}$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_m = 2 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $R_m > R'$ ہے لہذا تمام R برابر رکھنا ممکن نہ ہو گا اور یوں $R' = 0 \Omega$ رکھا جائے گا۔ قدرتی تعدد 10 kHz سے قدر مختلف ہو گی۔

سوال 8.4: شکل 8.4 کے RC مر تعش میں

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, \quad R_c = 3.36 \text{ k}\Omega, \quad R_e = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 6.25 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 25 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 49$$

ہیں۔ 10 kHz پر چلنے کی خاطر درکار C اور R' حاصل کریں۔

جوابات: $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ اور $r_{be} = 1.25 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ $k = 2.69$ کی صورت میں $R = 1250 \Omega$ حاصل ہوتا ہے جس سے $C = 3.1 \text{ nF}$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_m = 1 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے یوں $R' = 250 \Omega$ رکھا جائے گا۔

سوال 8.5: صفحہ 835 پر شکل 8.7 میں واٹن مرتعش دکھایا گیا ہے۔ $R = 15.9 \text{ k}\Omega$ ، $C = 0.1 \mu\text{F}$ ، $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 25 \text{ k}\Omega$ کی صورت میں مرتعش کی قدرتی تعدد حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } f_0 = 100 \text{ Hz}$$

سوال 8.6: شکل 8.9 میں ٹرانزسٹر کا $\beta = 39$ ، $V_A = 200 \text{ V}$ اور $C_{be} = 10 \text{ pF}$ اور $C_{bc} = 4 \text{ pF}$ ہیں جبکہ $R_B = 5 \text{ k}\Omega$ اور $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ ہیں۔ ٹرانسفارمر کی $\frac{n_1}{n_2}$ حاصل کریں۔ اگر $C = 20 \text{ nF}$ اور $L = 200 \text{ nH}$ ہوں تب f_0 کیا ہو گا۔

جوابات: $\frac{n_2}{n_1} = 0.02564$ ، $g_m = 0.04 \text{ S}$ ، $r_{be} = 925 \Omega$ ، $r_o = 200 \text{ k}\Omega$ ، $R'_p = 0.51 \Omega$ ، $C_M \approx 4 \text{ pF}$ ، $C_p = 39.166 \text{ nF}$ ہیں اور یوں $f_0 = 1.798 \text{ MHz}$ ہو گا۔

سوال 8.7: شکل 8.12 ب میں R_c کی جگہ لامحدود L نسب کیا جاتا ہے۔ R_B کو نظر انداز کرتے اور ٹرانزسٹر کا پست تعددی مساوی پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اسے حل کریں۔

$$\text{جوابات: } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ جہاں } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \text{ کے برابر ہے جبکہ } \beta = \frac{C_2}{C_1} \text{ حاصل ہوتا ہے۔}$$

سوال 8.8: سوال 8.7 کے کاپٹس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا $\beta = 50$ ہے۔ اگر اس میں $C_1 = 0.01 \mu\text{F}$ رکھا جائے تب 200 kHz پر ارتعاش کرتے مرتعش کے بقایا اجزاء کے قیمتیں کیا ہوں گی؟

$$\text{جوابات: } C_2 = 0.5 \mu\text{F}، L = 65 \mu\text{F}$$

سوال 8.9: شکل 8.12 کے کاپٹس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا پست تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے حل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے بنیادی ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت لامحدود تصور کریں۔

جوابات: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ جہاں $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ کے برابر ہے، $-g_m R_c = \frac{C_1}{C_2}$ ان مساوات کا مساوات 8.34 اور مساوات 8.36 کے ساتھ موازنہ کریں۔

- Butterworth circle, 746
 bypass capacitor, 286, 646
- capacitor, 168
 carrier frequency, 111
 carrier wave, 111
 cascaded amplifier, 390
 cascode amplifier, 616, 729
 CE amplifier, 574
 Celsius, 93
 channel, 437
 charge, 216, 421, 435
 clamping circuit, 116
 class
 A, 414
 AB, 414
 B, 414
 C, 415
 D, 415
 clipper, 118
 CMOS, 462
 CMRR, 577
 collector, 213
 Colpitts oscillator, 847
 common base, 400
 common collector, 400
 common emitter, 400
 common mode voltage, 6, 556
 common mode voltage gain, 576
 comparator, 77
 complex plane, 744
 conductance, 148
- AC load line, 141
 active component, 213
 active region, 277
 adder, 42, 44
 ageing, 585
 AM demodulator, 110
 AM modulator, 111
 AM signal, 112
 amplifier
 difference, 3
 instrumentation, 52
 inverting, 16, 19
 non-inverting, 31, 34
 anti-log, 122
 atomic model, 148
 atomic number, 148
 avalanche, 170
 avalanche breakdown, 171
- band, 646, 703
 band pass filter, 785
 band stop filter, 785
 Barkhausen criteria, 824
 base, 213
 bit, 66
 blocking voltage, 165
 Bode plot, 653, 665
 Boltzmann constant, 92
 break down voltage, 170
 breakdown region, 98
 buffer, 35
 Butterworth, 743

- high frequency model, 184
- square law, 200
- distortion, 486
- divider, 123
- doping, 148
- drift, 156, 159
- drift current, 159
- drift speed, 159
- drift velocity, 159
- Early voltage, 277, 488
- ecg, 53
- electric field intensity, 159
- electrical noise, 176
- electron gas, 153
- electron mobility, 160, 449
- emission coefficient, 92
- emitter, 213
- emitter coupled logic, 566
- emitter follower, 403
- enhancement nMOSFET, 440
- feedback circuit
 - negative, 28
 - positive, 28
- feedback signal, 26, 766
- feedback system, 765
- field effect transistor, 213
- filter
 - band pass, 742
 - band stop, 742
 - Butterworth, 746
- forward biased, 95, 98, 102
- free electron, 149
- free hole, 149, 154
- full wave rectifier, 108
- gain, 18, 220
- gain bandwidth product, 705
- gate
 - AND, 127
 - OR, 127
- conductivity, 161
- constant current source, 519, 583
- coupling capacitor, 295, 646
- covalent bond, 148, 175
- crystal, 148
- crystal oscillator, 856
- current gain, 219, 220
- current mirror, 520, 585
- current sink, 583
- current source, 583, 636
- cut-in voltage, 95
- cut-off frequency
 - high, 645
 - low, 645
- DAC, 65
- damping constant, 743
- darlington pair, 255
- dB, 665
- DC bias point, 128
- DC load line, 129
- depended voltage source, 8
- dependent current source, 299
- depletion nMOSFET, 459
- depletion region, 164
- difference pair, 555
- differential input resistance, 572
- differential mode voltage, 6
- differential voltage gain, 3
- differentiator, 38
- diffusion, 156
- diffusion capacitance, 173
- diffusion constant
 - electrons, 158
 - holes, 158
- diffusion current, 156
- diffusion current density, 158
- digital circuits, 503
- diode, 91
 - cut off, 167
 - germanium, 95

- Miller capacitor, 729
- Miller theorem, 694, 842
- Miller's capacitor, 697
- minority
 - electrons, 149
 - hole, 149
- mirror, 481
- mobile
 - charges, 153
 - electron, 149
 - hole, 149
- model, 8, 11, 177
- models, 488
- modulating frequency, 111
- modulating wave, 111
- multiplier, 122

- n-type semiconductor, 152
- natural frequency
 - undamped, 743
- NOT gate, 316, 503
- number density, 150

- ohmic contact, 175
- OPAMP, 51
- optical cable, 177
- optical communication, 177
- optocoupler, 176
- output offset voltage, 578

- p-type semiconductor, 154
- parasitic resistor, 699
- passive component, 213
- peak detector, 109
- photo diode, 175
- photon, 175
- piece wise linear model, 179
- piezoelectric crystal, 854
- pinch off, 443
- pole, 660
- power
 - mosfet, 542

- generation rate, 149
- gradient, 129

- half wave rectifier
 - negative, 105
 - positive, 104
- Hartley oscillator, 847
- heat sink, 543
- holding current, 425
- hole gas, 155
- hole mobility, 449

- ideal diode, 181
- immobile
 - charges, 153
- injected electrons, 216
- injected holes, 216
- input bias current, 72, 581
- input offset current, 581
- input offset voltage, 68, 578
- integrator, 39, 41
- inversion, 439
- inversion layer, 439
- inverter, 423, 542
- iteration method, 131

- Kelvin, 92

- Laplace transform, 647
- latching current, 424
- LED, 176
- level shifter, 598
- load line, 477
 - AC, 288
 - DC, 286
- log amplifier, 121, 420
- loop gain, 779

- Maclaurin's series, 183
- majority
 - electrons, 152, 153
 - holes, 155

- T model, 493
 tank, 856
 thermal
 electron, 149
 generation, 149
 generation rate, 149
 hole, 149
 resistance, 100, 204
 voltage, 92
 thermometer, 99
 threshold voltage, 439
 thyristor, 424
 transconductance, 321, 325
 transconductance gain, 25, 321
 transducer, 35
 transistor, 213
 transportation, 156
 tuned oscillator, 840, 841

 valency, 148
 varactor diode, 175
 voltage gain, 17, 33
 voltage source, 115, 418

 Widlar current source, 607
 Wien bridge oscillator, 835

 zener
 diode, 171
 knee, 185
 voltage, 171
 zero, 660, 744

 transistor, 423
 power loss, 185
 power series, 199
 power supply, 105

 quartz, 854

 recombination, 150
 recombination rate, 150
 reverse biased, 97, 102
 reverse breakdown voltage, 98
 reverse leakage current, 97
 ripple, 105, 114, 115

 saturation
 current, 92
 OPAMP, 4, 61
 region, 277
 schottky
 diode, 174
 transistor, 421
 scr, 424
 semiconductor, 147
 slew rate, 62
 small signal, 140
 π model, 332
 resistance, 146
 solar panel, 175
 spice, 201
 stability factors, 266
 subtractor, 46
 switch ON, 101

- آزاد
ایلیٹران، 149
خول، 149، 154
آلاتی ایپلیٹائر، 52
آئینہ، 481
ولسن، 611
آئینہ برقی رو، 585-520
اخراجی جزو، 92
ارلی برقی دباؤ، 488-277
افزائش، 18، 220
برقی دباؤ، 17، 33
برقی رو، 219، 220
موصول - نما، 321
افزائش ضرب دائرہ کار کردگی، 705
افزائشی دائرہ، 779
افزائندہ، 222
خطہ، 277
اقلیتی
ایلیٹران، 149
خول، 149
اکثریتی
ایلیٹران، 152، 153
خول، 155
الٹا
خطہ، 439
کرنہ، 439
مائل، 102
الٹ لاگ، 122
الٹی رستا برقی رو، 97
ایلیٹران گیس، 153
انحرافی برقی دباؤ، 578
انحرافی برقی رو، 581
اندرونی داخلی انحرافی برقی دباؤ، 68
انورٹر، 423، 542
ایٹمی عدد، 148
ایپلیٹائر
زنجیری، 390
واہی، 774
ایسٹر، 213، 214
ایسٹر جزا منطق، 566
- ایسٹر مشترک، 400
بار، 92، 435
برقی، 216، 421
باریک اشاراتی
مزاحمت، 146
باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونہ، 332
باریک اشارہ، 140
بالٹز من کا مستقل، 92
بٹ، 66
بٹروٹ تسلسل، 743
بٹروٹ دائرہ، 746
بدلتا افزائش برقی رو، 222
بدلتی رو، خطہ بوجھ، 141، 288
بدن، 437
برقی
بار، 92، 421، 435
رکاوٹ، 656
زمین، 17
قلب نگار، 53
برقی دباؤ
چالو، 95
دبلیز، 439
رکاوٹی، 165
غیر افزائندہ کردہ، 223
برقی دباؤ منبع، 105، 113
برقی رو
الٹی رستا، 97
برقی رو چالو رکھنے کی حد، 424
برقی رو منقطع کرنے کی حد، 425
برقی زمین، 559
برقی شدت، 159
برکہان کا اصول، 824
بل، 105، 112، 114، 115
بلند انقطائی تعدد، 645، 691
بلند تعدد، 646، 653
بوڈا خطہ، 653، 665
بہاؤ، 156، 159
بہاؤ برقی رو، 159
بیس، 213، 214
بیس مشترک، 400

- بے قابو بوجہ تودہ، 171
 بے قابو خطہ، 98
 پائے ریاضی نمونہ، 332
 پٹی روک فلٹر، 785
 پٹی گزار فلٹر، 785
 پست القطاعی تعدد، 654.645
 پست تعدد، 653.646
 پکاری گئی قیمت، 23
 پورے طاقت پر دائرہ کار کردگی، 63
 پیروکار، 403
 پیماہی آلہ، 35
 تار
 ہم محوری، 82
 تابع منبع دباؤ، 8
 تابع منبع رو، 299
 تراش، 118
 تعدد
 سوار، 111
 سواری، 111
 قدرتی، 832
 قصر دور بلند القطاعی، 703
 تعدادی شناخت، 216.150
 تفرقی
 افترانش، 571
 افترانش برقی دباؤ، 3، 8
 ایکسیلیٹا، 3
 برقی اشارہ، 3
 برقی دباؤ، 6
 جوڑا، 555
 تفرق اشارہ، 88
 تفرق کار، 38
 تقسیم کار، 123
 تکمل کار، 41، 39
 تودہ، 170
 تھرمامیٹر، 99
 تھون دور، 35
 ٹرانزسٹر، 213
 قوی، 423
 ٹی ریاضی نمونہ، 493
 ٹینک، 856
 جرمنیم ڈایوڈ، 95
 جڑنا
 دوبارہ، 150
 شرح، 150
 جفتی کپیسٹر، 295
 جماعت، 148
 جمع کار، 44.42
 جوڑا، 16
 جوڑی کپیسٹنس، 169
 چالو، 95
 چالو برقی دباؤ، 95
 چوٹی حاصل کار، 109
 چھانی
 پٹی روک، 742
 پٹی گزار، 742
 حرارتی
 الیکٹران، 149
 برقی دباؤ، 92
 پیدائش، 149
 پیدائش کی شرح، 149
 خول، 149
 مزاحمت، 204.100
 حرکت پذیری
 الیکٹران، 160، 449
 خول، 449
 حسابی ایکسیلیٹا، 1، 51
 حیثہ
 اتار کار، 110
 سوار اشارہ، 112
 سوار کار، 111
 خارج کار منبع رو، 583
 خارجی انحرافی برقی دباؤ، 578
 خارجی مزاحمت، 8
 خط بوجھ، 477
 بدلتی رو، 288

- 174، شاکھی
 175، شمسی
 175، فوٹو
 200، قانون مرلج،
 166، منقطع
 176، نوری
 175، وریکٹر
 201، ڈیوڈ قانون مرلج شناسندہ،
 129، ڈھلوان،
 665، ڈیسی ٹیل،
 ذرائع ابلاغ، 199
 رخ
 91، سیدھا،
 437، راہ،
 159، رفتار بہاؤ،
 62، رفتار چال،
 165، رکاوٹی برقی دباؤ،
 ریاضی
 177، نمونہ،
 488، 11، 8، ریاضی نمونہ،
 332، پائے،
 493، ٹی،
 179، سیدھے خطوط،
 390، زنجیری ایپلیٹائر،
 زینر
 170، اثر،
 171، برقی دباؤ،
 171، ڈیوڈ،
 185، گھٹنا،
 153، ساکن بار،
 298، 201، سپائٹ،
 543، 249، سرد کار،
 598، سطح تبدیل کار،
 سلسلہ
 199، طاقت،
 567، 183، مکارن،
 199، سلسلہ طاقت،
 286، یکسمتی،
 129، یکسمتی رو،
 146، خط مماس،
 3، خطی،
 135، خم دار،
 155، خول گیس،
 854، داب برقی قلم،
 داغلی
 628، 578، انحرافی برقی دباؤ،
 572، تفرقی مزاحمت،
 داغلی کاربیج رو، 583
 داغلی برقی رکاوٹ، 53
 داغلی مزاحمت، 791، 788، 8
 داغلی میلان برقی رو، 72
 دائرہ کار کردگی، 703، 646
 دیوچ، 443
 درجہ
 414، الف،
 414، الف-ب،
 414، ب،
 415، پ،
 415، ت،
 646، درمیانی تعدد،
 دوبارہ
 150، جڑنا،
 150، جڑنے کی شرح،
 دورانیہ
 87، اترائی،
 87، چوائی،
 87، دوری عرصہ،
 131، دہرانے کا طریقہ،
 66، دہری نظام اعداد،
 439، دلہیز برقی دباؤ،
 ڈارنگٹن جوڑی، 255
 ڈیوڈ، 91
 بلند تعددی باریک اشاراتی ریاضی نمونے،
 95، جرمینیم،
 171، زینر،

- سلسلہ مکارن، 183
سمت کار
مکمل لہر، 108
نصف لہر، 104
سمتی رفتار بہاؤ، 159
سوار
تعدو، 111
موج، 111
سواری
تعدو، 111
موج، 111
سیدھا رخ، 91
سیدھا مال، 102، 98، 95
سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ، 179
سیلیسیس، 93
سیماس، 462
شاکلی ٹرانزسٹر، 421
شاکلی ڈیوڈ، 174
شریک گرفتہ بند، 175، 148
شکل بگاڑنا، 486
تکلیف، 116
شمسی چادر، 175
شمسی ڈیوڈ، 175
شور، 176
صفر، 744، 660
ضرب کار، 122
ضیائی
تار، 177
ذرائع ابلاغ، 177
ذرے، 175
وابستہ کار، 176
طاقت کا ضیاع، 185
طاقت کی منبع، 2
عالم، 213
عدوی ادوار، 503، 316
عدوی سے مماثل کار، 65
- عکس، 272
عمر رسیدگی، 585
غیر افزائندہ، 223
برقی دباؤ، 223
خطہ، 284، 277
غیر عامل، 213
غیر مطلوب مزاحمت، 699
فلٹر
بٹروٹ، 746
پٹی روک، 785، 742
پٹی گزار، 785، 742
فوٹو ڈیوڈ، 175
فیٹ، 435
قابوری ٹیکنائز، 424
تانون مرخ، 200
قدرتی تعدو، 832
آزاد، 743
قصدور بلند القطاعی تعدو، 703
قصری کپیسٹر، 286
قطب، 660
قلم، 148
قلمی مرتعش، 856
قوی
ٹرانزسٹر، 423
ماسفیٹ، 542
قوی برقیات، 176
کاپیسٹر مرتعش، 847
کامل حسابی ایپلیٹائز، 11
کامل ڈیوڈ، 181
کپیسٹر، 168
جنق، 646، 295
قصری، 646، 286
کثافت نفوذی رو، 158
کرخوف کے قوانین، 16
کلکٹر، 214، 213
کواریٹز، 854
کیسکوڈ، 729

- 835، واٹن
 847، ہارٹکے
 840، ہمسر
 مزاحمت
 572، تفرقی داخلی،
 23، مزاحمت میں غلطی،
 25، مزاحمت نما افزائش،
 175، مزاحمتی جوڑے،
 35، مستحکم کار،
 87، 63، مستقل
 مستقل
 743، دھیمپن،
 158، نفوذ ایکٹران،
 158، نفوذ خول،
 694، مسئلہ مل،
 842، مسئلہ طر،
 574، مشترک - مختارج،
 88، مشترک اشارہ،
 88، مشترک اشارہ رد کرنے کے صلاحیت،
 576، مشترک افزائش،
 556، 6، مشترک برقی دباؤ،
 567، متکثران تسلسل،
 108، مکمل اہرست کار،
 148، ملاوٹ،
 729، 697، ملر کیپیٹور،
 113، منبج برقی دباؤ،
 منبج برقی رو
 607، وائڈر،
 418، 115، منبج دباؤ،
 636، منبج رو،
 519، منبج مستقل برقی رو،
 19، 16، منفی ایپلیٹائزر،
 7، منفی داخلی سرا،
 46، منفی کار،
 152، منفی نیم موصل،
 774، منفی واپسی برقی دباؤ ایپلیٹائزر،
 775، منفی واپسی برقی رو ایپلیٹائزر،
 28، منفی واپسی دور،
 167، 166، منقطع ڈایوڈ،
 موج
- 616، کیسکوڈ ایپلیٹائزر،
 92، کیلون پیکائش حرارت،
 148، کیبیائی دوری جدول،
 148، کیبیائی گرفت،
 459، گھٹا تا ماسیفٹ،
 گیٹ
 127، جمع
 127، ضرب،
 647، لاپلاس بدل،
 420، 121، لاگ ایپلیٹائزر،
 68، 61، 4، لہریز،
 92، لہریزی برقی رو،
 83، لوڈ سیل،
 82، لہرین،
 435، ماسیفٹ،
 بڑھاتا، 440
 قوی، 542
 مال برداری، 156
 مانکن
 97، الٹا،
 98، 95، سپدھا،
 35، مبدل توانائی،
 149، متحرک الیکٹران،
 153، متحرک بار،
 149، متحرک خول،
 152، متحرک منفی بار،
 34، 31، مثبت ایپلیٹائزر،
 7، مثبت داخلی سرا،
 154، مثبت نیم موصل،
 28، مثبت واپسی ادوار،
 1، مخلوط ادوار،
 744، مخلوط سطح،
 216، مدراخل الیکٹران،
 216، مدراخل خول،
 مرتعش
 856، ٹینک،
 856، قلمی،
 847، کاپیسس،

- سوار، 111
سواری، 111
موازنہ کار، 77
موثر، 206
موصلیت، 148
مستقل، 161
موصلیت - نما، 325، 321
میدانی ٹرانزسٹر، 435، 213
میڈان برقی رو، 581
ناقابل برداشت الٹ برقی دباؤ، 98
ناقابل برداشت برقی دباؤ، 170
نصف لہر
ثبت سمت کار، 104
متغی سمت کار، 105
نفوذ، 156
نفوذ کا مستقل
الیکٹران، 158
خول، 158
نفوذی برقی رو، 156
نفوذی کپیسٹنس، 173
نئی کار، 503، 316
نقطہ کار کردگی سوار کے اسباب، 266
نمونہ
ریاضی بلند تعدوی، 492
نمونہ
ریاضی، 8، 11، 177، 488
ریاضی پائے، 332
نوری ڈیوڈ، 176
نیم موصل، 148، 147
ثبت، 154
متغی، 152
- واپسی
اشارہ، 766
برقی دباؤ ایکسیٹنر، 774
نظام، 765
واپس کار، 774
واپس کار کا مستقل، 777
واپسی ادوار، 26
واپسی اشارات، 26
وائٹر شیخ رو، 607
وائٹ مر تعش، 835
وریکٹر ڈیوڈ، 175
ولسن آئینہ، 611
ویٹ سٹون چکور، 83
ویران خطہ، 164
ہارٹے مر تعش، 847
ہمسر مر تعش، 841، 840
ہم محوری تار، 82
کیساں، 555
یک سمتی
انفرائش برقی رو، 222
خط بوجھ، 286
نقطہ کار کردگی، 128
نقطہ مائل، 128
یک سمتی رو
خط بوجھ، 129
یک سمتی شیخ رو، 583