

مماٹل برقيات

خالد خان یوسفزئی
کامسیٹ انسٹیوٹ آف انفارمیشن ٹکنالوجی، اسلام آباد
khalidyousafzai@comsats.edu.pk

عنوان

دیباچہ

xvii

میری پہلی کتاب کا دیباچہ

xix

1	1	حسابی ایمپلیفائر
2	1.1	حسابی ایمپلیفائر کے سرے یا پسند
3	1.2	حسابی ایمپلیفائر کی بنیادی کارکردگی
7	1.3	حسابی ایمپلیفائر کا مساوی دور یا ریاضی نمونہ
8	1.3.1	داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ رہتا ہے
9	1.3.2	داخلی سروں پر برقی رو صفر ہوتی ہے
9	1.3.3	داخلی مزاحمت کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے
10	1.3.4	تفرقی افراش کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے
10	1.3.5	خارجی مزاحمت کو صفر اور بیم تصور کیا جا سکتا ہے
10	1.4	کامل حسابی ایمپلیفائر
15	1.5	حسابی ایمپلیفائر کے ادوار

16	منفی ایمپلیفائر	1.5.1
31	مشیت ایمپلیفائر	1.5.2
34	مستحکم کار	1.5.3
38	تفرق کار	1.5.4
39	تکمل کار	1.5.5
42	جمع کار	1.5.6
45	منفی کار	1.5.7
51	جمع و منفی کار	1.5.8
53	آلٹی ایمپلیفائر	1.5.9
61	حسابی ایمپلیفائر کا ناقص پن	1.6
61	حسابی ایمپلیفائر کا لبریز بونا	1.6.1
62	حسابی ایمپلیفائر کی رفتار چال	1.6.2
65	عددی اشارے سے مماثلی اشارے کا حصول	1.7
67	یک سمعتی اندرولوئی داخلی انحرافی برقی دباؤ کا مسئلہ	1.7.1
71	داخلی برقی رو کا مسئلہ	1.7.2
77	موازنہ کار	1.8

91	ڈائیوڈ	2
100	کامل ڈائیوڈ	2.1
101	ڈائیوڈ کے چند ادوار	2.2
104	بدلتی دباؤ سے یک سمٹی دباؤ کا حصول (سمٹ کاری)	2.3
104	نصف لہر سمٹ کاری	2.3.1
107	مکمل لہر سمٹ کاری	2.3.2
108	چوٹی حاصل کار	2.4
110	حیطہ اتار کار	2.5
113	منبع برقی دباؤ	2.6
117	برقیاتی شکنجه	2.6.1
118	برقیاتی تراش	2.7
119	حسابی ایمپلیفائر کی مدد سے ڈائیوڈ کے کامل ادوار	2.8
119	کامل نصف لہر سمٹ کار	2.8.1
120	کامل چوٹی حاصل کار	2.8.2
121	کامل حیطہ اتار کار	2.8.3
121	ڈائیوڈ لاگ ایمپلیفائر	2.8.4
123	ضرب کار	2.8.5
124	کامل مکمل لہر سمٹ کار	2.8.6
126	ڈائیوڈ کے منتفی ادوار	2.9
128	یک سمٹی رو خط پوجہ	2.10

129	گراف کا طریقہ	2.10.1
131	دبرانے کا طریقہ	2.10.2
133	کارٹیسی محدد اور ترسیم	2.11
133	محدد کی منتقلی	2.11.1
133	خط کا چھوٹا حصہ سیدھا تصور کیا جا سکتا ہے	2.11.2
134	گراف سے قیمت حاصل کرنے کا عمل	2.11.3
139	باریک اشاراتی تجزیہ	2.12
140	بدلی رو، خط بوجہ	2.12.1
145	باریک اشاراتی مزاحمت	2.12.2
146	خط مماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول	2.12.3
148	طبیعتیں نیم موصل اشیاء	2.13
151	منفی قسم کا نیم موصل	2.14
154	مثبت قسم کا نیم موصل	2.15
156	مال برداری	2.16
156	نفوذ	2.16.1
159	بہاو	2.16.2
162	مثبت اور منفی اقسام کے نیم موصل مواد کا ملاب	2.17
167	الٹا مائل ڈائیوڈ	2.18
169	الٹا مائل ڈائیوڈ پٹرور کپیسٹر	2.18.1
171	بے قابو صورت	2.19

172	2.19.1 زینر برقی دباؤ بالمقابل درجه حرارت
172	2.20 سیدها مائل ڈایوڈ
174	2.20.1 سیدھے مائل ڈایوڈ کی نفوذی کیسٹس
174	2.21 ڈایوڈ کے دیگر اقسام
175	2.21.1 شانکی ڈایوڈ
176	2.21.2 وریکٹر ڈایوڈ
176	2.21.3 فوٹو ڈایوڈ یا شمسی ڈایوڈ
177	2.21.4 نوری ڈایوڈ
177	2.21.5 ضیائی وابستہ کار
178	2.21.6 ضیائی ذراائع ابلاغ
178	2.22 ڈایوڈ کے ریاضی نمونے
179	2.22.1 سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ
182	2.22.2 کامل ڈایوڈ ریاضی نمونہ
183	2.22.3 ڈایوڈ کا پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ
185	2.22.4 ڈایوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ
186	2.23 زینر ڈایوڈ اور اس کا ریاضی نمونہ
197	2.24 یک سمتی اور بدلنے متغیرات کے حساب کی علیحدگی
200	2.25 قانون مریع حیطہ اتار کار
202	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	افرائندہ حال منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی
222	3.3	غیر افرائندہ کرده برقی دباؤ
224	3.4	افرائندہ حال جمع-منفی-جمع pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی
225	3.4.1	V_{EC} اور V_{EB} کے pnp
225	3.5	نقطہ کارکردگی اور یک سمتی ادوار کا تحلیلی تجزیہ
225	3.5.1	افرائندہ ٹرانزسٹر کے یک سمتی ادوار کا حل
249	3.5.2	غیر افرائندہ ٹرانزسٹر کے دور کا حل
252	3.5.3	منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل
254	3.6	ڈارلینگن جوڑی
256	3.7	تعین نقطے سے نقطہ کارکردگی کا انحراف
256	3.7.1	تبديلی β سے لاحق مسائل استوارنے کا شرط
263	3.7.2	تبديلی V_{BE} سے نقطہ کارکردگی کا سرک جانا
264	3.7.3	نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب
266	3.8	مزاحمت کا عکس
272	3.9	ٹرانزسٹر کے خط
272	3.9.1	$i_C - v_{BE}$ خط
274	3.9.2	$i_C - v_{CE}$ خط
277	3.10	یک سمتی ادوار کا ترسیمی تجزیہ

278	یک سمتی خط بوجہ	3.10.1
279	باریک اشارات	3.10.2
281	برقی دباؤ V_{CC} اور مزاحمت R_C کے نقطہ کارکردگی پر اثرات	3.10.3
282	داخلی برقی رو کے نقطہ کارکردگی پر اثرات	3.10.4
283	خارجی اشارہ کے حدود	3.10.5
284	بدلی رو، خط بوجہ	3.10.6
295	ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے وسیع اشارات	3.11
296	ایپرز-مال ریاضی نمونہ	3.11.1
305	ٹرانزسٹر کا ایپرز-مال ماذل pnp	3.11.2
306	مال برداری ریاضی نمونہ	3.11.3
312	نفي کار	3.12
317	باریک اشاراتی تجزیہ	3.13
317	ترسیمی تجزیہ	3.13.1
319	باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_e اور r_{be}	3.13.2
320	تحلیلی تجزیہ	3.13.3
329	پست تعددی ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے باریک اشارات	3.14
333	ٹی ریاضی نمونہ T	3.14.1
336	پائے ریاضی نمونہ بمع خارجی مزاحمت r_0	3.14.2
336	یک سمتی اور بدلنے متغیرات کی علیحدگی	3.15
341	باریک اشاراتی ادوار کا پائے ریاضی نمونے کی مدد سے حل	3.16

363	3.16.1	زنجیری ضرب کا طریقہ
385	3.17	برقی بار، داخلی مراحمت اور ایمپلیفائر کی افزائش
388	3.18	زنجیری ایمپلیفائر
397	3.19	ایمٹر مشترک، کلکٹر مشترک اور بیس مشترک ایمپلیفائر
411	3.20	خطی لحاظ سے ایمپلیفائر کی درجہ بندی
413	3.21	ٹرانزسٹر سے ڈائوڈ کا حصول
414	3.22	منبع برقی دباؤ
417	3.23	ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفائر
418	3.24	شاتکھی ٹرانزسٹر
421	3.25	قوی ٹرانزسٹر
421	3.26	قاپو ریکٹیفائر
433	4	میدانی ٹرانزسٹر
434	4.1	n ماسفیٹ کی ساخت (پڑھاتا n ماسفیٹ)
436	4.2	n ماسفیٹ کی بنیادی کارکردگی
436	4.2.1	گیٹ پر برقی دباؤ کی عدم موجودگی
437	4.2.2	گیٹ کے ذریعہ برقی روکے لئے راہ کی تیاری
445	4.3	n ماسفیٹ کی مساوات
453	4.3.1	قابل برداشت برقی دباؤ
453	4.3.2	درجہ حرارت کے اثرات
454	4.4	pMOSFET ماسفیٹ پڑھاتا

456	غیر افراشده	4.4.1
457	گهتانا n ماسفیٹ	4.5
458	منقطع صورت	4.5.1
458	غیر افراشده	4.5.2
459	دبوج	4.5.3
459	افراشده	4.5.4
459	گهتانا p ماسفیٹ	4.6
460	CMOS جزو ماسفیٹ	4.7
460	ماسفیٹ کے یک سمتی ادوار کا حل	4.8
481	ماسفیٹ ایمپلیفائر کا ترسیمی تجزیہ	4.9
482	ماسفیٹ ایمپلیفائر کا تحلیلی تجزیہ	4.10
482	یک سمتی تجزیہ	4.10.1
483	بدلتی رو تجزیہ	4.10.2
486	ماسفیٹ ریاضی نمونہ	4.11
486	r_o خارجی مزاحمت	4.11.1
488	وسيع اشاراتي ماسفیٹ ریاضی نمونہ	4.11.2
488	باریک اشاراتي ماسفیٹ π ریاضی نمونہ	4.11.3
491	باریک اشاراتي ماسفیٹ ٹي ریاضی نمونہ	4.11.4
492	یک سمتی اور بدلتے متغيرات کی علیحدگی	4.11.5
501	سیماں نفی کار	4.12

506	4.13 جوڑدار فیٹ (<i>JFET</i>)
508	برقی رو بالمقابل برقی دباؤ	4.13.1
510	pJFET 4.13.2
510	باریک اشاراتی ریاضی نمونہ	4.13.3
517	مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقلہ کارکردگی تعین کرنے کے ادوار	4.14
517	منع مستقل برقی رو	4.14.1
524	4.15 مزاحمت کے عکس
526	تابع سورس (ڈرین مشترک ایمپلیفائر)	4.16
533	4.17 گیٹ مشترک ایمپلیفائر
535	4.18 زنجیری ایمپلیفائر
540	قوی ماسفیٹ	4.19
555	5 تفرقی ایمپلیفائر
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	وسيع 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 مشترک مزاحمت اور مشترک افائش	5.4.4
578	غیر کامل تفرقی جوڑے کا ناقص بن	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 بوجہ سے لدا دو جوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی ایمپلیفائر	5.9
607	وائڈلر منبع برقی رو	5.10
611	ولسن آئینہ	5.11
616	کیسکوڈ ایمپلیفائر	5.12
619	ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے	5.13
628	داخلی انحرافی برقی دباؤ	5.14
632	ماسفیٹ آئینہ برقی رو	5.15
636	منبع دباؤ کے اثرات سے آزاد منبع رو	5.15.1
638	ماسفیٹ کیسکوڈ تفرقی ایمپلیفائر	5.16

645	ایمپلیفائر کا تعددی رد عمل اور فلٹر	6
645	پست تعددی رد عمل	6.1
647	بیس سرے پر کپیسٹر C_B	6.2
656	ایمٹر سرے پر کپیسٹر C_E	6.3
662	کلکٹر سرے پر کپیسٹر C_C	6.4
665	بوڈا خطوط	6.5
672	بیس اور کلکٹر بیرونی کپیسٹر	6.6
678	بیس اور ایمٹر بیرونی کپیسٹروں کا مجموعی اثر	6.7
684	بیس، ایمٹر اور کلکٹر بیرونی کپیسٹروں کا مجموعی اثر	6.8
687	پست انقطاعی تعدد پذیریع سورس کپیسٹر	6.9
694	مسئله ملر	6.10
697	بلند تعددی رد عمل	6.11
698	بلند تعددی پائی π ریاضی نمونہ	6.11.1
700	مشترکہ ایمٹر بلند انقطاعی تعدد	6.11.2
705	مشترکہ بیس بلند انقطاعی تعدد	6.11.3
707	f_T کا تجربیاتی تخمینہ	6.11.4
708	برقی بوجہ کے موجودگی میں بلند تعددی رد عمل	6.11.5
717	مشترکہ سورس ماسفیٹ ایمپلیفائر کا بلند تعددی رد عمل	6.11.6
720	مشترکہ کلکٹر ایمپلیفائر کا بلند تعددی رد عمل	6.12
725	مشترک بیس ایمپلیفائر کا بلند انقطاعی تعدد	6.13
730	کیسکوڈ ایمپلیفائر	6.14
743	فلٹر یا چھلنی	6.15
743	بڑ ورت فلٹر (چھلنی)	6.16
751	بڑ ورت فلٹر کا دور	6.16.1

765	7	واپسی ادوار
766	7.1	ایمپلیفائر کی جماعت بندی
767	7.1.1	برقی دباو ایمپلیفائر
769	7.1.2	برقی رو ایمپلیفائر
770	7.1.3	موصل نما ایمپلیفائر
772	7.1.4	مزاحمت نما ایمپلیفائر
774	7.2	واپسی اشارہ
776	7.3	بنیادی کارکردگی
779	7.3.1	افرائشی دائرة
779	7.3.2	بنیادی مفروضے
780	7.4	واپسی ایمپلیفائر کی خوبیاں
780	7.4.1	مستحکم افزائش
785	7.4.2	تعددی بگاڑ
785	7.4.3	دائره کارکردگی کے پڑی میں وسعت
787	7.5	داخلی مزاحمت
787	7.5.1	واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت
789	7.5.2	واپسی برقی رو ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت
791	7.5.3	واپسی موصل نما ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت
793	7.5.4	واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت
795	7.6	خارجی مزاحمت

796	واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت	7.6.1
797	واپسی برقی رو ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت	7.6.2
799	واپسی موصل نما ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت	7.6.3
800	واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت	7.6.4
802	واپسی ایمپلیفائر کے جماعت بندی کی مثالیں	7.7
803	واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر	7.7.1
804	واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر	7.7.2
806	واپسی موصل نما ایمپلیفائر	7.7.3
808	واپسی رو ایمپلیفائر	7.7.4
810	واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر	7.7.5
813	واپسی ایمپلیفائر کا تفصیلی تجزیہ	7.8
815	واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر	7.9
817	واپسی برقی دباؤ زنجیری ایمپلیفائر	7.10
823	مرتعش	8
826	مرتعش کی تخلیق	8.1
828	مزاحمت-کپیسٹر RC مرتعش	8.2
835	وائیں مرتعش	8.3
837	$nJFET$ پر مبنی امالہ-کپیسٹر LC بمیسر مرتعش	8.4
840	خود-مائل دور	8.4.1
841	ٹرانزسٹر بمیسر مرتعش	8.5
845	عومومی مرتعش	8.6
848	بارٹلے اور کالپیس مرتعش	8.7
854	قلحی مرتعش	8.7.1
861	فرینگ	

دیباچہ

برقی آلات اور عدوی ادوار کے بعد مماثل برقيات میری تیسری کتاب ہے۔ یہ کتاب بھی اس اميد کے ساتھ لکھی گئی ہے کہ یہ ایک دن برقی انجنئرنگ کی نصابی کتاب کے طور پر پڑھائی جائے گی۔ اميد 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 بچ جوابات بھی دیے گئے ہیں۔

یہ کتاب Ubuntu استعمال کرتے ہوئے XeLatex میں تشكیل دی گئی۔ پر زہ جات کے خط Octave gEDA کی مدد سے بنایا گیا ہے۔ کئی ادوار پر GnuCap کی مدد سے غور کیا گیا۔ میں ان سافٹ ویر 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 ویر 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 طلحہ ذاہد، عبد العذر رضا، عائشہ رباب، سمیا الرحمن، صحیح 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 پتہ پر کریں۔

خالد خان یوسفی

9 نومبر 2014

میری پہلی کتاب کا دیباچہ

گزشتہ چند برسوں سے حکومتِ 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 راجح ہے۔ دنیا میں تحقیقی کام کا بیشتر حصہ انگریزی زبان میں ہی چھپتا ہے۔ انگریزی زبان میں ہر موضوع پر لاتعدد کتابیں پائی جاتی ہیں جن سے طلبہ و طالبات استفادہ حاصل کر سکتے ہیں۔

ہمارے ملک میں طلبہ و طالبات کی ایک بہت تعداد بینیادی 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 اسکوں کی سطح پر نصاب میں استعمال تکمیلی الفاظ ہی استعمال کئے جائیں۔ جہاں ایسے الفاظ

موجود نہ تھے وہاں روز مرہ میں استعمال ہونے والے الفاظ پڑنے لگئے۔ تینیکی الفاظ کی چنانی کے وقت اس بات کا خیال رکھا گیا کہ ان کا استعمال دیگر مضامین میں بھی ممکن ہو۔

کتاب میں یہن الاقوامی نظام اکائی استعمال کی گئی ہے۔ اہم متغیرات کی علامتیں وہی رکھی گئی ہیں جو موجودہ نظام تعلیم کی نصابی کتابوں میں راجح 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 ہو گی۔

امید کی جاتی ہے کہ یہ کتاب ایک دن خاصتاً 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 کامسیٹ یونیورسٹی اور ہائِر ایجوکیشن کمیشن کا شکریہ ادا کرنا چاہتا ہوں جن کی وجہ سے ایسی سرگرمیاں ممکن ہو سکیں۔

خالد خان یوسفی

28 اکتوبر 2011

علامات

اس کتاب میں میں الاقوائی نظام اکائی SI استعمال کیا گیا ہے۔ یوں میٹر، کلو گرام اور سینٹر کے علاوہ وولٹ، آمپیئر، اوہم اور وات کو جوں کا توں استعمال کیا جائے گا۔

برقی دباؤ، برقی رو اور ان کی مخصوص خصیتیں اجاگر کرنے کی خاطر مختلف علمیں استعمال کی جاتی ہیں۔ ان علمتوں کو، جن سے بخوبی واقف ہونا ضروری ہے، یہاں پیش کرتے ہیں۔

منع یک سمی برقی دباؤ $V_{DD}, V_{CC}, V_{EE}, V_{BB}$

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

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

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

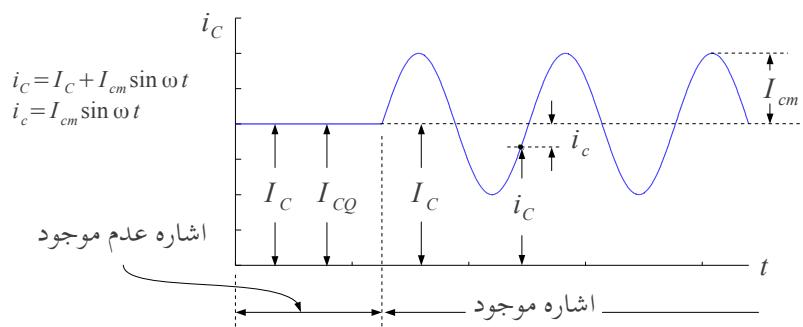
I_d, I_c, I_e, I_b سائن نما برقی رو کی موثر تیہت (rms)

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

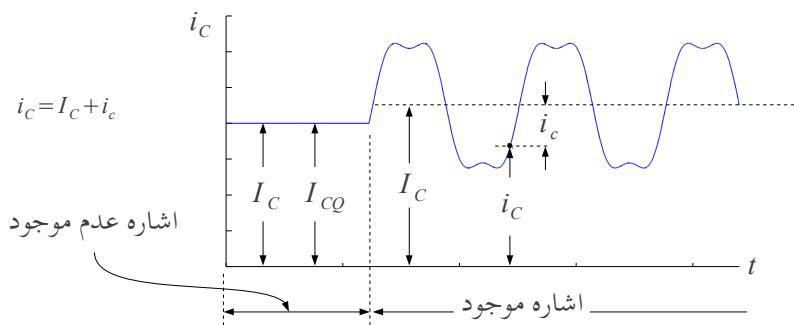
$v_D, v_{BE}, v_{CE}, v_{BC}$ لمحاتی برقی دباؤ

i_D, i_C, i_E, i_B لمحاتی برقی رو

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 دباد
current	برقی رو
resistance	برقی مزاجمت
capacitor	برق گیر (کپیسٹر)
inductor	ماله گیر
impedance	برقی رکاوٹ
voltage source	منبع برقی دباد
current source	منبع برقی رو
dependent voltage source	تالع منبع برقی دباد
independent voltage source	غیر تالع منبع برقی دباد
OPAMP	حسابی ایکلیپیفار
difference pair	تفرقی جوڑا
signal	اشارہ
signal generator	منبع اشارہ
frequency	تعدد
BJT transistor	دو جوڑ ٹرانزسٹر
diode	ڈائیوڈ
mosfet	ماسفیٹ
AM signal	جیٹھ سوار اشارہ

الbab 1

حسابی ایمپلیفائر

ٹرانزسٹر^۱ کی ایجاد سے اب تک الکٹرائیکس کے میدان میں ناقابل یقین اور جیرت اگلیز ترقی ہوئی ہے۔ شروع میں الگ الگ ٹرانزسٹر استعمال کر کے الکٹرائیک ادوار بنائے جاتے تھے۔ بعد میں سلیکان کی پتھری^۲ پر ایک سے زیادہ ٹرانزسٹر بنانے کا رجحان پیدا ہوا۔ اس طرح مخلوط ادوار^۳ وجود میں آئے۔ ایک مرلح سنی میٹر رقبہ کی سلیکان پتھری^۴ پر اربوں ٹرانزسٹر بنانا ممکن ہوا اور دیکھتے ہی دیکھتے الکٹرائیک اشیاء زندگی کے ہر شعبے پر چھا گئیں۔

اس کتاب میں الکٹرائیک پر زہ جات کی کارکردگی اور ان کے استعمال سے الکٹرائیک ادوار بنانے پر غور کیا جائے گا۔ پہلے باب میں حسابی ایمپلیفائر^۵ پر غور کیا جائے گا۔ حسابی ایمپلیفائر در حقیقت کئی ٹرانزسٹر پر مبنی ایک نہایت مقبول مخلوط دور ہے جس کا استعمال، بر قی پر زہ جات مثلاً مزاحمت، کپسیٹر وغیرہ کی طرح، نہایت آسان ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کی اندر ونی ساخت پر اس کتاب میں آگے جا کر ایک مکمل باب ہے۔

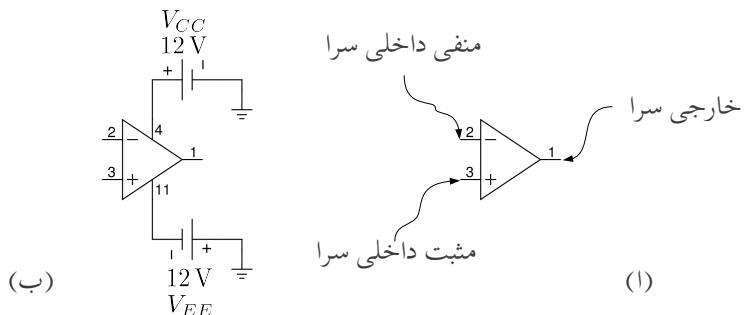
transistor^۱

silicon chip^۲

integrated chip (IC)^۳

^۴ پائیروجن اور اکسیجن کے ملاب سے پائی H₂O بنتا ہے۔ اسی طرح سلیکان اور اکسیجن کے ملاب سے SiO₂ یعنی ریت یا منی بنتی ہے

operational amplifier (OPAMP)^۵



شکل 1.1: حسابی ایمپلیفائر کی علامت

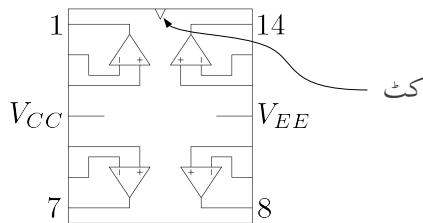
1.1 حسابی ایمپلیفائر کرنے سرے یا پنیرے

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 پنیا⁶ اس کا خارجی سرا ہے جبکہ دو اور تین نمبر پنیے 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 اُسی وقت کام کر سکتا ہے جب ان طاقت کے پنیوں پر درکار برقی طاقت مہیا کی جائے۔ شکل 1.1 ب میں چار نمبر سرا ثابت برقی طاقت کا سرا ہے لہذا اس پر ثابت برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے جبکہ گیارہ نمبر سرا منفی طاقت کا سرا ہے لہذا اس پر منفی برقی دباؤ کو مہیا کی گئی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر ان مہیا کردہ برقی دباؤ سے برقی طاقت حاصل کرتا ہے۔ روایتی طور پر ثابت برقی دباؤ، مہیا کی منبع⁷ یا طاقت کی منبع⁸ پکارا جاتا ہے۔ یوں شکل میں $V_{CC} = 12\text{V}$ اور $V_{EE} = -12\text{V}$ ہیں۔ حسابی ایمپلیفائر کو عموماً شکل 1.1 الف کی علامت سے ظاہر کرتے ہوئے طاقت پنیوں کو نہیں دکھایا جاتا۔

ثابت برقی دباؤ اور منفی برقی دباؤ عموماً منبع برقی دباؤ سے مہیا کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں اس آله 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 پنیوں کو نمبر کرنے کا طریقہ جلد بنالیا جائے گا⁷ voltage source⁸ power supply



شکل 1.2: حسابی ایمپلیفائر کی ڈیبا

پنیا پر جبکہ تمام V_{EE} کو آپس میں جوڑ کر گیارہ نمبر پنیا پر پہنچایا گیا ہے۔ ڈیبا پر باریک کٹ لگایا جاتا ہے۔ اس کٹ سے گھڑی کی الٹ سمت گھونتے ہوئے پنیوں کو نمبر کیا جاتا ہے۔ شکل 1.1 میں حسابی ایمپلیفائر کے پنیوں پر لکھے گئے نمبر ڈیبا کے پنیوں 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 تفرق برق اشارہ v_d ⁹ 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

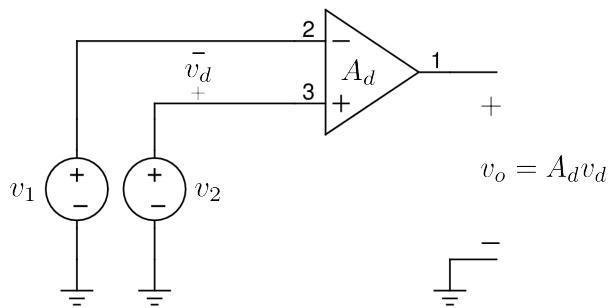
$$(1.1) \quad v_o = A_d \times v_d$$

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 تفرق برق دباو کی افرائش¹⁰ یا برق دباو کی تفرق افرائش کہتے ہیں۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کو تفرق ایمپلیفائر¹¹ بھی کہتے ہیں۔ مساوات 1.1 میں اگر داخلی اشارہ کو ڈگنا کر دیا جائے تو خارجی اشارہ بھی ڈگنا ہو جائے گا۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کی کارکردگی خطی¹² نوعیت کی ہے۔

differential voltage signal⁹
differential voltage gain¹⁰
difference amplifier¹¹
linear relation¹²



شكل 1.3: حسابی ایمپلیفیائر کی کارکردگی

یہاں اس بات کا ذکر کرنا ضروری ہے کہ حسابی ایمپلیفیائر 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 ولٹ کم ہوتا ہے۔ اسی طرح v_o کی کم سے کم ممکنہ حد V_{EE} سے، 1 تا 3 ولٹ زیادہ ہوتا ہے۔ یعنی

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

اس مساوات میں Δ_+ اور Δ_- ایک سے تین ولٹ کو ظاہر کرتے ہیں۔ اس کتاب میں جب تک کہا نہ جائے ہم Δ_+ اور Δ_- کی قیمت صرف 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 ایمپلیفیائر کو مہیا تفوق 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 ایمپلیفیائر 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 ایمپلیفیائر کی کارکردگی غیر خطی ہو گی اور اس کو حسابی ایمپلیفیائر کا لبریز¹³ ہونا کہتے ہیں۔

saturation¹³

مثال 1.1: ایک حسابی ایمپلیفائر جس کی تفرقی افزائش برق دباؤ A_d کی قیمت $\frac{V}{V} = 100000$ ہے کو اس کے داخلي سروں پر مندرجہ ذيل برقی دباؤ مہیا کئے جاتے ہیں۔

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

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

$$v_2 = 2.00005 V \text{ اور } v_1 = 2.00003 V .3$$

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

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

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

1.2. مساوات v_0 کی صورت میں حسابی ایمپلیفائر کی دریافت کریں۔

حل: جب تک v_0 مساوات 1.3 میں دیے چدود کے اندر رہے، حسابی ایمپلیفائر داخلي برقی دباؤ کو ایک لاکھ مرتبہ بڑھا کر خارج کرے گا۔ یوں

$$\begin{aligned} v_0 &= A_d \times v_d \\ &= A_d \times (v_2 - v_1) \\ &= 100000 \times (10 \times 10^{-6} - 0) \\ &= 1 V \end{aligned} .1$$

$$\begin{aligned} v_0 &= A_d \times v_d \\ &= A_d \times (v_2 - v_1) \\ &= 100000 \times (0 - 10 \times 10^{-6}) \\ &= -1 V \end{aligned} .2$$

$$\begin{aligned} v_0 &= A_d \times v_d \\ &= A_d \times (v_2 - v_1) \\ &= 100000 \times (2.00005 - 2.00003) \\ &\approx 2 V \end{aligned} .3$$

$$\begin{aligned}
 v_0 &= A_d \times v_d \\
 &= A_d \times (v_2 - v_1) \\
 &= 100000 \times (2.0005 - 2.0003) \\
 &= 20 \text{ V}
 \end{aligned} \tag{4}$$

حدود سے تجاوز کر گئی جو کہ ناممکن صورت حال ہے۔ لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ اس صورت میں حسابی ایمپلیفائز کی کوشش ہو گی کہ v_0 کی قیمت میں ولٹ ہو لیکن حسابی ایمپلیفائز 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 یادو ولٹ کم ہوتی ہے۔ حسابی ایمپلیفائز بنانے والے یہ معلومات فراہم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 v_0 &= A_d \times v_d \\
 &= A_d \times (v_2 - v_1) \\
 &= 100000 \times (2.03 - 2.05) \\
 &= -2000 \text{ V}
 \end{aligned} \tag{5}$$

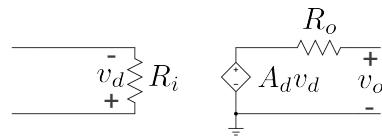
جو کہ ناممکن صورت حال ہے۔ اس صورت میں v_0 کی قیمت V_{EE} سے قدر زیادہ قیمت اختیار کرے گی۔ $\Delta_+ = \Delta_- = 0$ لیتے ہوئے اس صورت $v_0 = -12 \text{ V}$ ہو گی۔

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

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

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

common mode voltage¹⁴
differential mode voltage¹⁵



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

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

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ چند ماٹکرو وولٹ¹⁶ 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 70mV 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 مشتبہ داخلی سرے¹⁷ پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی برقی دباؤ کی علامت تبدیل نہیں ہوتی۔ یعنی اگر مشتبہ برقی دباؤ مہیا کی جائے تو مشتبہ برقی دباؤ ہی خارج کی جاتی ہے۔ اس کے بر عکس اگر برقی دباؤ کو حسابی ایمپلیفائر کے منفی داخلی سرے¹⁸ پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی برقی دباؤ کی علامت تبدیل ہو جاتی ہے۔ یعنی اگر مشتبہ 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 دکھایا¹⁹ گیا ہے۔ جیسا کہ شکل سے واضح ہے داخلی جانب سے حسابی ایمپلیفائر

¹⁶ μV
¹⁷ non-inverting input
¹⁸ inverting input
¹⁹ اس شکل میں تفرقی برقی دباؤ کا مشتبہ سرا نجلي جانب ہے۔

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 ایمپلیفائز کے صنعت کارروں کی کوشش ہوتی ہے کہ حسابی ایمپلیفائز 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 تفوق افزائش برق دباؤ A_d کی قیمت زیادہ سے زیادہ ہو۔ جدول 1.1 میں آپ کے اندازے کی خاطر ایک عام دستیاب حسابی ایمپلیفائز²¹ 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 ایمپلیفائز کے ریاضی نمونے کی مقررہ مقداریں

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

ہیں۔

1.3.1 داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ ریٹا ہے

حسابی ایمپلیفائز کو عام طور خطي 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 گئے حدود کے اندر رہے۔ $V_{EE} = 12\text{V}$ اور $V_{CC} = -12\text{V}$ لیتے ہوئے v_o کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت تقریباً 12V اور کم سے کم ممکنہ قیمت تقریباً -12V 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 ایمپلیفائز 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 ایمپلیفائز خطی خطے میں رہتا ہے۔ $120\mu\text{V}$ اتنی کم برقی دباؤ ہے کہ اسے نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے حسابی ایمپلیفائز پر مبنی ادوار کو حل کرنا نہیں آسان ہو جاتا ہے۔ یوں اس مساوات کو اس طرح

²⁰ depended voltage source²¹ عام دستیاب ایمپلیفائز کی قیمت بازار میں فروخت ہونے والی تندور کی دو روپیوں کے لگ بھگ ہے
²² model

کھا جا سکتا ہے

$$(1.5) \quad |v_2 - v_1| \approx 0 \\ v_2 \approx v_1$$

یہ نہایت اہم مساوات ہے جسے بار بار استعمال کیا جائے گا۔ اس مساوات کے تحت جب تک حسابی ایمپلیفائز 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 $v_2 \approx v_1 \approx v_0 \approx 0$ ہے جبکہ تیسرا صورت میں $v_2 \approx 2V$ ہے۔ ان میں حسابی ایمپلیفائز کی خطی احاطے میں کام کر رہا ہے۔ چونچھی اور پانچھیں صورتوں میں یہ غیر خطی احاطے میں کام کر رہا ہے۔ پانچھیں صورت میں یہ بات زیادہ واضح سامنے آتی ہے کہ v_2 اور v_1 برابر نہیں۔ یہاں ان میں 20mV کا فرق ہے جسے نظر انداز نہیں کیا جاسکتا۔

1.3.2 داخلي سروں پر برقی رو صفر ہوتی ہے

آپ نے دیکھا کہ حسابی ایمپلیفائز کو خطی احاطے میں استعمال کرتے ہوئے $|v_d| < 120\mu V$ 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

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

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

$$(1.7) \quad i \approx 0 A$$

تصور کیا جاتا ہے۔

1.3.3 داخلي مزاحمت کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے

جیسا کہ جدول میں ذکر ہوا حسابی ایمپلیفائز کے داخلی مزاحمت R_i کی قیمت نہایت بڑی ہوتی ہے۔ اتنی مزاحمت کو یقیناً لامحدود 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 لامحدود تصور کیا جاتا ہے

جدول 1.1 میں تفرقی افزائش بر قی دباؤ کی مثال $A_d = \frac{100000}{V}$ دی گئی ہے جسے لامحدود تصور کیا جاسکتا ہے یعنی

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

اس مساوات کو دیکھتے یہ خیال آتا ہے کہ لامحدود افزائش کی صورت میں اسے استعمال کیے کیا جائے گا۔ درحقیقت حسابی ایمپلیفائر 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 اوبم تصور کیا جا سکتا ہے

آپ دیکھیں گے کہ عام استعمال میں حسابی ایمپلیفائر کے خارجی جانب جڑے بیرونی مزاحموں کی قیمتیں کلو اونہم $k\Omega$ کے حدود میں ہو گی جو کہ R_0 کی قیمت سے کئی گناہ زیادہ ہے۔ یوں حسابی ایمپلیفائر پر منی ادوار حل کرتے وقت اگر R_0 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

$$(1.10) \quad R_0 \approx 0 \Omega$$

1.4 کامل حسابی ایمپلیفائر

خطی خطے میں استعمال ہوتے ہوئے حسابی ایمپلیفائر 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 کیجا کر کے پیش کرتے ہیں۔

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

feedback signal²³



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

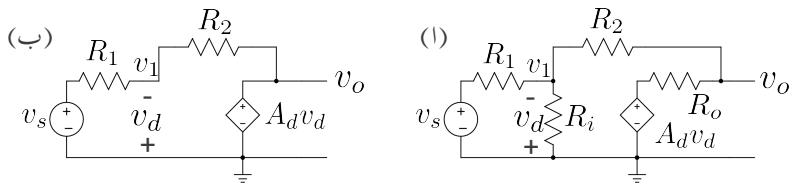
ایسا کرتے وقت \approx اور \rightarrow کے علامات کی جگہ = کی علامت استعمال کی گئی ہے۔ ان مساوات کے پہلے جزو میں خطی خطہ لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی جاتی ہے کہ داخلی سرے صرف اس صورت برابر بر قی دباؤ پر رہتے ہیں جب تک ایمپلیفائر خطي خطي میں رہے۔ اس بات کی وضاحت مثال 1.5 میں ہو گی۔ ان مساوات کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم شکل 1.4 کو دوبارہ بناتے ہیں۔ ایسا کرنے سے شکل 1.5 حاصل ہوتا ہے جو کہ کامل حسابی ایمپلیفائر²⁴ کا مساوی دور یا ریاضی نمونہ²⁵ ہے۔ اس شکل سے واضح ہے کہ داخلی سروں پر بر قی رو سفر ایکسپریس ہے، داخلی مزاحمت لامحدود جبکہ خارجی مزاحمت صفر اور ہم ہے۔

مثال 1.2:

- جدول 1.1 میں دیے مقدار اور حسابی ایمپلیفائر کا غیر کامل مساوی دور (ریاضی نمونہ) استعمال کرتے ہوئے $v_s = 1\text{V}$ پر شکل 1.7 میں v_o کی قیمت حاصل کریں۔ $R_1 = 1\text{k}\Omega$ اور $A_d = 10\text{k}\Omega$ ہیں۔
- حسابی ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر کا غیر کامل مساوی دور جبکہ شکل الف میں اس کا کامل مساوی دور استعمال کرتے ہوئے شکل 1.7 کو بنایا گیا ہے۔

ideal²⁴
model²⁵



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

• شکل-الف میں کرچاف کے قانون برائے برقی رواستعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{v_1 - v_s}{R_1} + \frac{v_1}{R_i} + \frac{v_1 - v_o}{R_2} &= 0 \\ \frac{v_o - v_1}{R_2} + \frac{v_o - A_d v_d}{R_o} &= 0\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}\frac{-v_d - 1}{1000} + \frac{-v_d}{10 \times 10^{12}} + \frac{-v_d - v_o}{10000} &= 0 \\ \frac{v_o + v_d}{10000} + \frac{v_o - 100000v_d}{100} &= 0\end{aligned}$$

کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned}v_d &= \frac{1 + 0.1v_o}{1.1} \\ v_o &= \frac{100000001}{101} v_d\end{aligned}$$

اور یوں

$$v_o = -10.00111 V$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

اور یوں یوں ہے $v_o = A_d v_d$

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

یعنی

$$v_o = \frac{-100000 v_s}{1 + \frac{1000}{10000} (1 + 100000)} = -9.9989 \text{ V}$$

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

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

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

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

اس مثال میں حسابی ایمپلیفائز کے ساتھ بیرونی جوڑے گئے مزاحمت R_1 اور R_2 کی قیمتیں حسابی ایمپلیفائز کے اندر وہی مزاحمت R_i سے بہت کم اور اندر وہی 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 ایمپلیفائز 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 کیساں 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 بیہاء 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 ایمپلیفائز کے استعمال میں بیرونی مزاحموں کی قیمتیں تعین کرتے وقت اس بات کو یقینی بنایا جاتا ہے کہ یہ مساوات 1.13 پر پورا اتر ہے۔ آئیں اب ایسے ادوار دیکھیں جو مساوات 1.13 پر پورا اترتے ہوں۔

مثال 1.3: شکل 1.7 میں حسابی ایمپلیفائز 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 کرچاف

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 ہو گی۔

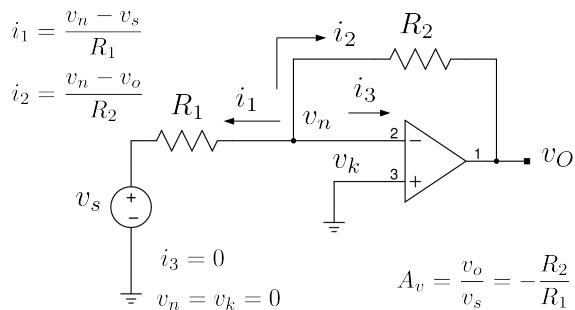
$$i_s = \frac{v_s - v_1}{R_1} = \frac{v_s}{R_1} - \frac{v_s}{R_1^2} \left(\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1 + A_d}{R_2}} \right)$$

جس سے داخلی مزاحمت کی مساوات یوں حاصل ہوتی ہے۔

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

1.5 حسابی ایمپلیفائر کے ادوار

حسابی ایمپلیفائر کو استعمال کرتے خارجی اشارة کا کچھ حصہ لے کر اسے دوبارہ داخلی اشارة 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 ہو گی۔



شکل 1.7: منفی ایمپلیفائر

1.5.1 منفی ایمپلیفائر

شکل 1.7 میں دکھائے دور کو مثال بناتے ہوئے ہم حسابی ایمپلیفائر پر مبنی ادوار حل کرنا سمجھتے ہیں۔ شکل میں حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سروں پر برقی دباؤ کو v_n اور v_k اور v_o جبکہ خارجی سرے پر برقی دباؤ کو v_o کہا گیا ہے۔ اس کتاب میں بھی علامتیں استعمال کی جائیں گی۔ اس دور کو منفی ایمپلیفائر²⁷ کہتے ہیں۔

ایسے ادوار حل کرنے کی خاطر ہم حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سروں پر کوچاف کرے 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۔ کوچاف کا قانون 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۔ پچھلہ ہم نے جوڑ پر تمام برقی رو کو باہر کی جانب نکلتے قصور کیا ہے لہذا اس صورت میں ان کا مجموعہ صفر ہو گا یعنی

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

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

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

feedback signal²⁶
inverting amplifier²⁷
Kirchoff's laws²⁸
node²⁹
Kirchoff's current law³⁰

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

$$(1.17) \quad i_1 = \frac{v_n - v_s}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{v_n - v_o}{R_2}$$

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

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

جوڑ v_n پر کرچاف کا قانون برقرار راستعمال کرتے ہم نے مساوات 1.18 حاصل کی۔ اگر جوڑ v_k پر بھی برقرار کان مثلاً مزاجمتیں یا برقرار اشارات جڑے ہوتے، تب اس جوڑ کو بھی بالکل جوڑ v_n کی طرح حل کرتے۔ موجودہ مثال میں ایسا نہیں۔ جوڑ v_k برق زمین³¹ کے ساتھ جڑا ہے اور یوں ہم اس جوڑ کے لئے لکھ سکتے ہیں

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

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

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

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

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

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 برق 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 ایمپلیفائز میں $R_1 = 1\text{k}\Omega$ اور $R_2 = 10\text{k}\Omega$ تصور کریں۔ اس منفی ایمپلیفائز کو پاری مندرجہ ذیل بر قی اشارات بطور v_s مہیا کیا جاتا ہے۔ ان تمام کے لئے حسابی دور کا خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ حل کرتے وقت $V_{EE} = -15\text{V}$ اور $V_{CC} = 15\text{V}$ 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 ہدود کے اندر رہتا ہے، اس وقت تک مساوات 1.21 منفی ایمپلیفائز کی خارجی اشارہ v_o حاصل کرنے کے لئے استعمال ہو گا یعنی

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

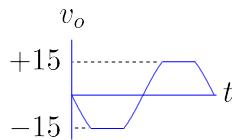
$$v_o = -10 \times 0.2 = -2\text{ V} \quad .1$$

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

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

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

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

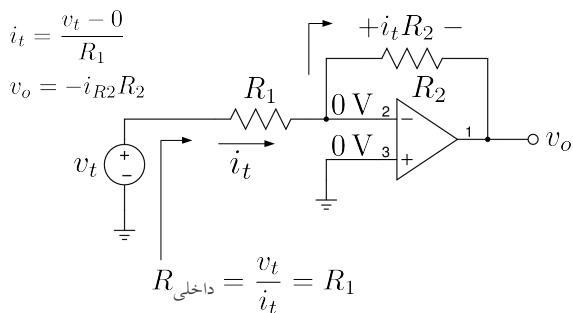


شکل 1.8: حسابی اینپلیفائر کے لبیرز ہونے سے خارجی اشارہ تراشا جاتا ہے

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 اینپلیفائر کے خطی حدود سے تجاوز کرتی ہے لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ اس جواب کے نیچے غیر خطی خط 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 ہوئے 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 اینپلیفائر V_{EE} 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 ثبت ہونے کی صورت میں v_o کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ v_s کے منفی ہونے کی صورت میں v_o کی قیمت ثبت ہوتی ہے یعنی منفی اینپلیفائر مہیا کردہ داخلی اشارے v_s کی قیمت کو اٹھ کرتا ہے۔ اسی لئے اسے منفی اینپلیفائر³⁴ کہا جاتا ہے۔

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



شکل 1.9: منفی حسابی ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت

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

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

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

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

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 مشتبہ داخلی سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا $v_k = 0\text{ V}$ رہتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب تک ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت $R_{\text{داخلی}}$ 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 مقداروں کی شرح کو داخلی مزاحمت کہا جاتا ہے یعنی

$$R_{\text{داخلی}} = \frac{v_t}{i_t}$$

چونکہ جوڑ v_k بر قی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا $v_k = 0$ ہو گا اور یوں v_n بھی صفر ولٹ پر ہو گا۔ اس طرح R_1 کا دایاں سرا صفر ولٹ پر ہے جبکہ اس کے باعث 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

$$(1.24) \quad R_{\text{داخلی}} = R_1$$

حاصل ہوتا ہے۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، مزاحمت R_1 سے گزرتی بر قی رو i_t جوڑ v_n پر صرف R_2 کے جانب جا سکتی ہے۔ یوں R_2 میں بھی بر قی رو پائی جائے گی جس سے اس مزاحمت کے دو سروں کے درمیان $i_t R_2$ بر قی دباو پیدا ہو گا۔ چونکہ R_2 کا بایاں سرا صفر ولٹ پر ہے لہذا اس کا دایاں سرا یعنی جوڑ v_0 پر $-i_t R_2$ بر قی دباو پیدا جائے گا۔ اس طرح

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

ہو گا جس سے منفی حسابی ایمپلیفائر کی جانی پہچانی مساوات

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

حاصل ہوتی ہے۔

منفی حسابی ایمپلیفائر 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۔ آئین دیکھیں کہ ایسی صورت حال سے کیسے نپٹا جاسکتا ہے۔

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

حل: $v_k = 0$ کی وجہ سے لندہ $v_n = 0$ ہو گا۔ $i_1 = \frac{v_s}{R_1}$ ہے لندہ $i_1 = -i_2 R_2$ یعنی $v_1 = -i_1 R_2$ ہو گا جس سے $i_2 = i_1$ یوں مٹ جائے گی۔

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

اور

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

یعنی $i_4 = i_2 + i_3$ ہوں گے۔

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

ہو گا جو مزاحمت R_4 میں سے گرتے ہوئے اس پر $i_4 R_4$ برقرار رکھنے کا کام 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

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

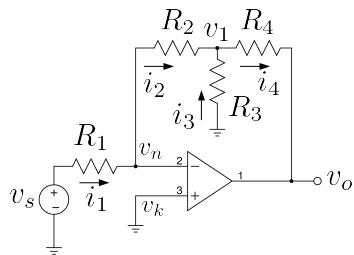
یعنی

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

حاصل ہوتا ہے۔

اس ایمپلینیٹر 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 ایمپلیفائز کا داخلی مزاحمت بڑھایا گیا ہے

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

مثال 1.7: شکل 1.10 میں داخلی مزاحمت $A_v = -100 \frac{V}{V}$ جبکہ $300 \text{ k}\Omega$ 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 قیت مساوات 1.26 سے 3061Ω حاصل ہوتی ہے۔

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

nominal value³⁵
tolerance³⁶

مزاحت R کی قیمت 5% بڑھنے سے $\frac{5}{100}R = 0.05R$ کم ہونے سے $(1 - 0.05)R = 0.95R$ ہو جائے گی۔ اسی طرح R کی قیمت 5% کم ہونے سے $R(1 + \epsilon)$ ہو جائے گی۔ ان دو قیمتوں کو ہم $R(1 + \epsilon)$ اور $R(1 - \epsilon)$ لکھ سکتے ہیں جہاں $\epsilon = 0.05$ کے برابر ہے۔

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

حل: منفی حسابی ایمپلیفائر کی افراکش $A = -\frac{R_2}{R_1}$ کے برابر ہے۔ اس کا حقیقی قیمت اس وقت کم سے کم ہو گا جب R_2 کی حقیقی قیمت 5% کم یعنی $(1 - \epsilon)R_2$ کی حقیقی قیمت 5% زیادہ یعنی $(1 + \epsilon)R_2$ کے برابر ہے۔ اسی طرح افراکش 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

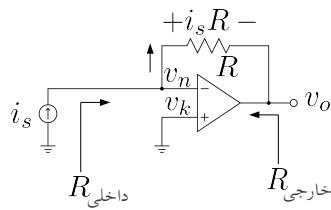
$$A_{\text{کم}} = -\frac{1 - \epsilon}{1 + \epsilon} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) = -\frac{0.95}{1.05} \left(\frac{47000}{1000} \right) = -42.524$$

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

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

مثال 1.9: شکل 1.11 میں دکھائے دور کا داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور مزاحمت نما افراش³⁷ حاصل کریں۔ اس دور کو استعمال کرتے ہوئے برقی رو 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_o ہے لہذا

$$R_{mz} = \frac{v_o}{i_s} = \frac{0}{i_s} = 0 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر کامل حسابی ایمپلیفیٹر 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 اور ہم حاصل ہوتا ہے لہذا

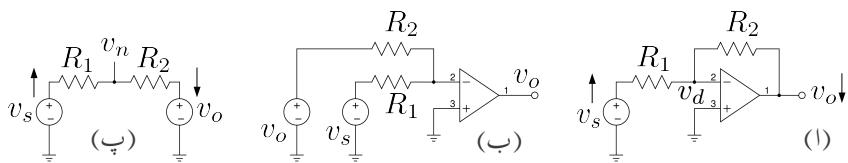
$$R_{o\text{ خارجی}} = 0 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب مزاحمت نما افراش 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 بر قی زمین پر ہے لہذا

$$v_o = -i_s R$$

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



شکل 1.12: واپسی حسابی منفی ایمپلیفیائر

ہو گا۔

حسابی منفی ایمپلیفیائر کو شکل 1.12 الف میں دو بارہ 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 ایمپلیفیائر و اپسی ادوار کی ایک مثال ہے۔

حسابی ایمپلیفیائر کے تفریقی افراکش بر قی دباؤ A_d کی قیمت لامحدود ہونے کے وجہ سے نہیت کم داخلی اشارے پر بھی اس کو غیر خطی خطے میں داخل ہونا چاہیے۔ حقیقت میں ایمپلیفیائر استعمال ہی خطی خطے میں ہوتا ہے اور واپسی اشارے کی شمولیت اس کو ممکن بناتی ہے۔

حسابی منفی ایمپلیفیائر پر دوبارہ غور کریں۔ داخلی اشارہ v_s کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا ہے۔ جیسا شکل میں تیر کے نکانوں سے دکھایا گیا ہے کہ اگر داخلی اشارہ v_s کو ثابت جانب (\uparrow) لے جایا جائے تو خارجی اشارہ v_o منفی جانب (\downarrow) حرکت کرتا ہے۔ اسی طرح اگر داخلی اشارہ v_s کو منفی جانب (\downarrow) لے جایا جائے تو خارجی اشارہ v_o ثابت جانب حرکت کرتا ہے۔ منفی داخلی سرے پر کرجاف کے قانون برائے بر قی رو سے

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

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

feedback circuits³⁸
feedback signals³⁹

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 $v_o = 0$ کو یوں رکھتا ہے کہ $v_d = 0$ یعنی $v_k = v_n$ حاصل ہو۔ چونکہ مخفی حسابی ایمپلیفائر میں $v_k = 0$ ہے لہذا حسابی ایمپلیفائر $v_o = 0$ کو یوں رکھ کر $v_n = 0$ حاصل ہو۔ شکل 1.12 پ میں v_n کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس مساوات پر $v_n = 0$ کی شرط لاؤ کریں۔ ایسا کرنے سے مساوات 1.27 ہی حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 1.10: حسابی مخفی ایمپلیفائر میں $R_2 = 5\text{k}\Omega$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $v_s = 1.5\text{V}$, $v_o = 1\text{V}$ لیتے ہوئے شکل 1.12 پ میں v_n کی قیمت اور v_o پر 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۔ آئیں ہر داخلی-خارجی برقی دباؤ کے جوڑے کو استعمال کرتے ہوئے شکل 1.12 پ میں v_n حاصل کریں۔ کرچاف کے قانون برائے برقی رو سے

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

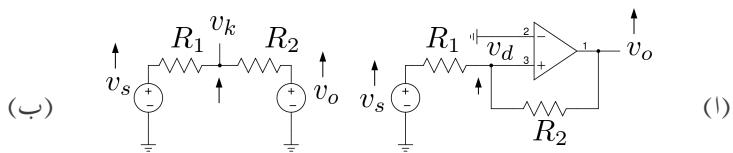
$$v_n = \frac{R_2 v_s + R_1 v_o}{R_1 + R_2}$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں

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

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

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



شکل 1.13: مثبت واپسی دور کی مثال

حاصل ہوتے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ v_o اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب $v_k - v_n$ 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 ایمپلیفیائر کے ثابت داخلی سرے پر مہیا کیا گیا ہے۔ یہاں v_s بڑھنے سے v_d بڑھے گا اور یہاں 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 ثبت یا مکمل منفی جانب غیر خطی خطي میں رہتا ہے مساوئے ان لمحات کے جب یہ منفی سے ثبت یا ثبت سے منفی جانب حرکت کر رہا ہو۔ آئیں شکل 1.13 کو مثال بناتے ہوئے مثبت واپسی ادوار حل کرنا دیکھتے ہیں۔ تصور کریں کہ $v_s = 0$ اور $v_o = 0$ صفر ہیں۔ یہاں 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

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بھی صفر رہے گا۔ جیسا کہ ہم اب دیکھیں گے کہ اس حال میں ثبت واپسی دور نہیت غیر مسلکم حال میں ہے۔ تصور کریں کہ کسی وجہ سے v_s کی قیمت بڑھ کر $v_s = \Delta v$ ہو جاتی ہے۔ حسابی ایکپلینفائر 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 ایکپلینفائر v_d کو A_d گناہ 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 بڑھ میں گا جس سے v_d مزید بڑھے گا۔ آخر کار v_o ثابت شیع 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 ثبت واپسی دور میں

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

ہوتے ہیں۔ اسی وجہ سے ثبت 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۔

ثابت 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 آئے) 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 منقی سے مکمل ثبت جانب حرکت کرے گا۔ اسی طرح v_s کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر خارجی اشارہ مکمل ثبت سے مکمل منقی جانب حرکت کرے گا۔

حل: تصور کریں کہ خارجی اشارہ مکمل منقی جانب ہے یعنی $v_o = -12 V$ جبکہ $v_s = 0$ ہے۔ اس وقت

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

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

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

$$v_s = -1.333 V$$

حاصل ہوتا ہے۔ جوں ہی v_s کی قیمت $-1.333 V$ سے کم ہو جائے، اسی لمحے $v_o = -12 V$ ہو جائے گا۔

اسی طرح اگر $v_o = -12 V$ ہے تو خارجی اشارہ اس وقت ثبت جانب حرکت کرے گا جب

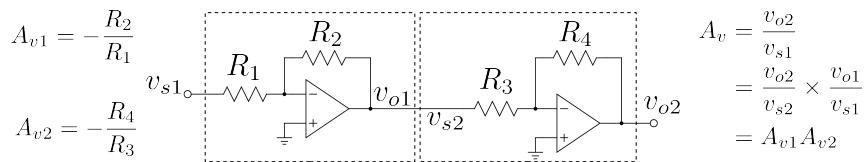
$$0 = \frac{9000 \times v_s + 1000 \times (-12)}{1000 + 9000}$$

$$v_s = 1.333 V$$

ہو۔ $v_s > 1.333 V$

شکل 1.14 میں دو منقی حسابی ایمپلیفائز سلسلہ وار جوڑتے ہوئے زنجیری ایمپلیفائز 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 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۔ پہلی کڑی کے خارجی اشارے کو دوسرے کڑی کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے لہذا $v_{o1} = v_{s2}$ ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں۔

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



شکل 1.14: زنجیری حسابی ایمپلیفائر

اور

$$v_{o2} = A_{v2}v_{s2} \\ = A_{v2}v_{o1}$$

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 کو مندرجہ بالا مساوات سے یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

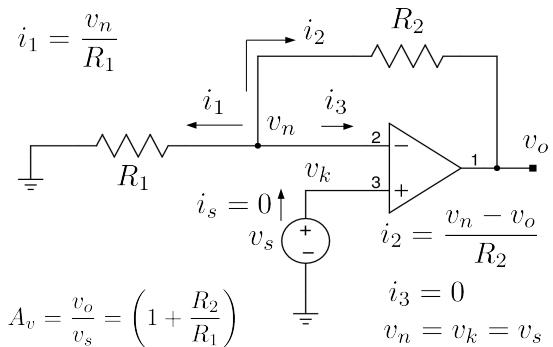
$$(1.30) \quad A_v = \frac{v_{o2}}{v_{s1}} = A_{v1}A_{v2}$$

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 کٹیاں 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۔ آئیں اس دور کو کرچاف کے قوانین کی مدد سے حل کرتے ہیں۔ اس شکل میں جوڑ v_n سے باہر کی جانب تین بر قی رو i_1, i_2 اور i_3 نکلتے دکھائے گئے ہیں۔ i_3 چونکہ حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سرے پر اندر کی جانب جاتی بر قی رو ہے لہذا یہ مساوات 1.11 کے شق

non-inverting amplifier⁴²



شكل 1.15: مثبت ايمپليفائز

نمبر دو کی وجہ سے صفر کے برابر ہے۔ باقی دو برتی روکو اور ہم کے قانون کی مدد سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں

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

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

$$v_k = v_s \tag{1.32}$$

کرچاف کے قانون برائے برتی روکو مساوات 1.31 کے ساتھ مل کر استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

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

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

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

اس مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے۔

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

v_o اور v_s کے کسر کو مثبت ایمپلیفائر کی برقی دباؤ کی افزائش ⁴³ 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

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

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 1.12: شکل 1.15 میں دکھائے ہے ثبت ایمپلیفائر میں $R_1 = 2 \text{k}\Omega$ اور $R_2 = 15 \text{k}\Omega$ تصور کریں۔ اس ثبت 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 $V_{EE} = -15 \text{V}$ اور $V_{CC} = 15 \text{V}$ تصور کریں۔

$$v_s = 1.2 \text{ V}$$

voltage gain⁴³

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

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

حل: مساوات 1.35 سے اس ثبت ایمپلیفائر کی افراکش حاصل کرتے ہیں۔

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

یوں

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

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

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

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

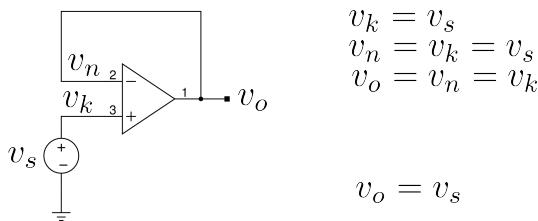
1.5.3 مستحکم کار

ثبت ایمپلیفائر کی افراکش یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

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

اگر ثبت ایمپلیفائر میں R_1 کی قیمت لاحدہ ولی جائے اور R_2 کی قیمت صفر اولم لی جائے تو اس مساوات کے مطابق اس کی افراکش

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



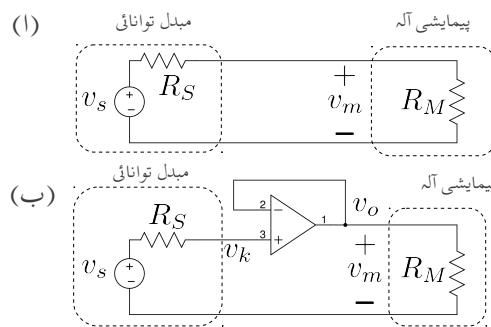
شکل 1.16: مستحکم کار

ہو گی۔ 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 جا سکتا ہے کہ ثابت داخلی سرے پر برتنی دباؤ v_s ہے۔ یوں منقی داخلی سرے پر بھی اتنا ہی برتنی دباؤ ہو گا مگر یہ سرا اور خارجی سر آپس میں جڑے ہیں۔ یوں خارجی سرے پر بھی یہی برتنی دباؤ ہو گا یعنی $v_o = v_s$ ہو گا جس سے افزائش $1 = \frac{v_o}{v_s}$ حاصل ہوتی ہے۔ آئین مستحکم کار کا استعمال جانیں۔

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

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی دور کا تھونن مساوی دور⁴⁹ بنایا جا سکتا ہے جسے ایک عدد منع برتنی دباؤ اور ایک عدد مزاحمت کی شکل دی جاتی ہے۔ مبدل توانائی کا تھونن دور شکل 1.17 الف میں باہمی جانب فقط دارکلیر میں گھیرا دکھایا گیا ہے جہاں v_s اس کی تھونن برتنی دباؤ اور R_S اس کی تھونن مزاحمت ہے۔ پیمائشی آلہ داخلی سروں پر کسی قسم کا برتنی 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 داہم 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 برتنی دباؤ v_m ناپتا ہے۔ شکل۔ الف میں

non-inverting amplifier⁴⁴
buffer⁴⁵
variables⁴⁶
transducer⁴⁷
measuring instrument⁴⁸
Thevenin circuit⁴⁹



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

پیمائشی آله کے داخلی سروں پر

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

پایا جاتا ہے جسے پیمائشی آله پر ہے 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 تو بیکاشی آله

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

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

مبدل توانائی تجھیق دیتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ اس کے تھوڑن مساوی مزاحمت R_S کی قیمت کم سے کم ہو۔ اسی طرح پیمائشی آله تجھیق دیتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ اس کے داخلی مزاحمت R_M کی قیمت زیادہ سے زیادہ ہو۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر $R_S \gg R_M$ ہو تو $v_m \approx v_s$ ہو گا۔

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

اس مسئلے کو مستحکم کار کی مدد سے ہا آسانی حل کیا جا سکتا ہے۔ شکل 1.17 ب میں مبدل تو انائی اور پیاویشی آلہ کے وسط میں مستحکم کار نسب کیا گیا ہے۔ چونکہ حسابی ایچپلیفار کا داخلی مزاحمت لا محدود ہوتا ہے اور اس کی داخلی برقی رو صفر ہوتی ہے لہذا اس دور میں مزاحمت R_S میں اوہم کے قانون کے تحت صفر برقی دباؤ گھٹے گا اور یوں $v_m = v_s$ اور $v_0 = v_s$ ہو گا۔ چونکہ مزاحمت R_M کو یہی برقی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے لہذا $v_0 = v_s = v_k$ ہو گا۔

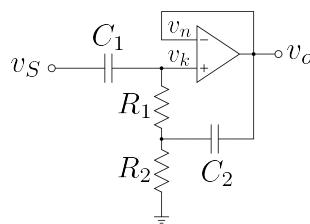
مستحکم کار کا کمال یہ ہے کہ یہ برقی بوجھ R_M کو از خود اٹھا لیتا ہے اور اس کا بوجھ مبدل تو انائی پر نہیں ڈالتا۔ یوں یہ حساس اشارات کو مستحکم کرتا ہے۔

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

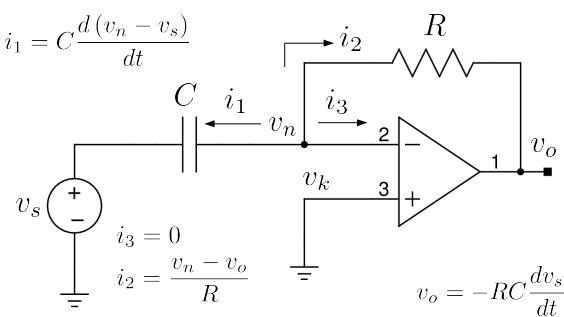
1.5.3.1 بدلنی رو مستحکم کار

عموماً اشارے کے یک سمتی حصے کو روکتے ہوئے اس کے بدلتے حصے کو مستحکم بنانے کی ضرورت ہوتی ہے۔ ایسی صورت میں بدلنا 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 ایچپلیفار کے ثبت داخلی سرے کے داخلی میلان برق رو⁵¹ کے لئے راستہ فراہم کرتے ہیں۔ C_1 داخلی اشارے کے بدلتے جزو کو حسابی ایچپلیفار کے ثبت داخلی سرے تک پہنچنے کا راستہ فراہم کرتے ہوئے یک سمتی جزو کو روکتا ہے۔ C_2 کے عدم موجودگی میں داخلی اشارے کو بدلنا داخلی مزاحمت $R_1 + R_2$ نظر آتا جبکہ مستحکم کار سے موقع کی جاتی ہے کہ اس کا داخلی مزاحمت بہت زیادہ ہو۔ آئین دیکھیں کہ C_2 کی شمولیت سے داخلی مزاحمت کیسے بڑھتی ہے۔ v_S کا بدلنا جزو v_s ثبت داخلی سرے پر پہنچتا ہے۔ یوں $v_n = v_s$ اور $v_n = v_k = v_s$ جس سے v_n اور $v_0 = v_s$ ہو گا۔ 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 ایچپلیفار کا ثبت داخلی سر ازالہ کو کم 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 مقطوع صورت کی نشانی ہے۔ یوں بدلنا مستحکم کار درکار تعدد پر لا محدود داخلی مزاحمت پیش کرتے ہوئے حساس اشارے پر بالکل بوجھ نہیں ڈالتا۔

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



شکل 1.18: بدلتا رو مستحکم کار



شکل 1.19: تفرق کار

کسی بھی ایمپلیفیائر جس کی $A_v \approx 1$ ہو، کے خارجی سرے سے داخلی جانب یوں کپیسٹر نسب کر کے اس کا داخلی مزاحمت بڑھایا جا سکتا ہے۔ شرط صرف یہ ہے کہ درکار تعداد پر کپیسٹر قصر دور کام کرتے ہوئے کمل 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

⁵² differentiator

حل کرتے ہیں۔ جوڑ پر تین بر قی روکے لئے کھ سکتے ہیں۔

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

جبکہ جوڑ v_k کے لئے کھ سکتے ہیں۔

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

کرچاف کے قانون برائے بر قی روکو جوڑ v_n پر یوں لکھا جا سکتا ہے۔

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

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

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

$$\text{لیتے ہوئے } v_n = 0 \quad v_n = v_k$$

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

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

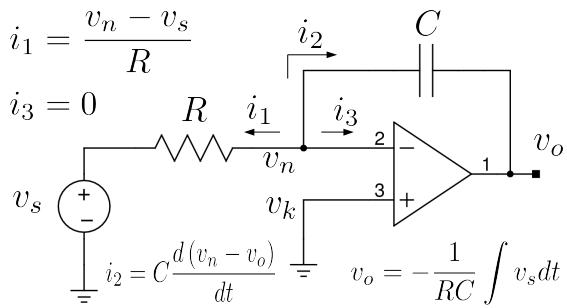
$$(1.42) \quad v_o = -RC \frac{dv_s}{dt}$$

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 تکمل کار

تفرقی دور کو دیکھنے کے بعد خیال آتا ہے کہ کیا حسابی ایچپلیفائر کو استعمال کرتے کسی تفاضل کا تکمل⁵⁴ حاصل کیا جاسکتا ہے۔ جواب ہے جی ہاں۔ تکمل کار⁵⁵ کو شکل 1.20 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کے لئے ہم کھ سکتے ہیں

differentiator⁵³
integral⁵⁴
integrator⁵⁵



شكل 1.20: تکمل 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

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

کرچاف کا قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہوئے اور v_n میں v_k کی قیمت (یعنی صفر وولٹ) 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 تکملہ لیتے ہیں

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

لینی

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

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 برابر راست متناسب ہوتا ہے۔ اسی خاصیت کی وجہ سے اس دور کو تکمل کار⁵⁶ کہتے ہیں۔

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

- تکمل کار کا خارجی اشارہ حاصل کریں۔
- کتنی تعداد پر خارجی اشارے کا جیٹے داخلی اشارے کے جیٹے 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 جیٹے 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

• داخلي اشارے کو یوں لکھتے ہوئے

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

ہم دیکھتے ہیں کہ داخلي اشارے سے خارجي اشارہ 90° آگے ہے۔

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

حل:

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

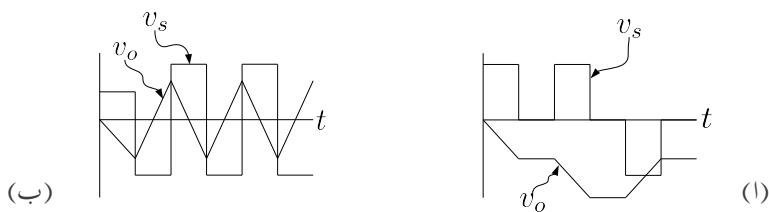
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خارجي اشارہ وقت کے راست تناسب بڑھتا ہے۔ یہ ایک سینڈ میں دس ولٹ بڑھ رہا ہے۔ اگر داخلي اشارہ ثابت کر دیا جائے تو خارجي اشارہ منفی جانب روائی ہو جائے گا۔

شکل 1.21 میں دو مختلف داخلي اشارات پر مکمل کارکارہ عمل دکھایا گیا ہے۔ آپ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ خارجي اشارات آپ کے توقع کے عین مطابق ہیں۔

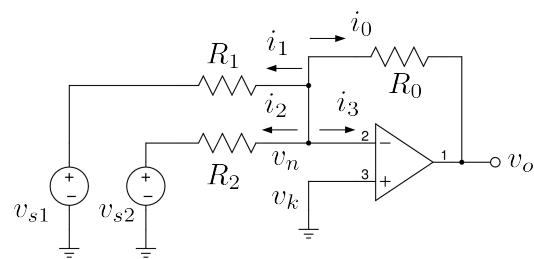
1.5.6 جمع کار

حسابي ایمپلیفائز کو دو یا دو سے زیادہ اشارات کا مجموع حاصل کرنے کے لئے بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔ ایسے ہی جمع کار 58 کو شکل 1.22 میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں دو اشارات v_{s1} اور v_{s2} مہیا کئے گئے ہیں۔ اشارہ

leading⁵⁷
adder⁵⁸



شکل 1.21: نکمل کار کی کارکردگی کے مثال



شکل 1.22: جمع کار

مراحت R_1 کے ذریعہ حسابی ایمپلیفائر کے v_n سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ اسی طرح اشارہ v_{s2} مراحت R_2 کے ذریعہ حسابی ایمپلیفائر کے v_n سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ مزید اشارات کو بھی اسی ترکیب سے جوڑا جاسکتا ہے۔ شکل میں دکھائی گئی برقی روکے 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 کرچاف کے قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

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

لیتے ہوئے $v_n = 0$ $v_n = v_k$

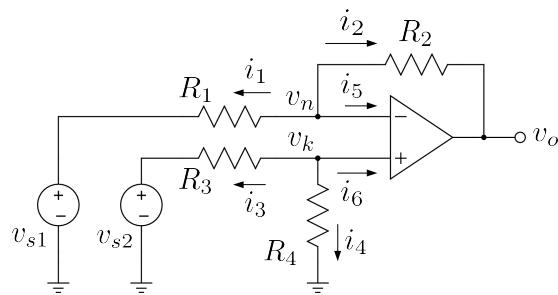
حاصل ہوتا ہے جسے

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

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 مخفی علامت کے علاوہ، v_o دونوں اشارات کا مجموع ہے۔ اسی لئے اس دور کو جمع کار⁵⁹ کہتے ہیں۔



شکل 1.23: منفی کار

1.5.7 منفی کار

حسابی ایکلیفائز 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 کرچاف کے قانون برائے برقی رو میں استعمال کرتے ہوئے، جوڑ v_n کے لئے یوں لکھ سکتے ہیں۔

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

اسی طرح جوڑ v_k پر کرچاف کا قانون برائے برقی رو لاگو کرتے ہوئے اسے یوں حل کر سکتے ہیں۔

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

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

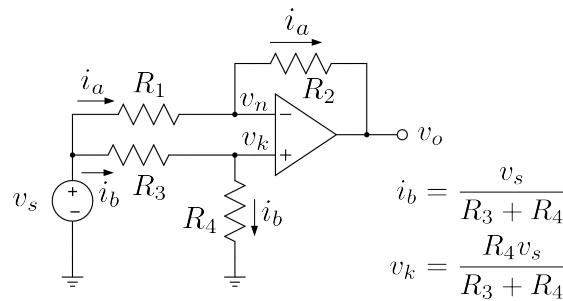
$$\begin{aligned} v_n &= v_k \\ \frac{\frac{v_{s1}}{R_1} + \frac{v_o}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} &= \frac{\frac{v_{s2}}{R_3}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} \end{aligned}$$

یعنی

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

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

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



شکل 1.24: منفی کار کا مشترکہ داخلی مزاحمت

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

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_b اور i_a برقرار رکھنے والے مجموعہ کی شرح کو کہتے ہیں یعنی

$$R_{مشترک} = \frac{v_s}{i_a + i_b}$$

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

$$v_0 = 0$$

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

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

subtractor⁶⁰

حاصل ہوتے ہیں۔ لذا

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{v_s - v_n}{R} = \frac{v_s}{2R} \\ i_b &= \frac{v_s - v_k}{R} = \frac{v_s}{2R} \\ i_a + i_b &= \frac{v_s}{R} \end{aligned}$$

اور یوں

$$R_{\text{داخلی}} = R$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس جواب کو یوں بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ حسابی ایمپلیفائز 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 جا سکتا ہے۔ اس طرح سلسلہ وار جڑے R_1 اور R_2 کو سلسلہ وار جڑے R_3 اور R_4 کے متوازی تصور کیا جا سکتا ہے لہذا

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

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 ایمپلیفائز 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

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{v_s - v_0}{R_1 + R_2} \\ &= v_s \left[\frac{1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_1(R_3 + R_4)} + \frac{R_2}{R_1(R_1 + R_2)} \right] \\ &= \frac{R_3 v_s}{R_1(R_3 + R_4)} \\ i_b &= \frac{v_s}{R_3 + R_4} \end{aligned}$$

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 جا سکتا ہے۔ حسابی ایکلیفائز کے ثبت داخلی سرے کو کھلے سرے تصور کیا جا سکتا ہے۔ اس طرح R_3 اور R_4 کو v_s اور برقی زمین کے مابین دو سلسلہ وار جڑے مزاحمت تصور کیا جا سکتا ہے۔ ان دو مزاحتوں میں برقی دباؤ کے تقيیم 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 بھی 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 دارو مدار R_3 اور R_4 پر ہے جبکہ i_a کا دارو مدار 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 مزاجمت برابر ہونے کی صورت میں دونوں داخلی سروں پر مشترکہ داخلی اشارہ v_s مہیا کرنے سے $v_o = 0V$ حاصل ہوتا ہے۔ اس صورت میں منفی کار کی مشترکہ افزائش صفر حاصل ہوتی ہے۔ $6.8k\Omega \pm 5\%$ کے مزاجمت استعمال کرتے ہوئے ایمپلیفائز 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 ہو گی 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 ہو گی جب R_3 پانچ فی صد کم اور R_4 پانچ فی صد زیادہ ہو یعنی جب $R_4 = 7.14k\Omega$ اور $R_3 = 6.46k\Omega$ ہوں۔ اسی طرح $\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}$ کی قیمت کم سے کم تب ہو گی جب $R_1 = 7.14k\Omega$ اور $R_2 = 6.46k\Omega$ ہوں گے۔ ان قیمتوں کے استعمال سے خراب سے خراب تر مشترکہ افزائش

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

حاصل ہوتی ہے۔

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 بتایا گیا R_2 اور R_3 کے قیمت کم سے کم یعنی $(1 - \epsilon) R_3$ اور $(1 - \epsilon) R_2$ 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۔ ثابت داخلی سروں پر v_{j1} تا v_{js} جبکہ منفی داخلی سروں پر v_{m1} تا v_{mn} اشارات مہیا کئے گئے ہیں۔ آئیں اس دور کو حل کریں۔ جوڑ v_n پر کرچاف کے

قانون برائے بر قی 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

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

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

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

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

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

جس میں

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

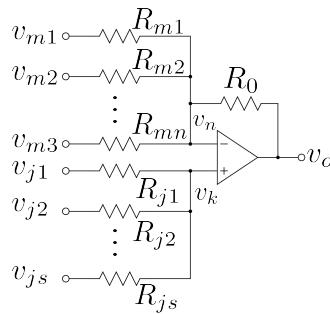
استعمال کرتے ہوئے

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

حاصل ہوتا ہے۔ v_0 کے لئے حل کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے $v_n = v_k$

$$(1.55) \quad v_0 = \left(1 + \frac{R_0}{R_m} \right) \left(\frac{R_j}{R_{j1}} v_{j1} + \frac{R_j}{R_{j2}} v_{j2} \dots \right.$$

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



شکل 1.25: جمع و منفی کار

1.5.9 آلاتی ایمپلیفائر

حسابی ایمپلیفائر پر تبصرہ کرتے ہوئے آلاتی ایمپلیفائر⁶² کا ذکر کرنا لازم ہے۔ آلاتی ایمپلیفائر باریک اور حساس اشارات کے حصول کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ موجودہ دور میں ہر قسم کے طبی متغیرات کو برتنی اشارات میں تبدیل کر کے ان پر کمپیوٹر کی مدد سے غور کیا جاتا ہے۔ آپ برقی قلب نگار⁶³ 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

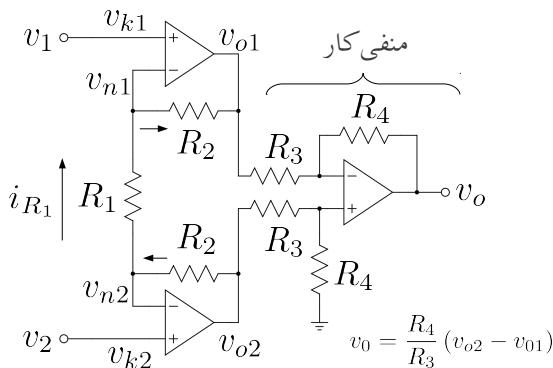
ان حساس اشارات کے حصول کے لئے زیادہ سے زیادہ داخلی برقی رکاوٹ⁶⁵ والے ادوار استعمال کئے جاتے ہیں۔ ایسے جگہوں پر عموماً آلاتی ایمپلیفائر استعمال کیا جاتا ہے جس کا داخلی برقی رکاوٹ لامحدود تصور کیا جاسکتا ہے۔ آلاتی ایمپلیفائر کو شکل 1.26 میں دکھایا گیا ہے۔

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

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

instrumentation amplifier⁶²
ecg⁶³

مکار 21 مارچ 2014 کو میری بیٹی عفت بربختہ نجع انجینئرنگ کے آخری سال کے پڑھائی کے دوران آلاتی ایمپلیفائر سے برقی قلب نگار بنائے ہوئے دل کی دھنکن کیے اشارات حاصل کئے۔
input impedance⁶⁵



شکل 1.26: آلاتی ایمپلیفیائر

ہو گی۔

جوڑ v_{n1} پر کرچاف 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 گزرنے گی جسے شکل میں تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح جوڑ v_{n2} پر کرچاف کے قانون سے ثابت ہوتا ہے کہ اس جوڑ پر نسب R_2 میں بھی i_{R_1} گزرنے گی جسے تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ اس طرح i_{R_1} تین سلسلہ وار جڑی مزاحمت R_2 ، R_1 اور R_2 سے گزرتی ہے۔ ان سلسلہ وار جڑی مزاحموں کے آخری سروں کے مابین برقی دباؤ کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

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

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

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

جو کہ آلاتی ایمپلیفیائر کی درکار مساوات ہے۔

مثال 1.18: ایک آلاتی ایچپلینفائر 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 ایچپلینفائر 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 کہتے ہیں جبکہ دونوں داخلی سروں کے مابین برقی دباؤ کو تفرقہ برقی دباؤ کہتے ہیں۔ یوں

$$v_{\text{مشترک}} = 4 \text{ V}$$

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

ہیں۔ یوں انہیں

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

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

لکھا جاسکتا ہے۔

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

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

ہو گی۔ یوں مزاحمت R_2 کے دوسروں کے مابین برقی دباؤ کی قیمت

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

ہو گی۔ نچلے R_2 میں برقی روکی سمت مزاحمت کے دامیں سرے سے باکیں سرے کی جانب ہے۔ یوں اس کا دایاں سرا مثبت جبکہ بایاں سرا منفی ہو گا۔ چونکہ ان سروں پر برقی دباؤ کو v_{o2} اور v_{n2} کہا گیا ہے لہذا

$$v_{o2} - v_{n2} = 0.6 \sin \omega t$$

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

ہو گا۔ اسی طرح اوپر والے R_2 میں برقی روکی سمت v_{n1} سے v_{o1} کے جانب ہے لہذا

$$v_{n1} - v_{o1} = 0.6 \sin \omega t$$

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

حاصل ہو گا۔ یہاں رک کر نتائج پر غور کریں۔ مشترک اشارہ جوں کا تو ہے جبکہ تفرقہ اشارہ دونوں خارجی سروں پر بڑھ گیا ہے۔ v_{o1} اور v_{o2} کو منفی کار کے حوالے کیا جاتا ہے۔ منفی کار کے مثبت داخلی سرا v_k پر کرچاف کے قانون برائے برقی روکھتے ہوئے

$$\frac{v_k - v_{o2}}{R_3} + \frac{v_k}{R_4} = 0$$

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

حاصل ہوتا ہے۔ v_n اور v_k برابر ہونے کی وجہ سے v_n بھی بھی ہو گا۔ 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 مشترک اشارے کا نام و نشان تک نہیں لہذا مشترک افزائش صفر کے برابر ہے یعنی $A_m = 0$ جبکہ تفرقی افزائش کو مندرجہ بالا مساوات سے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

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

اس طرح مشترکہ اشارہ رد کرنے کی صلاحیت

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

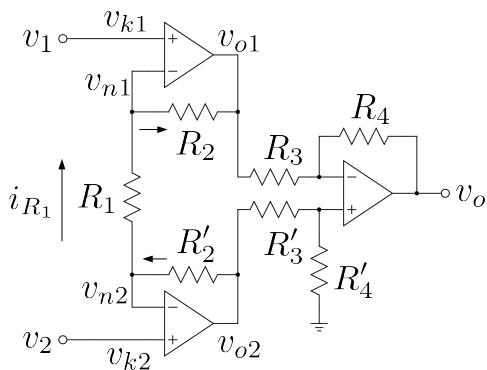
حاصل ہوتا ہے۔

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 مزاجتوں کے قیمتیں جس طرح بھی رکھی جائیں ۰۰۲ اور v_{01} 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_{02} سے v_{01} 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 مزاجت جنہیں R_2 لکھا گیا ہے کے قیمتیں برابر رکھی جاتی ہیں۔ البتہ مزاجت کے قیتوں میں غلطی کی بنابر ان کی قیمت $(1 - \epsilon) R_2$ تا $(1 + \epsilon) R_2$ ممکن ہوتی ہیں۔ مزاجت 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 مزاجت 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 انفرائش A_m اور تفرق انفرائش A_d کے مساوات حاصل کریں۔



شکل 1.27: آلاتی ایمپلیفیٹر کی مثال

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

$$\begin{aligned} R_1 &= 10 \text{ k}\Omega & R_2 &= R'_2 = 100 \text{ k}\Omega \\ R_3 &= R'_3 = 10 \text{ k}\Omega & R_4 &= R'_4 = 10 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

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

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

$$\begin{aligned} R_1 &= 10 \text{ k}\Omega & R_2 &= R'_2 = 10 \text{ k}\Omega \\ R_3 &= R'_3 = 10 \text{ k}\Omega & R_4 &= R'_4 = 100 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حل:

- مشترکہ اشارے کو v_c جبکہ تفرقی 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 ایچپلینفائر 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 ایچپلینفائر کے دوسرے حصے کو مساوات 1.53 بیان کرتا ہے جس میں مزاحتوں 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

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

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

بیل۔

• کمتر CMRR اس وقت حاصل ہو گی جب مشترکہ افزائش بلند تر جبکہ تفرقہ افزائش کمتر ہو یعنی

$$CMRR_{کمتر} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$$

A_c کی بلند تر قیمت اس وقت حاصل ہو گی 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 ہو گی جب

$$R1 = (1 + 0.01) 10000 = 10100$$

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

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

ہول ان سے

$$CMRR_{کمتر} = 1030$$

حاصل ہوتا ہے۔

کرنے سے $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ •

$$CMRR_{کمتر} = 9852$$

ہو جاتا ہے۔

• ان نئے قیتوں سے

$$R'_4 = (1 + 0.01) 100000 = 101000$$

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

$$R_4 = (1 - 0.01) 100000 = 99000$$

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

$$R1 = (1 + 0.01) 10000 = 10100$$

$$R_2 = R'_2 = (1 - 0.01) 10000 = 9900$$

اور

$$CMRR_{کمتر} = 814$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

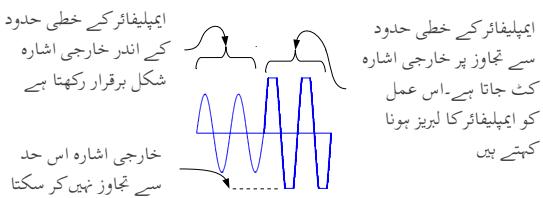
1.6. حسابی ایمپلیفائر کا ناقص پن

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_0 ہر صورت مساوات 1.3 میں دیے گئے حدود کے اندر رہتا ہے۔ v_0 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۔

⁶⁶saturation



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۔ آئینہ 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 سینڈ $\frac{V}{\mu s}$ لکھا جاتا ہے۔

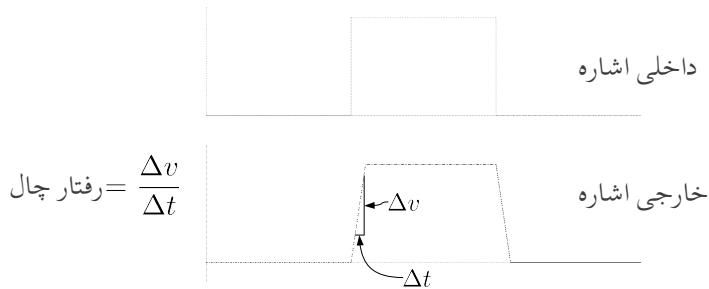
$$(1.61) \quad \text{رفتار چال} = \left| \frac{\Delta v}{\Delta t} \right|$$

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

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

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 کارکردگی⁶⁸ کی شکل میں یوں بیان کیا جاتا ہے

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

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

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

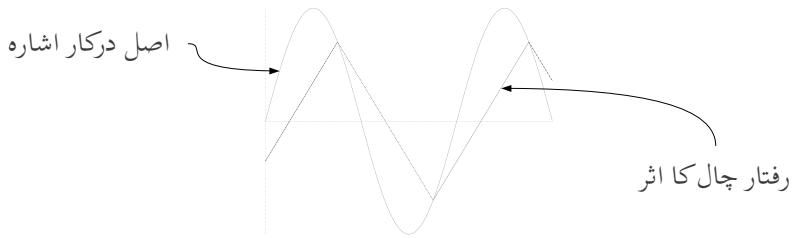
$$(1.64) \quad \omega_{\text{بلند نر}} = \frac{\text{رفتار چال}}{V_0}$$

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 $\frac{V}{\mu s} 100$ ہے کا مستحکم کار بنایا جاتا ہے جسے نہایت کم دورانیے والے 5V چوٹی کے موٹا مستطیلی پتے اشارات⁶⁹ مہیا کئے جاتے ہیں۔

- اشارے کے چوٹی کی کم سے کم وہ دورانیہ t_p دریافت کریں جس پر خارجی اشارہ بھی 5V تک پہنچ پاتا ہے۔

full power band width⁶⁸
pulses⁶⁹



شکل 1.30: رفتار چال کا اثر

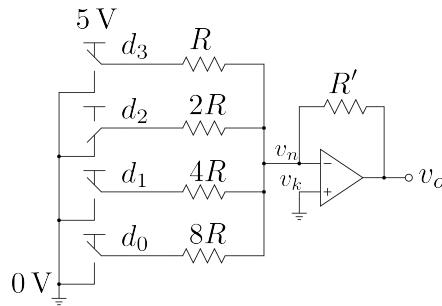
- اگر داخلی اشارہ متواتر تبدیل ہوتے ہوئے حاصل کردہ دورانیہ t_p کے لئے 5V اور اتنے ہی دورانیہ کے لئے 0V پر رہتا ہو تو خارجی اشارے کی شکل کیا ہو گی۔

حل:

- رفتار چال کے مطابق خارجی اشارہ ایک مائیکرو سینکڑ میں سو ولٹ حاصل کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ پانچ ولٹ حاصل کرنے کے لئے یوں 50ns درکار ہیں۔ داخلی اشارے کی چوٹی کم سے کم 50ns کے لئے برقرار رہے گی تو مسٹکام کار کا خارجی اشارہ بھی پانچ ولٹ تک پہنچ جائے گا۔

- اس صورت میں جیسے ہی خارجی اشارہ پانچ ولٹ پر پہنچتا ہے اسی لمحہ داخلی اشارہ صفر ولٹ ہو جاتا ہے اور یوں حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ $\frac{V}{\mu s} 100$ کے رفتار سے اب 5V سے 0V کی جانب روانہ ہوتا ہے۔ یوں خارجی اشارہ تکونی شکل کا ہو گا جو متواتر 50ns لیتے ہوئے 5V تک اور اسی طرح 50ns لیتے ہوئے 0V کے درمیان ارتھاں کرتا رہے گا۔

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



شکل 1.31: چار بٹ کا عددی سے مماثل کار

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

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

ہے۔ یوں

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

وہ پاند ترین تعداد ہے جس کے اشارے کو ایمپلینیٹر بالکل درست خارج کر سکتا ہے۔

1.7 عددی اشارے سے مماثلی 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 0 V یا شبت برقی دباؤ یعنی 5 V کے ساتھ جوڑا جاسکتا ہے۔ شکل میں $d_2 = 0 \text{ V}$ پر جکہ d_0, d_1 اور d_3 کو 5 V پر دکھایا گیا ہے۔ آئیں اس دور کو حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_k &= 0 \\ \frac{v_n - d_3}{R} + \frac{v_n - d_2}{2R} + \frac{v_n - d_1}{4R} + \frac{v_n - d_0}{8R} + \frac{v_n - v_o}{R'} &= 0 \\ v_0 &= -\frac{R'}{8R} (8d_3 + 4d_2 + 2d_1 + d_0) \end{aligned}$$

جسے یوں بہتر طریقے سے لکھا جا سکتا ہے۔

$$(1.65) \quad v_0 = -\frac{R'}{8R} (2^3 d_3 + 2^2 d_2 + 2^1 d_1 + 2^0 d_0)$$

عددی سے مماثل کار عددی ⁷¹ متغیرہ لیتے ہوئے اس کا مماثل ⁷² متغیرہ خارج کرتا ہے۔ عددی متغیرات کو دبڑی نظام اعداد ⁷³ میں لکھا جاتا ہے۔ دبڑی نظام اعداد کے دو ہی ہندسے ہیں یعنی 0 (صفر) اور 1 (ایک)۔ 0 کو 0V اور 1 کو 5V سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ $d_3 d_2 d_1 d_0$ کو $d_3 d_2 d_1 d_0$ لکھتے ہوئے چار بیٹ ⁷⁴ کا دھرا عدد حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل میں دکھائی صورت

$$d_3 d_2 d_1 d_0 = 1011_2$$

کو ظاہر کرتی ہے جو کہ اعشاری نظام گنتی ⁷⁵ میں گیارہ 11_{10} کے برابر ہے۔

اگر تمام داخلی دبڑیے ہندسے صفر کر دیے جائیں تو مساوات 1.65 کے مطابق عددی سے مماثل کار $v_0 = 0V$ خارج کرے گا جبکہ اگر تمام داخلی دبڑیے ہندسے ایک کر دیے جائیں یعنی انہیں 5V سے ظاہر کیا جائے تب دور

$$\begin{aligned} v_0 &= -\frac{R'}{8R} (2^3 \times 5 + 2^2 \times 5 + 2^1 \times 5 + 2^0 \times 5) \\ &= -\frac{R'}{8R} (2^3 + 2^2 + 2^1 + 2^0) \times 5 \\ &= -\frac{R'}{8R} (8 + 4 + 2 + 1) \times 5 \\ &= -\frac{R'}{8R} \times 75 \end{aligned}$$

digital⁷¹
analog⁷²
binary number system⁷³
bit⁷⁴
decimal number system⁷⁵

خارج کرے گا۔

R' اور R کی قیمت سے درکار قیمت تعین کی جاسکتی ہے۔ مثلاً $R' = \frac{8R}{15}$ رکھتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات کے مطابق عددی سے مماثل کار $v_o = -5V$ خارج کرے گا۔ چونکہ $d_0 = d_3$ 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 ممکنی 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۔

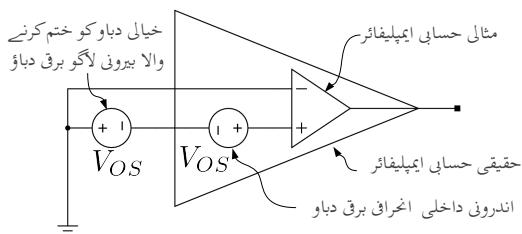
مثال 1.22: $R' = \frac{8R}{15}$ رکھتے ہوئے $d_3d_2d_1d_0$ کی قیمت 1010_2 ہونے کی صورت میں عددی سے مماثل کار کتنی بر قی دباؤ خارج کرے گا۔

حل:

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

1.7.1 یک سمتی اندرونی داخلی انحرافی بر قی دباؤ کا مسئلہ

اگر کامل حسابی ایمپلیفائر کے دونوں داخلی سرے آپس میں جوڑ کر انہیں بر قی 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 ہو گا، یعنی $A_d v_d = 0$



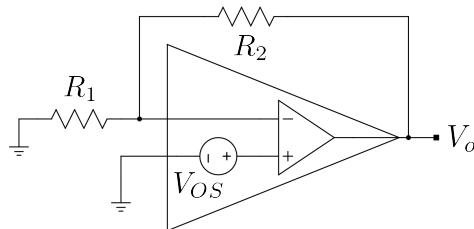
شکل 1.32: داخلی انحرافی برقی دباؤ اور اس کا خاتمه

ہو گا۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا⁷⁶ اور عموماً اس طرح جڑا حسابی ایمپلیفیائر مثبت یا منفی جانب لبریز پایا جاتا ہے۔ حسابی ایمپلیفیائر کے v_0 کو صفر ولٹ پر لانے کی خاطر حسابی ایمپلیفیائر 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 ایمپلیفیائر بناتے وقت پوری کوشش کے باوجود اسے کامل بنانا ناممکن ہوتا ہے اور اس میں کچھ کمی جاتی ہے جس کی وجہ سے اس کا عمل یوں پایا جاتا ہے جیسے اس کے داخلی سروں کے مابین 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 انحرافی برقی دباؤ⁷⁷ کہتے ہیں۔ شکل 1.32 میں اس کی وضاحت کی گئی ہے۔

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

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



شکل 1.33: داخلي انحرافي برقی دباؤ کی پیمائش

ایمپلیفیائر 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

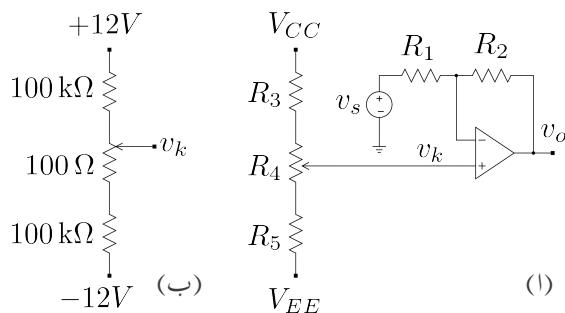
$$(1.67) \quad V_{OS} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o$$

شکل 1.34 الف میں اندروںی داخلي انحرافي برقی دباؤ کے اثر کو ختم کر کے منقی ایمپلیفیائر کا استعمال دکھایا گیا ہے۔ ایسے ادوار میں R_3 اور R_5 کی قیمتیں کئی کلو اوم $k\Omega$ ہوتی ہیں جبکہ متغیر مزاحمت R_4 کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ اس کے درمیانی پیویا سے قابل حصول برقی دباؤ استعمال کردہ حسابی ایمپلیفیائر کے اندروںی داخلي انحرافي برقی دباؤ V_{OS} کے حدود سے تدریز ہو۔ ایسے متغیر مزاحمت پر تیچ نسب ہوتا ہے جسے گھماتے ہوئے حسابی ایمپلیفیائر کے خارجی اشارے V_o کو صفر ولٹ کرتے ہوئے اندروںی داخلي انحرافي برقی دباؤ کے اثر کو ختم کیا جاتا ہے۔

مثال 1.23: اگر شکل 1.34 الف میں

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

ہیں۔ داخلي انحرافي برقی دباؤ کے خاتمے کے لئے درکار مزاحمت R_3 , R_4 اور R_5 منتخب کریں۔



شکل 1.34: داخلی انحرافی برقی دباؤ سے پاک، منفی ایمپلیفیائر

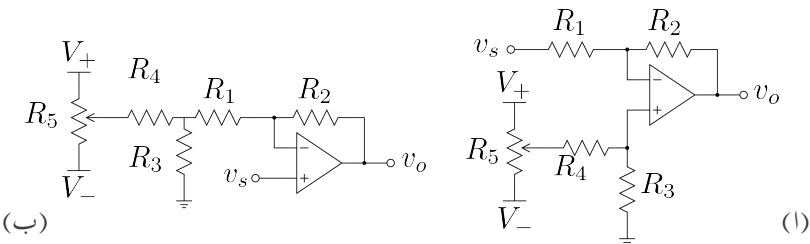
حل: چونکہ داخلی انحرافی برقی دباؤ کی قیمت معلوم ہونے کے باوجود اس کا رخ معلوم نہیں ہوتا لہذا ہمیں ان مزاحمت کو یوں منتخب کرنا ہو گا کہ R_4 تبدیل کرتے ہوئے ہم -2 mV ٹا 2 mV یعنی کلہ 4 mV کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} (+12 - (-12)) \times \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4 + R_5} \right) &= 0.004 \\ 24 \times \left(\frac{R_4}{200000 + R_4} \right) &= 0.004 \\ R_4 &= 33.34 \Omega \end{aligned}$$

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

آئیں دیکھیں کہ ان قیتوں سے v_k میں کن حدود کے ماہین تبدیلی ممکن ہے۔ R_4 کے متغیر سرے کو ایک جانب پورا گھما کر شکل الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت میں کرچاف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} \frac{v_k - V_{CC}}{R_3} + \frac{v_k - V_{EE}}{R_4 + R_5} &= 0 \\ \frac{v_k - 12}{100000} + \frac{v_k + 12}{100 + 100000} &= 0 \\ v_k &= 5.99 \text{ mV} \end{aligned}$$



شکل 1.35: داخلي انحرافي برقى دباؤ سے پاك ايپليفاير

اسی طرح اگر R_4 کو دوسرا جانب پورا گھمايا جائے تب

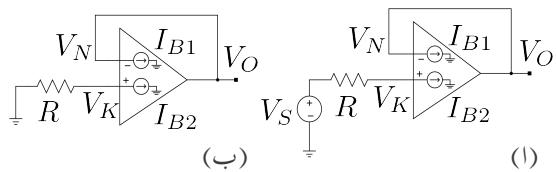
$$\begin{aligned} \frac{v_k - V_{CC}}{R_3 + R_4} + \frac{v_k - V_{EE}}{R_5} &= 0 \\ \frac{v_k - 12}{100000 + 100} + \frac{v_k + 12}{100000} &= 0 \\ v_k &= -5.99 \text{ mV} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ موجودہ مثال میں حسابي ايپليفاير کا داخلي انحرافي برقى دباؤ -2 mV کے مابين کہیں پر بھی ہو سکتا ہے۔ حسابي ايپليفاير کا داخلي اشاره $v_s = 0$ رکھتے ہوئے اس کے خارجي 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 قيمت پر پاک چھوڑ دیا جاتا ہے۔

شکل 1.35 میں داخلي انحرافي برقى دباؤ سے پاك منفی اور ثابت ايپليفاير دکھائے گئے ہیں۔ ان ادوار میں $R_3 = 100 \Omega$, $V_- = -12 \text{ V}$, $V_+ = 12 \text{ V}$, $R_5 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 150 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 100 \text{ }\Omega$ کی صورت میں $\pm 8 \text{ mV}$ کے داخلي انحراف برقى دباؤ کا خاتمه ممکن ہو گا۔

1.7.2 داخلي برقى رو کا مسئلہ

اگرچہ حسابي ايپليفاير کی داخلي برقى رو I_B کی قيمت عموماً قابل نظر انداز ہوتی ہے البتہ کبھی کبھار نہیں حساس یا باریک اشارات کی قيمت 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 رویک سمتی نویعت کی ہوتی ہے۔ حسابی ایکلینیفارٹ کے درست کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ اس کے دونوں داخلی سروں پر یک سمتی برقی روکے لئے راستہ موجود ہو۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ اس I_B کے بارے میں عموماً کیا کیا جاتا ہے۔

$$V_K = -I_{B2}R \quad \text{حالہ ہوتا ہے۔} \quad V_N = V_K$$

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

میلان برقی روکی صورت میں یہ دور $V_O = 0$ غارج کرے۔

input bias current⁷⁸
 constant current source⁷⁹

شکل 1.37 میں معمکن کار کو ذرا تبدیل کرتے ہوئے اس میں مزاحمت R_1 شامل کیا گیا ہے۔ معمکن کار کی کار کر دگی ایسا کرنے سے ہر گز 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 اُوہم 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 برق 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

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

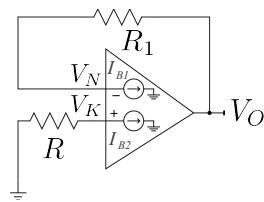
لینے سے $V_O = 0$ حاصل ہوتا ہے یعنی

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

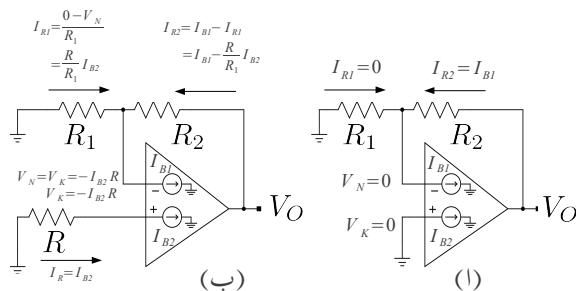
پس ہم نے دیکھا کہ دور میں دونوں دخول پر یک سنتی برقی رو کے لئے برابر مزاحمت نسب کرنے سے داخلی میلان برق رو کا مسئلہ حل ہو جاتا ہے۔

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: داخلي برقى رو کئے مسئله کا حل



شکل 1.38: منفی ایمپلیفائر میں مسئلہ داخلي برقى 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 داخلي برقى دباو کی نشاندہی کریں اور اس سے نپٹنے کا حل دریافت کریں۔

حل: شکل 1.7 میں منفی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں داخلي اشارہ کی قیمت صفر کرنے سے شکل 1.38 الف حاصل ہوتا ہے۔ شکل-الف میں ثابت داخلي سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا $V_K = 0$ ہے اور یوں

$V_N = V_K = 0$ ہو گا۔ $V_N = V_K = 0$ 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 یوں حاصل ہوتا ہے۔

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

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

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

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

$$(1.72) \quad \begin{aligned} I_{R1} + I_{R2} &= I_{B1} \\ \frac{R}{R_1} I_{B2} + I_{R2} &= I_{B1} \\ I_{R2} &= I_{B1} - \frac{R}{R_1} I_{B2} \end{aligned}$$

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

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

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

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

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 ایمپلیفائر کے ثبت 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

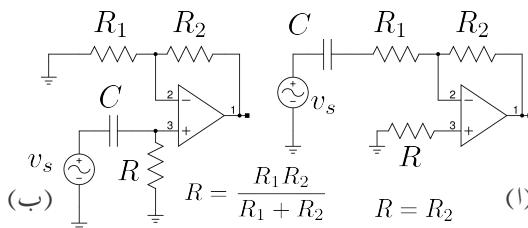
$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

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 $|I_{B1} - I_{B2}| \gg |I_{B1}|$ ہے) ہم دیکھتے ہیں کہ V_O میں خاطر خواہ کی آتی ہے۔

ہم دیکھتے ہیں کہ حسابی ایمپلیفائر کے دونوں داخلی سروں پر یہ 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 یہ سمتی میلان برقی رو کے راستے کی بات کی گئی نہ کہ بدلتے برقی رو کے راستے کی۔ اس بات کیوضاحت شکل 1.39 کی مدد سے کرتے ہیں۔ یاد رہے کہ کپیسٹر میں یہ سمتی برقی رو نہیں گزر سکتا اور یہ بالکل لاحدہ مزاحمت کی طرح کردار ادا کرتا ہے۔ شکل 1.38 اف میں منفی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس کا عمومی طور پر ثبت داخلی سر برقی زمین کے ساتھ جڑا ہوتا ہے۔ منفی داخلی سرے کے یہ سمتی میلان برقی رو کا برقی زمین تک راستہ R_2 ہے اور یوں ثبت 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 ثبت ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ یہاں اشارہ کو کپیسٹر کے ذریعہ ایمپلیفائر کے ساتھ جوڑا گیا ہے جس سے اس داخلی سرے کے میلان برقی رو کو برقی زمین تک راستہ میر نہیں ہو گا اور یوں یہ ایمپلیفائر کام کرنے سے قادر ہے۔ اس کی صحیح کارکردگی کے لئے



شکل 1.39: مسئلہ داخلی برقی رو کے چند مثالیں اور یک سمی میلان برقی زمین تک رسانی کا راستہ۔

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

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

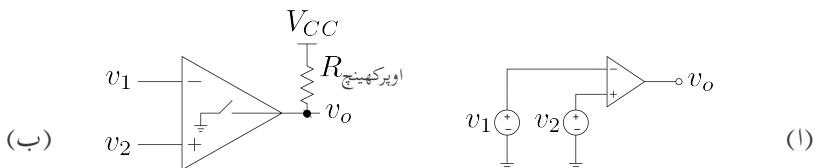
نسب کر کے اس داخلی سرے کے یک سمی میلان برقی رو کو زمین تک راستہ فراہم کیا جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ مسئلہ داخلی میلان برقی رو کو بھی حل کیا جاتا ہے۔ یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ ثابت داخلی سرے اور زمین کے درمیان مزاحمت R نسب کرنے سے اس داخلی سرے کا داخلی مزاحمت کم ہوتا ہے جو کہ عموماً قابل برداشت نہیں ہوتا۔

1.8 موازنہ کار

شکل 1.40 الف کے حسابی ایکپلینافر⁸⁰ میں $v_1 > v_2$ کی صورت میں v_o کی صورت میں $v_o > V_{CC}$ پر ہو گا جبکہ $v_2 < v_1$ کی صورت میں v_o کی صورت میں $v_o < V_{EE}$ پر ہو گا۔ حسابی ایکپلینافر⁸⁰ 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 ایکپلینافر کی ہے۔ حسابی ایکپلینافر⁸⁰ میں یہ 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 مقطوع ہو جاتا ہے جبکہ دوسری صورت میں یہ مقرر برقی دباؤ خارج کرتا ہے جو عموماً 0V یا V_{EE} ہوتا ہے۔

comparator⁸⁰



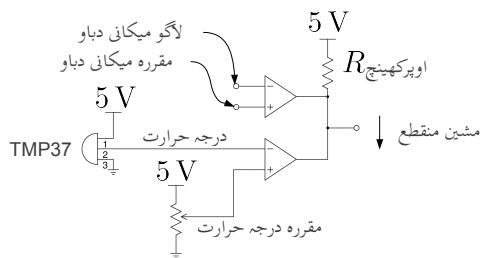
شكل 1.40: موازنہ کار

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

آئین موازنہ کار کے استعمال کی ایک مثال دیکھیں۔

مثال 1.25: اس مثال میں چالو مشین کے درجہ حرارت اور اس میں میکانی دباؤ پر نظر رکھا جاتا ہے۔ اگر ان میں کوئی ایک یادوںوں 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 $v_o = 0\text{V}$ 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۔ TMP37 ایسا مخلوط دور ہے جو درجہ حرارت کے راست تناسب 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 ثبت داخلی سرے پر قابل تبدیل مزاحمت نسب کی گئی ہے۔ قابل تبدیل مزاحمت پر نسب پیچ کو گھماتے ہوئے موازنہ کار کے ثبت 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 0.5V اشارہ یہ پانچ 0.5V خارج کرے گا۔



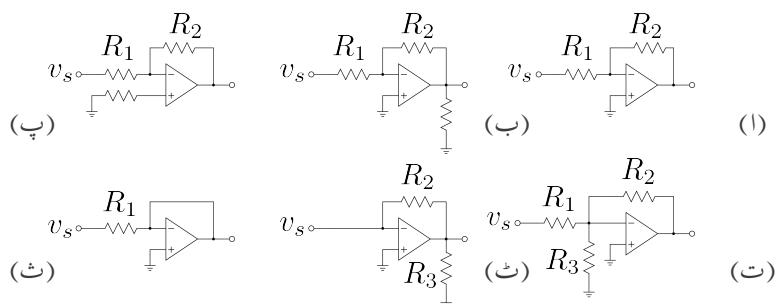
شکل 1.41: موافزہ کار کی مثال

موافزہ 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، موافزہ کار $v_0 = 0\text{V}$ خارج کرتے ہوئے مشین کو منقطع کر دیگا۔

شکل میں دکھائے دوسرے موافزہ کار کو بھی اسی طرح استعمال کیا گیا ہے۔ اس کا ثابت 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، موافزہ کار خارجی اشارے v_0 کو نیچے کھینچ کر بر قی زمین 0V پر لاتے ہوئے مشین کو منقطع کر دیگا۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں موافزہ کار خارجی اشارے کو صرف بر قی زمین پر لانے کی صلاحیت رکھتے ہیں۔

اسی طرح مزید موافزہ کار متوازی جوڑتے ہوئے دیگر متغیرات پر نظر رکھی جا سکتی ہے۔



شكل 1.42: حسابی منفی ایمپلیفائائر کے سوالات

سوالات

سوال 1.1: شکل 1.42 میں

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

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

۱۰

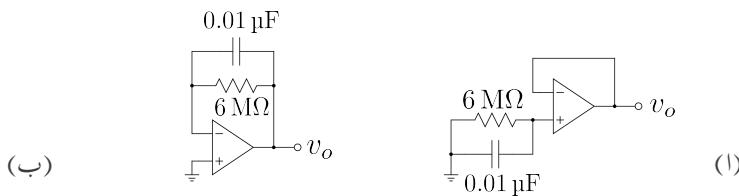
- کامل حسابی ایمپلیکاٹر تصور کرتے ہوئے ان تمام ادوار کے داخلی مزاحمت اور خارجی اشارے حاصل کریں۔
 - غیر کامل حسابی ایمپلیکاٹر تصور کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ غیر کامل حسابی ایمپلیکاٹر کے جزو

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

- ۶ -

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

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



شکل 1.43: حساسی ایمپلیفیائر کے میلان برقی رو کا حصول

• کی صورت میں $A_v = -25 \frac{V}{V}$ اور زیادہ سے زیادہ ممکنہ داخلی مزاحمت کیا ہو گی۔

• کی صورت میں زیادہ سے زیادہ ممکنہ داخلی مزاحمت کیا ہو گی۔

جوابات: $R_1 = 400 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ M}\Omega$, $R_{\text{out}} = 10 \text{ k}\Omega$ اور R_{in} = 400 kΩ،

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

جوابات: $R_1 = R_2 = 200 \text{ k}\Omega$, $R_{\text{out}} = 200 \text{ k}\Omega$ اور R_{in} = 200 kΩ

سوال 1.4: حسابی ایمپلیفیائر کی میلان برقی رو حاصل کرنے کی خاطر شکل 1.43 استعمال کیا جاتا ہے۔ کپیسٹر کے استعمال سے برتنی شور کا خاتمه ہوتا ہے۔

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

• I_{B1} اور I_{B2} سے انحرافی برقی رو حاصل کریں

• ایک حسابی ایمپلیفیائر 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۔ قبل ناپ خارجی اشارہ حاصل کرنے کی خاطر مزاحمت کی وہ تیمت تجویز کریں جس پر $v_o = 1.5 \text{ V}$ کے لگ بھگ حاصل ہو۔

جو بات: 200 nA , داخلي سروں سے باہر جانب، $15 \text{ M}\Omega$

سوال 1.5: عفت برخنہ نے انجینئرنگ کے آخری سال میں آلاتی ایمپلیفیاٹر کو استعمال کرتے ہوئے برقی قلب نگار⁸² بنانے کا منصوبہ بنایا۔ پہلے مرحلے میں انہوں نے شکل 1.26 میں $R_1 = 250 \text{ }\Omega$, $R_2 = 2.5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_4 = 39 \text{ k}\Omega$ رکھ کر دوائیں ہاتھ کی کلامی کو v_1 جبکہ بائیں ہاتھ کی کلامی کو v_2 کے ساتھ جوڑا۔ ایسا کرنے کی خاطر ہم محدودی تار⁸³ استعمال کئے گئے جن کی بیرونی تابع کی چادر کو دور کے بر قی زمین کے ساتھ جوڑا گیا تاکہ تار میں حساس اشارات پر بیرونی ناپسندیدہ بر قی شور کے اثرات کم سے کم کئے جاسکیں۔ دیاں ٹھنڈے بھی بر قی زمین کے ساتھ جوڑا گیا جس سے 50 Hz کا بر قی شور نہیت کم ہو جاتا ہے۔ حساس اشارات میں واپڈا کے 50 Hz کا شور عموماً پایا جاتا ہے جس سے نپٹنا ضروری ہوتا ہے۔

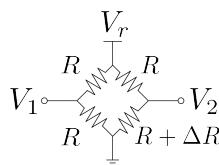
انہوں نے دیکھا کہ v_0 پر دل کی دھڑکن کی چوٹی 0.6 V تھی۔

- اصل اشارہ $v_1 - v_2$ کی قیمت دریافت کریں۔
- دل کا کون سا طرف دھڑکتے وقت ثبت بر قی دباد پر تھا۔

سوال 1.6: بر قی قلب نگار میں بر قی شور کے مسئلہ پر تحقیق کرنے کی خاطر عفت نے سائنس نما داخلي اشادے کے حیطے کو سو گنا بڑھانے کی خاطر شکل 1.7 میں دکھائے مقنی حسابی ایمپلیفیاٹر 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 نہیت 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 ثبت چوٹی 1.2 V جبکہ اس کی مقنی چوٹی 0.8 V پر تھی۔

- $v_s = 0 \text{ V}$ کی صورت میں v_0 کی کیا قیمت متوقع ہے۔
- اگر مسئلہ میلان برق روکی وجہ سے پیدا ہوا ہو تو حسابی ایمپلیفیاٹر کے ثبت داخلي سرے پر کتنی مزاحمت نسب کرنے سے مسئلہ حل ہو گا۔

ecg⁸²
co-axial cable⁸³
oscilloscope⁸⁴



شکل 1.44: ویٹ سٹون چکور

- ثابت داخلی سرے پر درکار مزاجمت نسب کرنے سے $v_s = 0\text{V}$ کی صورت میں $v_0 = 0.19\text{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں میلان برق روکی وجہ سے خارجی اشارے میں 10mV کا فرق پیدا ہو رہا تھا۔ میلان برق روکی قیمت حاصل کریں۔
- توقع کی جاتی ہے کہ بقایا $v_0 = 0.19\text{V}$ داخلی انحراف برق دباو کی وجہ سے ہے۔ استعمال کئے گئے حسابی ایکپلیفائر کی داخلی انحرافی برقی دباو V_{OS} حاصل کریں۔

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

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 لود سیل⁸⁵ استعمال کیا جاتا ہے جو در حقیقت ویٹ سٹون چکور⁸⁶ پر مشتمل ہوتا ہے۔ ویٹ سٹون چکور⁸⁷ کو شکل 1.44 میں دکھایا گیا ہے۔ عام صورت میں اس کے چاروں مزاجمتوں کی قیمت برابر ہوتی ہے۔ وزن پڑنے پر ان میں سے ایک مزاجمت کی مزاجمت تبدیل ہو کر $R + \Delta R$ ہو جاتی ہے۔ ویٹ سٹون چکور سے اشارات V_1 اور V_2 حاصل کرتے ہوئے آلاتی ایکپلیفائر کو مہیا کئے جاتے ہیں جو ان میں نہیت باریک فرق $V_2 - V_1$ کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ ویٹ سٹون چکور کو آلاتی ایکپلیفائر کے ساتھ جوڑ کر خارجی اشارہ v_0 کی مساوات حاصل کریں۔ آلاتی ایکپلیفائر کو صفحہ 54 پر شکل 1.5.9 میں دکھایا گیا ہے۔

جواب: ویٹ سٹون چکور کا

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

load cell⁸⁵
Wheatstone bridge⁸⁶

ویٹ سٹون چکور کا نام چارلس ویٹ سٹون سے منسوب ہے جنہوں نے اس کا استعمال عام بنایا⁸⁷

کے برابر ہے۔ اس کو آلاتی ایمپلیفائر کی اندازش 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: ثبت حسابی ایمپلیفائر میں $v_s = 0.5 \text{ V}$ اور $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 14.7 \text{ k}\Omega$ رکھے گئے۔ مراحتوں کے قیتوں میں $\pm 5\%$ غلطی کے گنجائش کی صورت میں اشارے پر $v_o = 7.85 \text{ V}$

- 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 مراحتوں کے قیمت میں زیادہ سے زیادہ کتنے فی صد غلطی قابل برداشت ہو گی۔

جوابات: خارجی اشارہ $V = 7.15 \text{ V}$ اس وقت حاصل ہو گا جب R_2 کی قیمت 5% زیادہ اور R_1 کی قیمت 5% کم ہو۔ کل غلطی 18.77% ہے۔

سوال 1.9: غیر کامل حسابی ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے منقی حسابی ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر کا مساوی دور استعمال کرتے ہوئے حسابی ایمپلیفائر کی A_d حاصل کریں۔

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

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

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

سوال 1.11: ایک منفی حسابی ایکلیپسیفار جس کی $A_d = 60000 \frac{V}{V}$ 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: -12 mV , $-200 \mu\text{V}$

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

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

- لامددو A_d کے جواب کی نسبت سے A_v میں غلطی کافی حد حاصل کریں۔

- 0.1% $A_d = 10000 \frac{V}{V}$ کی صورت میں $\frac{R_2}{R_1}$ کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر A_v میں غلطی ہو۔

- $A_d = 10000 \frac{V}{V}$ کی صورت میں $R_2 = 9 \text{k}\Omega$ رکھتے ہوئے R_1 کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر A_v بالکل برابر $50 \frac{V}{V}$ ہو۔ اگر ایکلیپسیفار 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: $\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{0.111} \approx 9.009$, $A_v = \frac{-A_d R_2}{1 + R_1 (A_d + 1)}$ آخري جواب سے ظاہر ہے کہ $A_v = -9 \frac{V}{V}$ سے زیادہ افزائش پر فرق 0.1% سے زیادہ ہو گا۔ $R_1 = 179.9819 \Omega$, $1.8 \text{ M}\Omega$

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

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

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

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

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

سوال 1.15: چالو ٹریکٹر پر بیٹھے ڈرائیور سے لی وی پر نشريات کی خاطر سوال و جواب کیا جاتا ہے۔ ٹریکٹر کی شور کو ختم کرنے کی خاطر دو ماںک کا استعمال کیا جاتا ہے۔ ایک ماںک کو ڈرائیور کے منہ سے دوف کے فاصلے پر جبکہ دوسرا کو منہ کے قریب رکھا جاتا ہے۔ دور ماںک صرف ٹریکٹر کا شور سنتے ہوئے v_{s1} اشارہ خارج کرتا ہے جبکہ قریب ماںک 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 ماںک میں نسبتاً زیادہ شور پایا جاتا ہے۔ یوں

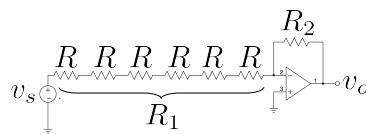
$$v_{s2} = V_t \cos \omega_t t + V_d \cos \omega_d t$$

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

اشارات حاصل ہوتے ہیں۔ حل تجویز کریں۔

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 گھلانے 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 دیاو کے اشارے کا حصول

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

$$\text{جوابات: } R = 8.33 \text{ M}\Omega \text{ اور } R_1 = 6R = 500R_2 = 500 \times 8.33 \text{ M}\Omega = 4.167 \text{ G}\Omega$$

سوال 1.18: منفی حابی ایکپلینیٹر کے داخلی سائنس نما اشارے کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کیا ہو گی جس پر ایکپلینیٹر خطي خطي میں رہتا ہو۔ ثبت ایکپلینیٹر کے لئے بھی جواب حاصل کریں۔

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

سوال 1.19: مستطیلی پتلے اشارات⁸⁸ کے دورانیہ چڑائی⁸⁹ سے مراد اشارے کا 10% سے 90% چوٹی تک پہنچنے کا دورانیہ ہے۔ اسی طرح دورانیہ اترافی⁹⁰ سے مراد اشارے کا چوٹی کے 90% سے 10% تک پہنچنے کا دورانیہ ہے۔

5 V چوٹی اور $1 \mu\text{s}$ دوری عرصے⁹¹ والا چکور اشارہ⁹² ممکن کار کو فراہم کیا جاتا ہے۔ دورانیہ چڑائی اور دارانیہ اترافی کا مجموعہ دوری عرصے کے 5% سے 5% 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 ثبت داخلی سروں سے جڑے v_{j1} تا v_{js} کو قصر دور کرتے ہوئے مزاحمت R_{js} کے داخلی سرے برقی زمین کے ساتھ جوڑتے ہوئے دور

pulses⁸⁸

rise time⁸⁹

fall time⁹⁰

time period⁹¹

square wave⁹²

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 $v_{om} + v_{oj}$ کے برابر ہو گا۔ اس طرح مساوات 1.55 حاصل کریں۔

سوال 1.21: لمدود 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 $9.999 \times 10^{-3} \text{ V}$ ، 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 بتائیں۔

جوابات: $R, 2R, R$ ، 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 تفرقہ اشارہ⁹⁴ کہتے ہیں۔ خارجی مساوات کو

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

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

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

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 لا محدود حاصل ہوتی ہے۔ حقیقی مزاحموں کی قیمت ان کے پکارے گئے قیتوں سے اوپر یونچ ہوتیں 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 $A = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = \frac{A+1+\epsilon^2}{4\epsilon}$ کے برابر ہو گی جہاں A کے برابر ہے اور مزاحت کے قیتوں میں 5% غلطی کے لئے $\epsilon = 0.05$ ہو گا۔

سوال 1.24: منفی کار بناتے وقت $R_2 = R_4 = 21 \text{ k}\Omega$ اور $R_1 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ کی صورت میں اگر مزاحموں کے قیتوں میں $\pm 5\%$ غلطی کی گنجائش ہو تب مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت کی قیمت کیا حاصل ہو گی۔ $\pm 0.1\%$ کی صورت میں جواب کیا ہو گا۔

جوابات: 5500، 110

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

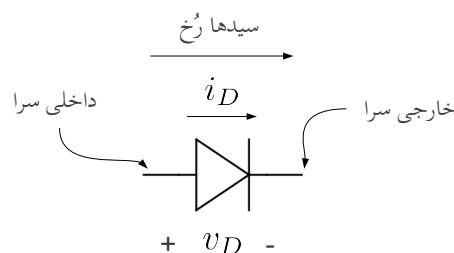
جواب: $|V_p| > 0.2625 \text{ V}$

الباب 2

ڈائیوڈ

البکھر انک پر زہ جات میں ڈائیوڈ¹ کلیدی مقام رکھتا ہے۔ ڈائیوڈ کی علامت شکل 2.1 میں دکھائی گئی ہے۔ ڈائیوڈ کی خاصیت یہ ہے کہ اس کے دو سروں کے مابین، برقی رو صرف ایک رُخ میں گزر سکتی ہے۔ ڈائیوڈ کی علامت میں تیر کا نشان اسی رُخ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس رُخ کو ڈائیوڈ کا سیدھا رُخ کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کے دو اہم اقسام سلیکان ڈائیوڈ اور جرمینیم ڈائیوڈ ہیں۔ سلیکان ڈائیوڈ کے خصوصیات جرمینیم ڈائیوڈ سے بہت بہتر ہیں۔ اسی لئے سلیکان ڈائیوڈ زیادہ مقبول ہیں۔ اس کتاب میں سلیکان ڈائیوڈ پر ہی تبصرہ کیا جائے گا۔ ڈائیوڈ کے دو سروں کے مابین برقی دباؤ v_D اور ڈائیوڈ میں سیدھے

diode¹



شکل 2.1: ڈائیوڈ کی علامت

رخ برتنی رو i_D کو ناپنے کا درست طریقہ اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ ڈائیوڈ 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 برق 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

لبریزی برق رو I_S

ائیکٹران کا برق بار q

بولٹمن k کا مستقل

کیلوں پیمائش حرارت T

حرارتی برق دباؤ V_T

n اخراجی جزو 7 جس کی قیمت ایک تا دو ہوتی ہے۔ مغلوط ادوار میں بنائے گئے ڈائیوڈ کا عموماً $n = 1$ جبکہ انفرادی دوسروں والے ڈائیوڈ 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 ڈائیڈ کی مساوات استعمال کی جائے گی۔

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

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

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

3. تسمیہ ڈگری سیلیسیس یعنی 27°C پر

حل:

1. پانی سو ڈگری سیلیسیس یعنی 100°C پر البتا ہے۔ اس درجہ حرارت جو کہ ڈگری سمنی گریڈ یا ڈگری سیلیسیس $^{\circ}\text{C}$ میں ہے کو کیلوین K حرارتی پیمائش میں تبدیل کرتے ہیں۔ چونکہ $K = ^{\circ}\text{C} + 273$ ہوتا ہے لہذا V_T کی قیمت 373K 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 سیلیسیس یعنی 273K پر منجد 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 23.6mV کے برابر ہے۔

3. تسمیہ ڈگری سیلیسیس 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 25.9mV ہے۔

عام طور ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ جس کا $I_S = 5.1 \text{ fA}$ کے برابر ہو کی برقی دباؤ v_D ان برقی رو i_D پر حاصل کریں۔

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

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

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

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

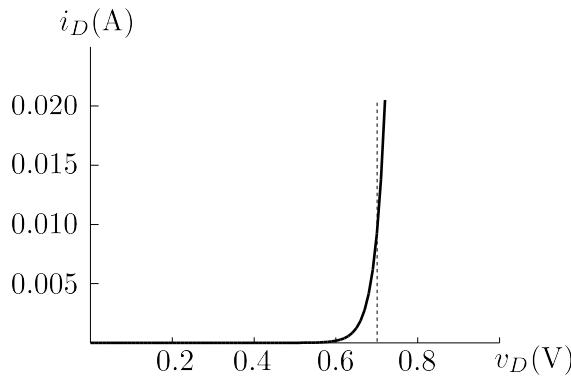
$$v_D = V_T \ln \left(\frac{i_D}{I_S} + 1 \right) = 0.025 \times \ln \left(\frac{1 \times 10^{-3}}{5.1 \times 10^{-15}} + 1 \right) = 0.65 \text{ V} .1$$

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

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

مثال میں دئے ڈائیوڈ سے گزرتے ثابت برقی رو i_D کی قیمت سو گناہ 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 سلیکان ڈائیوڈ جس میں سیدھے رُخ برقی رو کا بہاؤ ہو، کے دوسروں 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 ڈائیوڈ کا خط

یہاں تلاتا چلوں کہ سیدھے مائل جرمینیم ڈائیوڈ⁹ پر 0.2 V پائے جاتے ہیں۔

مساوات 2.3 میں $I_S = 5.1 \times 10^{-15} \text{ A}$ لیتے ہوئے اسے ثبت برقی دباؤ کے لئے شکل 2.2 میں گراف کیا گیا ہے جہاں افقی محور پر v_D کو ولٹ میں اور عمودی محور پر i_D کو ایمپسٹر میں دکھایا گیا ہے۔ اس گراف سے واضح ہے کہ $v_D > 0V$ کے احاطے میں ڈائیوڈ سے گزرتی برقی رو قابل نظر انداز ہے۔ اگرچہ جب $v_D > 0V$ ہو ڈائیوڈ کو سیدھا مائل¹⁰ تصور کیا جاتا ہے، حقیقت میں ڈائیوڈ کو $v_D > 0.5V$ کی صورت میں ہی چالو تصور کیا جاتا ہے۔ یوں $v_D = 0.5V$ کو ڈائیوڈ کی چالو برق دباؤ¹¹ کہتے ہیں۔ چالو ڈائیوڈ کی مساوات میں پونکہ

$$e^{\frac{v_D}{V_T}} >> 1$$

ہوتا ہے لہذا چالو ڈائیوڈ 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 کلیر لگا کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی برقی دباؤ v_D تقریباً 0.7 V ولٹ رہتی ہے۔ ڈائیوڈ پر سیدھے رخ برقی دباؤ کو سیدھے رخ ڈائیوڈ پر برق دباؤ کا گھٹنا تو

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 ڈائیوڈ کا سیدھا گھٹاؤ تقریباً 0.7 V ولٹ تصور کیا جاتا ہے۔

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

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

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

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

حل:

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

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

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

مثال 2.4: I_S کی قیمت درج حرارت بڑھنے سے 15% فی کیلوں 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 $1.15^2 I_S$ یعنی $1.15 \times 1.15I_S$ 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 $I_S = 2 \times 10^{-15} \text{ A}$ ہو تو 30°C پر $I_S = 10^{-15} \text{ A}$ اور 35°C پر $I_S = 4 \times 10^{-15} \text{ A}$ ہو جائے گی۔

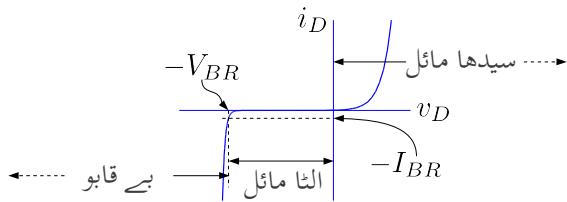
مشتق 2.1 $I_S = 10^{-15} \text{ A}$ پر 25°C کی قیمت حاصل کریں۔

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 ڈائیوڈ میں الٹی رخ کی جانب ہوتا ہے جبکہ اس کا کل مقدار $|I_S|$ رہتا ہے۔ یاد رہے کہ I_S نہایت چھوٹی مقدار ہے جسے عموماً صفر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ حقیقی ڈائیوڈ میں الٹی رخ برقی رو کی قیمت I_S سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے۔ مثلاً جہاں الٹے مائل ڈائیوڈ کے مساوات کے مطابق $I_S = 10^{-15} \text{ A}$ برقی رو گزرننا چاہئے وہاں حقیقت میں الٹی رخ A^{-9} برقی رو بھی ممکن ہے۔ مزید یہ کہ الٹامائل کرنے والا برقی دباؤ بھی الٹی رخ برقی رو کی مقدار پر اثر انداز ہوتا ہے۔

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

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



شكل 2.3: ڈائیوڈ کا برقی دباؤ بال مقابل برقی رو کا خط

ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ سیدھا مائل¹⁴ کیا گیا ہے۔ شکل 2.3 میں ڈائیوڈ کا برقی دباؤ بال مقابل برقی رو ($v_D - i_D$) کا خط دکھایا گیا ہے جس میں ڈائیوڈ کے سیدھے مائل اور الٹے مائل خطے دکھائے گئے ہیں۔ اس شکل میں بے قابو خطے¹⁵ بھی دکھایا گیا ہے جو مساوات 2.3 سے کسی صورت اخذ نہیں کیا جاسکتا۔

درachi مساوات 2.3 حاصل کرتے وقت ڈائیوڈ کی کئی پچیدگیاں نظر انداز کی گئیں اور یوں اگرچہ یہ مساوات سیدھے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی کو بہت بہتر بیان کرتا ہے، الٹے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی کو یہ پوری طرح صحیح بیان نہیں کرتا اور ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ پر الٹے رخ برقی دباؤ لاگو کر کے اسے الٹا مائل کیا جائے تو ڈائیوڈ اس برقی رو دباؤ کو برداشت کرتا ہے اور الٹے رخ برقی رو نہیں گزرنے دیتا۔ اگر اس الٹا مائل کرنے والے برقی رو دباؤ کو بذریعہ بڑھائی جائے تو آخر کار یہ ڈائیوڈ کے برداشت کے حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈائیوڈ یک دم الٹے رخ بے قابو برقی رو گزرنے دے گا۔ جس برقی رو پر ایسا ہوا سے ڈائیوڈ کی ناقابل برداشت الٹ برق دباؤ¹⁶ V_{BR} کہتے ہیں۔ اگرچہ گراف میں ناقابل برداشت برقی رو مختلف محور پر ہے، اس کی قیمت ثابت لکھی اور پڑھی جاتی ہے۔ مختلف ڈائیوڈ کی ناقابل برداشت برقی رو مختلف ہوتی ہے اور یہ چند ولٹ سے ہزاروں ولٹ تک ممکن ہے۔

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

• سیدھا مائل $0 < v_D$

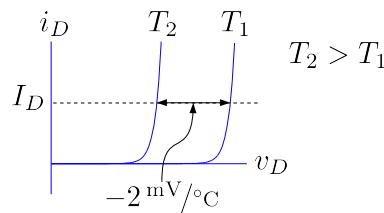
reverse leakage current¹²

reverse biased¹³

forward biased¹⁴

breakdown region¹⁵

reverse breakdown voltage¹⁶



شکل 2.4: برقی دباؤ بالمقابل درجه حرارت

- الٹا مائل $-V_{BR} < v_D < 0$
- بے قابو $v_D < -V_{BR}$

ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ 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 بدلتے بغیر، 1°C درجہ حرارت بڑھانے سے ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کی قیمت 2 mV کھٹتی 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 ائے رخ برقی رو کی مقدار ائے رخ برقی دباؤ کی قیمت بڑھتی سے معمولی بڑھتی ہے۔ درجہ حرارت کے ساتھ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کی قیمت کی تبدیلی کو برقراری تھرمومیٹر¹⁷ 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 $\text{ta} 1.5 \text{ MW}$ کے لوہا گھالنے کی بھیڑیاں²⁰ بنائیں۔ قوی برقیات میں ہزاروں ایکسیسٹر اور ولٹ کے صلاحیت رکھنے والے ڈائیوڈ استعمال کرنے جاتے ہیں۔ یہ مثال مجھے اس وقت درپیش مسائل میں سے لیا گیا ہے۔

thermometer¹⁷
Atta group of industries¹⁸
power electronics¹⁹
induction furnaces²⁰

ایک ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ کی اندروںی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔
- گرم ہونے کے بعد ڈائیوڈ میں برقی طاقت کا ضایع حاصل کریں۔
- فی واحد طاقت کے ضایع سے درجہ حرارت میں اضافے کو ڈائیوڈ کا حرارقی مزاحمت²¹ کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کا حرارقی مزاحمت حاصل کریں۔

حل:

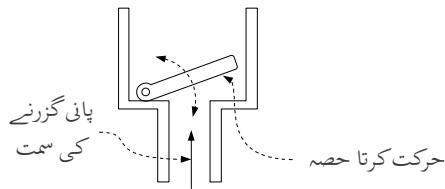
- V_D میں $0.708 - 0.724$ یعنی -0.016 V کی تبدیلی پیدا ہوئی۔ چونکہ 1°C درجہ حرارت بڑھنے سے V_D میں -2 mV کی تبدیلی رونما ہوتی ہے لہذا ڈائیوڈ کے اندروںی درجہ حرارت میں $\frac{0.016}{0.002}$ یعنی 8°C کا اضافہ پیدا ہوا۔
 - ڈائیوڈ میں برقی طاقت کا ضایع $W = 708 \times 0.708 = 1000 \text{ W}$ ہے۔
 - حرارقی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

2.1 کامل ڈائیوڈ

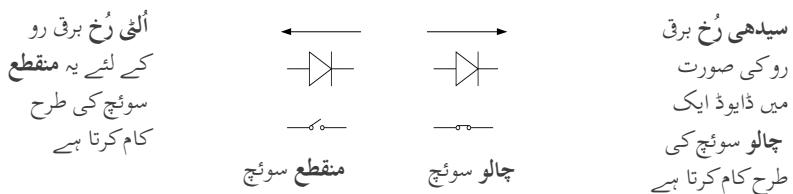
ڈائیوڈ سمجھنے کی خاطر ہم کامل ڈائیوڈ کی بات کرتے ہیں۔ کامل ڈائیوڈ²² حقیقت میں نہیں پایا جاتا مگر اسے سمجھنا آسان اور اسے سمجھ کر اصل ڈائیوڈ کی کارکردگی سمجھنا زیادہ آسان ہوتا ہے۔

ڈائیوڈ کی کارکردگی دل کے والوں²³ کی مانند ہے۔ دل کا والوں کو صرف ایک جانب گزرنے دیتا ہے۔ اسی طرح ڈائیوڈ برقی رو کو صرف سیدھے رخ گزرنے دیتا ہے۔ شکل 2.5 میں پانی کے پائپ پر نسب والوں کھایا گیا ہے جس کی کارکردگی شکل سے ہی واضح ہے۔

thermal resistance²¹
ideal diode²²
valve²³



شکل 2.5: پانی کے پائپ پر نسب والوں



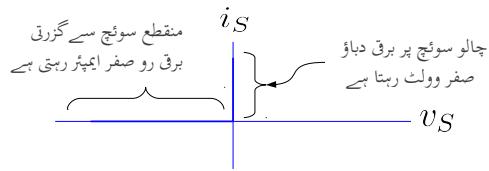
شکل 2.6: ڈائیوڈ بطور برقی سوئچ

برقی نقطہ نظر سے کامل ڈائیوڈ کو ایک ایسا خود کار برقی سوئچ²⁴ تصور کیا جاسکتا ہے جو ڈائیوڈ میں سے گزرنی برقی رو کی سمت کو دیکھتے ہوئے چالو یا منقطع²⁵ ہو سکے۔ ڈائیوڈ میں سیدھے رُخ برقی رو اسے چالو کرتی ہے جبکہ الٹی رُخ برقی رو اسے منقطع کرتی ہے۔ یوں ڈائیوڈ میں الٹی رُخ 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 ڈائیوڈ کے خط کے ساتھ موازنہ کریں۔ اگر ڈائیوڈ کے 0.7 V کو نظر انداز کیا جائے تو یہ دونوں خطوط یکساں معلوم ہوتے ہیں

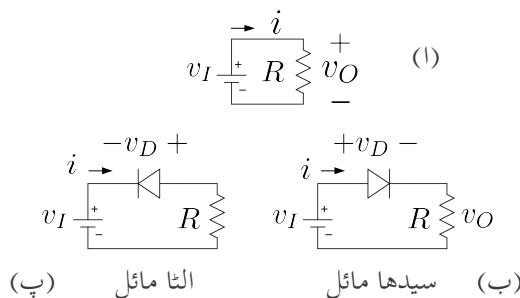
2.2 ڈائیوڈ کے چند ادوار

شکل 2.8 میں تین ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف میں برقی دباؤ I_v ، گھٹری کی سمت میں برقی رو ن پیدا کرتا ہے جسے تیر کے نشان سے ظاہر کیا گیا ہے۔ شکل ب اور شکل پ میں مزاحمت کے ساتھ سلسلہ وار ڈائیوڈ بھی نسب کر

switch²⁴
switch OFF²⁵



شکل 2.7: ڈائیوڈ سوچ کا خط



شکل 2.8: سیدھا مائل ڈائیوڈ اور الثا مائل ڈائیوڈ

دئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ڈائیوڈ یوں جوڑا گیا ہے کہ برقی رو v_I کی سمت شکل 2.1 میں دکھائے ڈائیوڈ کے سیدھے رخ کی جانب ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو v_I کی سمت ڈائیوڈ کی الٹ رخ کی جانب ہے۔ یوں شکل ب میں برقی رو v_I کا گزر ممکن ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو v_I کا گزر ناممکن ہے۔ شکل ب میں برقی دباؤ v_O ڈائیوڈ کو مائل کرتا ہے کہ یہ برقی رو کو سیدھے رخ گزرنے دے۔ ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ سیدھے رخ مائل کیا گیا ہے یا کہ ڈائیوڈ سیدھا مائل²⁶ کیا گیا ہے۔ اس کے بر عکس شکل پ میں برقی دباؤ v_O ڈائیوڈ میں الٹ رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرتا ہے۔ اس صورت میں ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ الٹے رخ مائل کیا گیا ہے یا کہ ڈائیوڈ الثا مائل²⁷ کیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کے سیدھے مائل حال کو چالو حال جبکہ اس کے الٹ مائل حال کو منقطع حال بھی کہتے ہیں۔ شکل ب کے لئے کرچاف 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۔ ذایوڈ 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۔

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

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

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

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

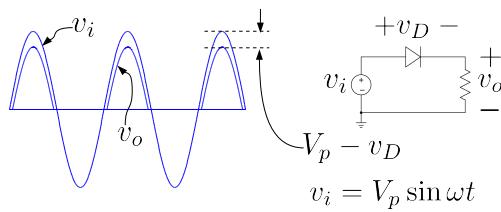
$$i = \frac{v_I}{R} = \frac{1.2}{1000} = 1.2\text{ mA} \quad .2$$

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

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

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

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۔



شكل 2.9: نصف لہر مشت سمت کار

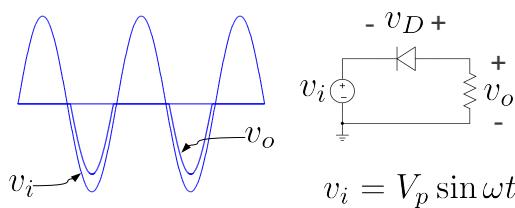
2.3 بدلتی دباؤ سے یک سمتی دباؤ کا حصول (سمت کاری)

2.3.1 نصف لہر سمت کاری

شکل 2.9 میں بدلتی داخلی برقی دباؤ $v_i = V_p \sin \omega t$ کے ثابت حصے ڈائیوڈ کو سیدھا مائل کرتے ہیں۔ یوں اس دوران میں بدلتی داخلی برقی دباؤ کو تقریباً $0.7V$ لیا گیا ہے۔ اس کے بر عکس v_i کے منفی حصے ڈائیوڈ کو آلتا 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 کی چوٹی سے تقریباً $0.7V$ کم ہے۔ عمومی استعمال میں v_i کی چوٹی کی قیمت $0.7V$ سے گئی گنازیدہ 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 دباؤ جو ثابت اور منفی حصوں پر مشتمل ہے سے ایک ایسی خارجی برقی دباؤ حاصل کی گئی ہے جس میں داخلی برقی دباؤ کے صرف ثابت حصے موجود ہیں۔ بدلتی برقی دباؤ سے نصف لہر کی یک سمتی برقی دباؤ کے حصول کو نصف لہر سمت کاری²⁸ کہتے ہیں۔ یوں شکل 2.9 میں دئے دوڑ کو نصف لہر مشت سمت کار²⁹ کہتے ہیں۔

half wave rectification²⁸
half wave positive rectifier²⁹



شکل 10.2: نصف لہر منفی سمت کار

نصف سمت کار جسے عام فہم میں آدھا ریکشیفارٹ³⁰ کہتے ہیں ایک انتہائی اہم دور ہے جسے استعمال کرتے ہوئے کئی ادوار مثلاً منبع برقی دباؤ³¹، بیٹری چارجر³² وغیرہ بنائے جاتے ہیں۔ شکل 10.10 میں ڈائیوڈ کو تدریج مختلف طریقہ سے جوڑا گیا ہے۔ اس صورت میں داخلی برقی دباؤ v_i کے منفی حصے ڈائیوڈ کو سیدھا مائل کرتے ہیں جبکہ اس کے ثبت حصے ڈائیوڈ کو اٹھا مائل کرتے ہیں۔ یوں خارجی برقی دباؤ میں داخلی برقی دباؤ کے صرف منفی حصے موجود ہوتے ہیں۔ اس دور کو نصف لہر منفی سمت کار³³ کہتے ہیں۔

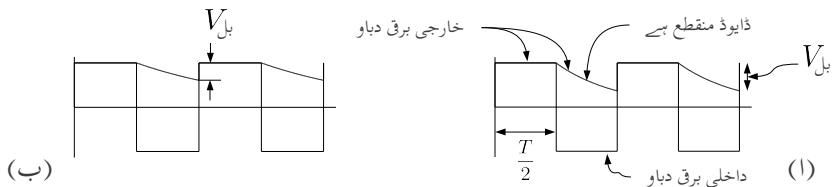
مثال 2.7: بوجھ سے لدے ثابت نصف لہر سمت کار کو 50 Hz تعداد $\pm 15\text{ V}$ چیطے کا مستطیل داخلي اشارہ فراہم کیا جانا ہے جس کے ثابت اور منفی حصے برابر دورانیہ کے ہیں۔ بوجھ $C = 100\text{ }\mu\text{F}$ ، $R_L = 100\Omega$ جبکہ v_i میں بل 34 کی مقدار حاصل کریں۔ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کے گٹھنے کو نظر انداز کریں۔ خارجی برقی دباؤ میں بل کو 1 V سے کم رکھنے کی خاطر درکار کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ حل: شکل 2.11 میں صورت حال دکھائی گئی ہے جہاں خارجی برقی دباؤ کا بلدار ہونا واضح ہے۔ داخلی برقی دباؤ منفی ہونے کے صورت میں ڈائیوڈ منقطع رہتا ہے۔ اس دوران کپیسٹر C برقی طاقت فراہم کرتا ہے۔ پچاس تعداد کے اشارے کا دوری عرصہ³⁵ میں ملی سینٹڈ ہے۔ یوں کپیسٹر سے دس ملی سینٹڈ کے لئے بار کی نکاسی ہوتی ہے۔ داخلی برقی دباؤ کے منفی ہونے کے لمحے کو $t = 0$ لیتے ہوئے کپیسٹر پر برقی دباؤ v_C کو یوں لکھا جا سکتا ہے

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

half wave rectifier³⁰
voltage source³¹

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

half wave negative rectifier³³
ripple³⁴
time 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 سینٹ نکاسی کے بعد $v_C = 5.5\text{ V}$ حاصل ہوتا ہے جس سے

$$V_{بل} = 15 - 5.5 = 9.5\text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

بل کو 1V رکھنے کی خاطر دس ملی سینٹ نکاسی کے بعد $v_C = 15 - 1 = 14\text{ V}$ درکار ہے۔ یوں

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

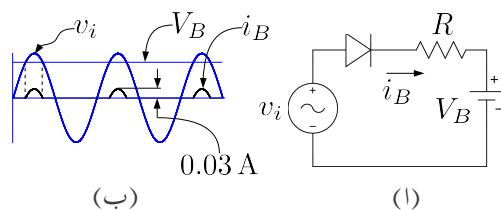
$$C = 1449 \mu\text{F}$$

حاصل ہوتا ہے۔ کپیسٹر، مزاحمت وغیرہ متعین قیتوں میں دستیاب ہوتے ہیں لہذا انہیں قیتوں میں سے کپیسٹر، مزاحمت وغیرہ چنا ہوتا ہے۔ ہم $1500 \mu\text{F}$ اور 25 V کا کپیسٹر استعمال کریں گے۔ کپیسٹر کے برتنی دباؤ کی صلاحیت درکار برتنی 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 برتنی دباؤ کے منبع³⁶ میں کام آئے گی۔

مثال 2.8: شکل 2.12-1 میں نصف لہر ثابت سمت کار کے خارجی جانب مزاحمت کی جگہ بیٹری نسب کی کوئی نسب کی کوئی نہیں ہے۔ یوں نصف لہر کار بیٹری میں بار بھرتا ہے۔ اس دور میں بیٹری کا برتنی دباؤ $V_B = 12\text{ V}$ اور $R = 100\Omega$ اور i_B حاصل کر کے گراف کریں۔ مزاحمت R برتنی رو کی چوٹی کو ڈائیوڈ اور بیٹری کے قابل برداشت حد سے نیچے رکھتا ہے۔ حل: داخلی

voltage supply³⁶



شکل 2.12: بیٹری چارجر

برقی دباؤ v_i کی قیمت مسلسل تبدیل ہوتا ہے۔ جب تک v_i کی قیمت بیٹری کے برقی دباؤ یعنی بارہ ولٹ سے کم رہے ڈائیوڈ اٹامائل رہے گا اور اس میں برقی رو نہیں گزراے گی۔ جیسے ہی v_i کی قیمت 12V سے تجاوز کرے ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو کر برقی رو گزارے گا اور اس دوران v_D کو نظر انداز کرتے ہوئے مزاحمت پر اُوہم کے قانون سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

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

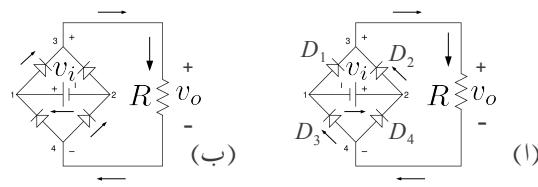
شکل 2.12 - ب میں بیٹری بھرنے والی برقی رو i_B کے علاوہ v_i اور V_B بھی دکھائے گئے ہیں۔ برقی دباؤ اور برقی رو کو ایک ہی جگہ گراف کیا گیا ہے تاکہ وقت t کے ساتھ مختلف متغیرات کے تعلق کی وضاحت ہو سکے۔ جیسا آپ دیکھ سکتے ہیں بیٹری صرف ان اوقات بھری جاتی ہے جب $v_i > V_B$ ہو۔ شکل میں نقطہ دار لکیروں سے ایسے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

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

2.3.2 مکمل لہر سمت کاری

شکل 2.13 میں مکمل لہر سمت کار³⁷ دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں چار ڈائیوڈ مرلیع 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۔

full wave rectifier³⁷



شكل 2.13: مکمل لہر سمت کار

کی قیمت ثابت ہونے کی صورت میں منع برقی دباؤ کے ثبت (+) سرے سے برقی رو باہر کی جانب ہو گی۔ چونکہ برقی رو ڈائیوڈ میں الٹی جانب نہیں گزر سکتی المذا یہ ڈائیوڈ D_2 سے گزرے گی جبکہ اس دوران ڈائیوڈ D_4 مقطوع حال رہے گا۔ برقی رو D_2 سے خارج ہو کر چونکہ D_1 میں الٹی جانب نہیں گزر سکتی المذا یہ مزاحمت R میں داخل ہو گی۔

اسی طرح منع برقی دباؤ کے منفی سرے سے برقی رو کی راہ معلوم کرنے کی خاطر ہم دیکھتے ہیں کہ منع برقی دباؤ کے منفی (-) سرے پر برقی رو اندر کی جانب ہو گی۔ 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 ثبت برقی دباؤ کی صورت میں برقی رو ڈائیوڈ D_2 اور D_4 سے گزرتی ہے جبکہ ڈائیوڈ D_1 اور D_3 مقطوع رہتے ہیں۔ اس دوران مزاحمت میں برقی رو کی سمت شکل میں دکھائی گئی ہے۔

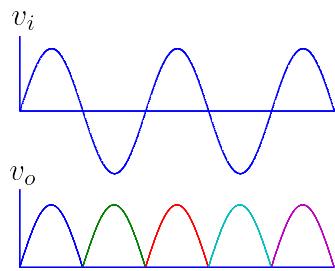
اب دیکھتے ہیں کہ منع برقی دباؤ کے برقی رو کی قیمت منفی ہونے کی صورت میں کیا ہوتا ہے۔ یہ صورت حال شکل 2.13 - ب میں دکھائی گئی ہے۔ اس صورت میں برقی رو ڈائیوڈ D_1 اور D_4 سے گزرے گی جبکہ D_2 اور D_3 مقطوع رہیں گے۔ برقی رو اب بھی مزاحمت میں گزشتہ سمت میں ہی گزرے گی۔

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

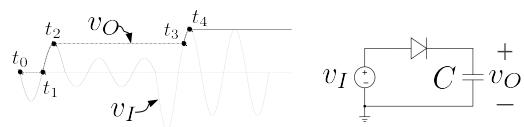
2.4 چوٹی حاصل کار

شکل 2.15 میں چوٹی حاصل کار³⁸ دکھایا گیا ہے۔ اس دور کو ثبت آدھے لہر سمت کار میں ڈائیوڈ کے خارجی جانب مزاحمت کی جگہ کپیسٹر نسب کر کے حاصل کیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کے 0.7 V گلخنے کو نظر انداز کرتے ہوئے

³⁸ peak detector



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



شکل 2.15: چوٹی حاصل کار

چوٹی حاصل کار کی کار کر دگی کچھ یوں ہے۔ وقت $t = 0$ پر $v_I = 0$ چالو کیا جاتا ہے۔ لمحہ 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 ڈائیوڈ کو الٹ مائل کرتے ہوئے منقطع رکھتا ہے اور یوں اس دوران v_O صفر رہے گا۔ t_1 سے لمحہ t_2 تک خارجی برقی دباؤ v_O خوش اسلوبی سے داخلی برقی دباؤ v_I کی پیروی کرتے ہوئے کپیسٹر کو بھرتا ہے۔ اس دوران دور میں برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

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

محض t_2 کی قیمت کم ہونا شروع ہو جاتا ہے۔ یوں t_2 سے t_3 تک $v_O < v_I$ رہتا ہے جس کی وجہ سے ڈائیوڈ 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 افقي کلیر سے دکھایا گیا ہے۔ t_3 گزرتے ہی v_I کی قیمت کپیسٹر پر پائے جانے والے برقی دباؤ سے بڑھ گیا ہے۔ یوں ڈائیوڈ ایک مرتبہ پھر سیدھا مائل ہوتے ہوئے چالو صورت اختیار کر لیتا ہے۔ t_3 تا t_4 دوبارہ v_I کی پیروی کرتا ہے۔ t_4 کے بعد کپیسٹر پر برقی دباؤ تبدیل نہیں ہوتا۔

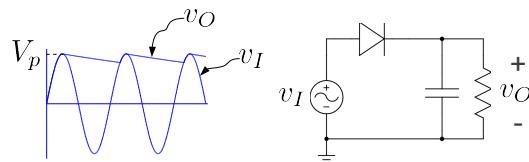
اس تجزیہ سے واضح ہے کہ یہ دور داخلی اشارہ کی چوٹی حاصل کر کے اس پر برقرار رہتا ہے۔ اسی لئے اسے ثابت چوٹی حاصل کار کہتے ہیں۔ اگر اس دور میں ڈائیوڈ اٹھ لگایا جائے تو خارجی اشارہ v_O منفی چوٹی حاصل کرے گا اور یوں اس دور کو منفی چوٹی حاصل کار کہا جائے گا۔

2.5 حیطہ اتار کار

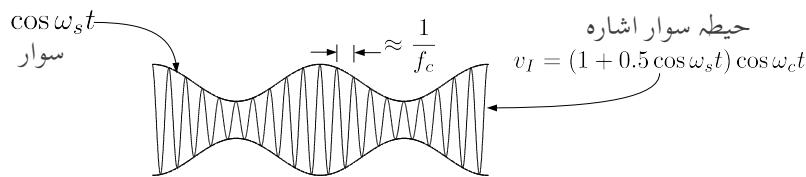
ثابت چوٹی حاصل کار میں کپیسٹر کے متوازی مزاجمت جوڑنے سے حیطہ اتار کار⁴⁰ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.16 میں دکھایا گیا ہے۔ جیسا کہ آپ دیکھ سکتے ہیں چوٹی V_p کے فوراً بعد داخلی برقی دباؤ گھشتتا ہے جبکہ خارجی جانب کپیسٹر اسی چوٹی پر رہ جاتا ہے۔ اس سے ڈائیوڈ اٹھا مائل ہو جاتا ہے اور اس میں سے برقی رو کا گزرنامہ ممکن ہو جاتا ہے۔ ڈائیوڈ کو منقطع تصور کریں تو ہمارے پاس بار سے بھرا شدہ کپیسٹر C اور اس کے متوازی جرامزاجمت R رہ جاتا ہے۔ کپیسٹر کا بار اسی مزاجمت کے راستے خارج ہو کر اس پر برقی دباؤ گھشتتا ہے۔ ایسا مندرجہ ذیل مساوات کے تحت ہوتا ہے۔

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

³⁹ t_0 وغیرہ کو نقطوں سے ظاہر کیا گیا ہے
AM demodulator⁴⁰



شکل 2.16: حیطہ اتار کار



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_O دور کے داخلی برقی دباؤ v_I سے زیادہ رہے۔ جیسے ہی v_I کی مقدار ایک مرتبہ پھر v_O کی مقدار سے تجاوز کر جائے، اسی لمحہ ڈایوڈ دوبارہ سیدھا مائل ہو کر کپیسٹر کو دوبارہ بھرنا شروع کر دیتا ہے۔ شکل میں باریک لکیر سے داخلی برقی دباؤ جبکہ مولیٰ 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 تعداد کے سائنس-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

AM modulator⁴¹
carrier wave⁴²

کہتے ہیں جبکہ اس کی تعداد کو تعداد سوار⁴³ کہتے ہیں۔ اسی طرح v_c کو سواری موج⁴⁴ کہتے ہیں جبکہ اس کی تعداد کو تعداد سواری⁴⁵ کہتے ہیں۔

$v_s = 0.5 \cos \omega_s t$ کو مثال بناتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ جیسا کہ سوار اشارہ حاصل کرنے کی خاطر v_s اور v_c کو حیطہ سوار کار سے گزرا جاتا ہے جس سے

$$(2.10) \quad v_I = (1 + 0.5 \cos \omega_s t) \cos \omega_c t = V_p \cos \omega t$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس اشارہ جس کو شکل 2.17 میں دکھایا گیا ہے کو حیطہ سوار اشارہ⁴⁶ v_I کہتے ہیں۔

v_I کے دو متواتر چوٹیوں کے درمیان حیطہ اتار کار کے کپیسٹر پر برقی دباؤ گھٹتا ہے۔ یہ وقتہ تقریباً $\frac{1}{f_c}$ کے برابر ہے جسے استعمال کرتے ہوئے مساوات 2.9 سے مسئلہ مکالرن کی مدد سے وقتہ 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 وقت 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۔ جیسا کہ RC کو یوں رکھا جاتا ہے کہ بھیج گئے اشارے v_s میں زیادہ سے زیادہ تبدیلی کو بھی کپڑا 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

$$\left| \frac{dv_s}{dt} \right| = 0.5\omega_s$$

modulating frequency⁴³
modulating wave⁴⁴
carrier frequency⁴⁵
AM signal⁴⁶

ہے۔ اس زیادہ سے زیادہ داخلی اشارے کے تبدیلی کی شرح کو حیطہ اتار کار کے تبدیلی کے شرح کے برابر کھا جاتا ہے۔ $\omega_{st} = \frac{n\pi}{2}$ 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 حیطہ اتار کار کی مساوات ہے۔ اگر کپیسٹر کو اس مساوات سے حاصل قیمت سے زیادہ رکھا جائے تو خارجی اشارہ تیزی سے تبدیل ہونے والے داخلی اشارے کو نہیں پڑھ سکتے گا۔ اگر کپیسٹر کی قیمت اس سے کم رکھی جائے تو خارجی اشارے میں بل 47 زیادہ پایا جائے گا۔

2.6 منبع برقی دباؤ

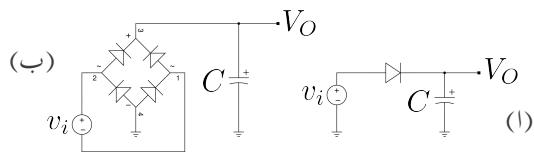
سمت کار کے خارجی جانب زیادہ قیمت کا کپیسٹر نسب کر کے منبع برق دباؤ⁴⁸ حاصل ہوتا ہے جیسا شکل 2.18 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس پر کپیسٹر کے متوازی برقی بوجہ لادا جاتا ہے جسے عموماً R_L سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ منبع برق دباؤ یعنی طاقت کے منبع کو گھریلو بجلی یا صنعتی بجلی فراہم کرتے ہوئے یک سمتی برقی دباؤ⁴⁹ حاصل کیا جاتا ہے۔

بے بوجہ منبع برقی دباؤ کی کارکردگی بالکل چوٹی حاصل کار کی طرح ہے جبکہ برقی بوجہ سے لدے منبع برقی دباؤ کی کارکردگی حیطہ 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 دباؤ کے طور استعمال کرنا ممکن ہو۔ منبع برقی دباؤ تقریباً ہر بر قیتی آلہ یا مشین میں پایا جاتا ہے۔

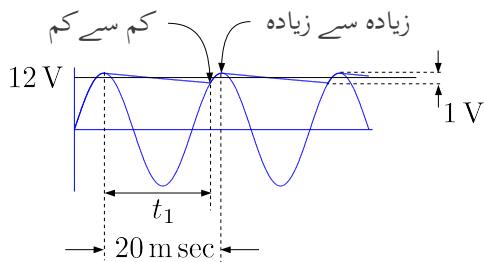
چونکہ منبع برقی دباؤ داخلی طاقت 50 Hz کے سائنس نما v_i سے حاصل کرتا ہے لہذا C بھی اسی تعداد سے بھرتا ہے۔ v_i کے دو چوٹیوں کے مابین $= \frac{1}{50} \text{ ms}$ (میں ملی سینڈ) کے وقت کے دوران R_L کو کپیسٹر C طاقت مہیا کرتا ہے۔

مثال 2.9: ایک عدد 12 V کا منبع برقی دباؤ درکار ہے جس سے 6 kΩ داخلی مزاحمت کے برقی بوجہ کو طاقت مہیا کرنا ہے۔ برقی بوجہ کو دی جانے والے برقی دباؤ کے قیمت میں کل تبدیلی $\pm 0.5 \text{ V}$ سے کم ہونا ضروری ہے۔ کپیسٹر C کی قیمت حاصل کریں۔

ripple⁴⁷
power supply⁴⁸



شكل 18.2: منبع برقی دباؤ



شكل 19.2: مثال منبع برقی دباؤ

حل: شکل 19.2 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 چوڑیوں کے درمیان وقفہ 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 میں ملی سینکڑ ہے۔ اس دورانیہ میں کپیسٹر پر برقی دباؤ 12.5 V سے گھٹ کر 11.5 V رہ جاتا ہے یوں

$$11.5 = 12.5 e^{-\frac{0.02}{6000C}}$$

$$C = 39.98 \mu\text{F}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آئیں اسی مسئلے کو قدر مختلف اور زیادہ آسان طریقے سے حل کریں۔

درکار بارہ ولٹ کو شکل 19.2 میں پختہ کلیر سے دکھایا گیا ہے۔ برقی دباؤ اس سے 0.5 V کم یا زیادہ ہو سکتا ہے۔ یوں برقی بوجھ میں بل⁴⁹ 0.5 V یا 1 V کے برابر ہے جبکہ زیادہ سے زیادہ برقی دباؤ 12.5 V اور کم

ripple⁴⁹

سے کم برقی دباؤ 11.5 V ہے۔ بارہ ولٹ پر R_L میں $\frac{12}{6000} = 2 \text{ mA}$ جبکہ زیادہ سے زیادہ برقی دباؤ پر $\frac{12.5}{6000} = 1.9167 \text{ mA}$ اور کم سے کم برقی دباؤ پر $\frac{11.5}{6000} = 2.08333 \text{ mA}$ کا برقی رو گزرا 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 گزرا 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 $\Delta Q = C \Delta V$ کے برابر ہے۔ یوں

$$\Delta Q = I \times \Delta t = C \Delta V$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$C \times 1 = 40 \times 10^{-6}$$

$$C = 40 \mu\text{F}$$

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 بلکم کیا جا سکتا ہے۔ حقیقت میں ڈائیوڈ 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 سستی برقی دباؤ کا حصول ممکن نہیں ہوتا۔ جہاں درکار یک سستی برقی دباؤ کی قیمت چند ولٹ زیادہ یا کم قبل برداشت

ہو وہاں اس طرح کی منبع استعمال کی جاسکتی ہے۔ یک سستی 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 $\pm 0.1\text{V}$ سے کم ہونا ضروری ہے۔ کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ اس قسم کی منبع برق دباؤ⁵¹ برقیاتی ادوار کو چلانے کی خاطر عموماً درکار ہوتی ہے۔

جواب: $1000 \mu\text{F}$

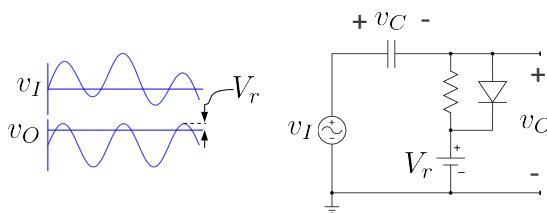
مندرجہ بالا مثال کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ شکل 2.18 ب میں دکھائے منبع برقی دباؤ میں درکار کپیسٹر کی قیمت شکل اف کے حوالے سے آدھی ہو گی کیوں کہ اس میں ایک ڈائیوڈ یعنی آدھے سمت کار کی جگہ مرینج ڈائیوڈ یعنی مکمل سمت کار استعمال کیا گیا ہے۔ مکمل سمت کار میں کپیسٹر ہر 10 ms بھرا جائے گا۔ مثال 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 ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی برقی دباؤ کی زیادہ سے زیادہ قیمت V_p جبکہ اس میں کل بل ΔV لکھتے ہوئے

$$(2.14) \quad V_{\text{پکسٹی}} = V_p - \frac{\Delta V}{2}$$

حاصل ہو گا۔

ripple⁵⁰
voltage source⁵¹



شکل 2.20: شکنجه

2.6.1 برقیاتی شکنجه

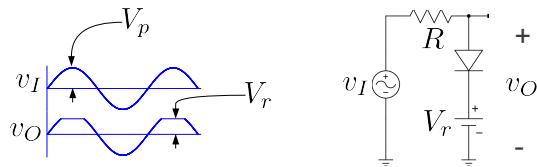
عموماً برقیاتی اشارات مطلوبہ جگہ تک پہنچتے پہنچتے اپنی اصل شکل کو جاتے ہیں۔ ایک عمومی مسئلہ اشارہ کے جیٹے کا برقرار نہ رہنا ہے۔ آئیں اس کی ایک مثال دیکھیں۔

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 گھر بیلو 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 جیٹہ متاثر ہوتا ہے۔ شکل 2.20 میں اشارہ v_I کا جیٹہ 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 دوڑ اشارہ کے ثابت جیٹہ کو V_r کی قیمت پر زبردستی رکھتا ہے جس سے اشارہ کی اصل صورت رو نما ہو جاتی ہے۔ گویا یہ دوڑ اشارہ کے جیٹہ کو شکنجه میں پکڑے رکھتا ہے۔ اسی سے اس دوڑ کا نام برقیاتی شکنجه⁵² نکلا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف شکنجه کہتے ہیں اس دوڑ کی کارکردگی پچھلے حصہ میں دکھائے دوڑ کی طرح ہے۔ اسے سمجھنے کی خاطر ڈائیوڈ کو کامل ڈائیوڈ اور مزاہت R کو لا محدود تصور کریں۔ یہ بھی تصور کریں کہ داخلی اشارہ v_I کے جیٹہ v_p کی مقدار خارجی جانب جڑے بیٹری کی برقی دباؤ V_r سے زیادہ ہے۔

خارجی جانب کی برقی دباؤ 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، ڈائیوڈ ہا مائل ہو جائے گا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی صورت میں v_O اور V_r برابر ہیں گے۔ کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت سیدھے مائل ڈائیوڈ کی صورت میں

$$v_I = v_C + v_D + V_r$$

clamping circuit⁵²



شکل 2.21: ایک طرف کا تراش

ہو گا۔ داخلی برقی دباؤ کے چوٹی پر v_D کو صفر دولٹ اور v_I کو v_p لیتے ہوئے اس مساوات سے کپیسٹر کا برقی دباؤ یوں حاصل ہوتا ہے

$$v_C = v_I - v_D - V_r \approx v_p - V_r$$

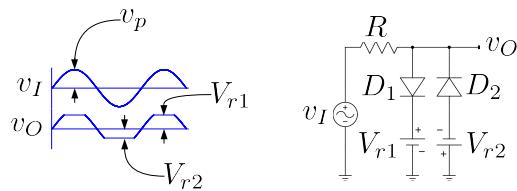
یوں کپیسٹر اس برقی دباؤ پر رہتے ہوئے خارجی برقی دباؤ کے ثابت جیط کو V_r سے تجاوز کرنے سے روکتا ہے۔

جیسا کہ پہلے ذکر ہوا اصل استعمال میں داخلی اشارہ کا جیطہ از خود کم اور زیادہ ہوتا ہے۔ اس صورت کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت سے نہیں کی خاطر دور میں ڈائیوڈ 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۔

2.7 برقیاتی تراش

شکل 2.21 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 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 ڈائیوڈ 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 روکی مقدار صفر ایکسپیسٹر رہے گی۔ جیسے ہی داخلی برقی دباؤ کی قیمت V_r سے تجاوز کر جائے ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو جاتا ہے۔ جتنی دیر $v_I > V_r$ رہے

clipper⁵³



شکل 2.22: دو اطراف کا تراش

اتقی دیر کے لئے ڈائیوڈ کو چالو سوچ سمجھا جاسکتا ہے اور یوں اس دوران خارجی برقی دباؤ کی قیمت V_r رہے گی۔ اس دوران مزاحمت اور ڈائیوڈونوں میں برقی رو کی مقدار

$$i_R = \frac{v_I - V_r}{R}$$

ہو گی۔

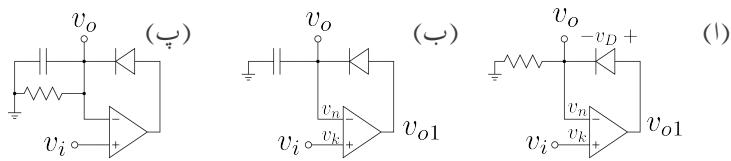
آپ نے دیکھا کہ یہ دور داخلی برقی دباؤ کو V_r پر تراشتا ہے۔ اس دور میں دو ڈائیوڈ کے استعمال سے دو اطراف کا تراش حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.22 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں جب تک v_I کی قیمت ثابت ہو ڈائیوڈ D_2 الٹا مائل رہتا ہے۔ یوں ثابت داخلی برقی دباؤ کے لئے یہ دور بالکل پچھلے دئے گئے ایک طرف کے تراش کی طرح کام کرتا ہے اور داخلی اشارہ کے ثابت چوٹی کو V_{r1} پر تراشتا ہے۔

منفی داخلی برقی دباؤ کی صورت میں ڈائیوڈ D_1 الٹا 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۔

2.8 حسابی ایمپلیفائر کی مدد سے ڈائیوڈ کے کامل ادوار

2.8.1 کامل نصف لہر سمت کار

ڈائیوڈ 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



شكل 2.23: کامل ادوار

حاصل ہوتا ہے جس کے خارجی اشارے کی چوٹی داخلي اشارے کے چوٹی کے بالکل برابر ہوتی ہے۔ شکل 2.23 الف میں ایسا کامل نصف لہر ثابت سمت کار دکھایا گیا ہے جس میں خارجی اشارہ v_o کو ڈائیوڈ کے خارجی سرے سے حاصل کیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کی سمت الثانیے سے کامل نصف لہر منفی سمت کار حاصل ہو گا۔

تصور کریں کہ $v_i = 0 \text{ V}$ اور یوں حسابی ایکلیفیٹر کا خارجی اشارہ v_{o1} بھی صفر ولٹ ہے۔ اب تصور کریں کہ داخلي اشارہ ثابت جانب بڑھتا ہے۔ حسابی ایکلیفیٹر کا خارجی اشارہ اس قدر ثابت جانب بڑھے گا کہ $v_k = v_n$ یعنی $v_i = v_k = v_o = v_i$ ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو گا۔ مزید یہ کہ $v_{o1} = v_i + v_D$ کے برابر ہو گا۔

اب تصور کریں کہ داخلي اشارہ منفی جانب بڑھتا ہے۔ حسابی ایکلیفیٹر کا خارجی اشارہ v_{o1} اس قدر منفی جانب بڑھنے کی کوشش کرے گا کہ $v_n = v_k$ ہو۔ البتہ v_{o1} منفی ہوتے ہی ڈائیوڈ الثانی مائل ہو کر منقطع ہو جاتا ہے۔ یوں حسابی ایکلیفیٹر کا خارجی اشارہ v_k پر اثر انداز نہیں ہو پاتا۔ ایسی صورت میں حسابی ایکلیفیٹر کا خارجی اشارہ مکمل منفی یعنی $v_{o1} = V_{EE}$ ہو کر رہ جائے گا۔ ڈائیوڈ منقطع ہونے سے حسابی ایکلیفیٹر کا منفی مداخل مزاحمت R کے ذریعہ برقی زمین سے جڑ جاتا ہے۔ حسابی ایکلیفیٹر کا داخلي برقی رو صفر ہونے کے ناطے مزاحمت میں بھی برقی رو I کا گزر ممکن نہیں۔ یوں $v_k = IR = 0 \text{ V}$ یعنی $v_o = 0 \text{ V}$ ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ منفی داخلي اشارے کی صورت میں خارجی اشارہ صفر ولٹ رہتا ہے۔

ثابت داخلي اشارے کی صورت میں $v_i = v_o$ جبکہ منفی داخلي اشارے کی صورت میں $v_o = 0 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے جو کہ ثابت نصف لہر سمت کار کی کار کردگی ہے۔

2.8.2 کامل چوٹی حاصل کار

شکل 2.23 الف میں مزاحمت کی جگہ کپسٹر نسب کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جو کامل ثابت چوٹی حاصل کار کا دور ہے۔ $v_i = 0 \text{ V}$ اور $v_o = 0 \text{ V}$ سے شروع کرتے ہوئے اس دور کی کار کردگی دیکھتے ہیں۔ داخلي اشارہ

ثبت 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 کوٹھش کرتا ہے کہ $v_n = v_k$ رکھ سکے۔ البتہ ڈائیوڈ کے خارجی چوٹی 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 ڈائیوڈ الٹ مائل ہو کر منقطع ہو جاتا ہے۔ ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ پر مبنی چوٹی حاصل کار میں کپیسٹر پر داخلی اشارے کے چوٹی سے v_D برابر کم برقی دباؤ پایا جاتا ہے جبکہ موجودہ دور حقیقت چوٹی حاصل کرتا ہے۔

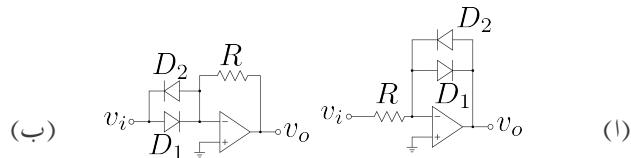
2.8.3 کامل حیطہ اتار کار

شکل 2.23 پ میں کامل حیطہ اتار کار دکھایا گیا ہے۔ امید کی جاتی ہے کہ اس کی کارکردگی آپ خود سمجھ پائیں گے۔

2.8.4 ڈائیوڈ لاگ ایمپلیفائر

حسابی منفی ایمپلیفائر میں مزاحمت کی جگہ ڈائیوڈ نسب کرنے سے شکل 2.24 الف کا لاگ ایمپلیفائر⁵⁴ حاصل ہوتا ہے۔ ثبت v_i کی صورت میں v_o منفی ہو گا جس سے D_1 سیدھا مائل جبکہ D_2 الثامائل ہو گا۔ اسی طرح منفی v_i کی صورت میں v_o ثابت ہو گا جس سے D_1 الثامائل جبکہ D_2 سیدھا مائل ہو گا۔ یوں کسی بھی وقت ایک ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ استعمال کئے جاتے ہیں۔ یوں داخلی اشارہ ثبت یا منفی ممکن ہوتا ہے۔

log amplifier⁵⁴



شکل 2.24: لگ ایمپلیفائر

شبہ v_i کی صورت میں حل کرتے ہیں۔ حسابی ایمپلیفائر کے ثابت مداخل برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا اس پر برقی دباؤ v_k صفر ہو گا۔ منفی مداخل پر برقی دباؤ v_n لکھتے ہوئے کرچاف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

$$\frac{v_n - v_i}{R} + i_D = 0$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں i_D ڈائیوڈ D_1 کی برقی رو ہے۔ اس مساوات میں $v_n = 0$ اور i_D کی جگہ ڈائیوڈ کی مساوات استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} \frac{v_n - v_i}{R} + I_S e^{\frac{v_n - v_o}{V_T}} &= 0 \\ -\frac{v_i}{R} + I_S e^{\frac{-v_o}{V_T}} &= 0 \\ \frac{v_i}{I_S R} &= e^{\frac{-v_o}{V_T}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کو $v_o - v_n$ لیا گیا ہے۔ دونوں جانب قدرقی لگی ⁵⁵ لیتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$v_o = -V_T \ln \left(\frac{v_i}{I_S R} \right)$$

شکل ب میں قدرقی الٹ۔ لگ ایمپلیفائر ⁵⁶ دکھایا گیا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے دونوں مداخل کو برقی زمین تصور کرتے ہوئے شبہ v_i کی صورت میں ڈائیوڈ D_1 سیدھا مائل ہوتے ہوئے

$$\begin{aligned} i_D &= I_S e^{\frac{v_i - v_n}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{v_i}{V_T}} \end{aligned}$$

natural log⁵⁵
natural anti-log⁵⁶

برقی رو گزارے گا جو حسابی ایچیلیفائر کے منقی مداخل 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 قدری 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 ایچیلیفائر استعمال کرتے ہوئے شکل 2.25 میں ضرب کار⁵⁷ حاصل کیا گیا ہے۔ لاگ ایچیلیفائر کے مساوات استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_{o1} = -V_T \ln \frac{v_{i1}}{I_S R}$$

$$v_{o2} = -V_T \ln \frac{v_{i2}}{I_S R}$$

اسی طرح جمع کار کے مساوات سے

$$v_{o3} = -(v_{o1} + v_{o2})$$

$$= V_T \ln \frac{v_{i1}}{I_S R} + V_T \ln \frac{v_{i2}}{I_S R}$$

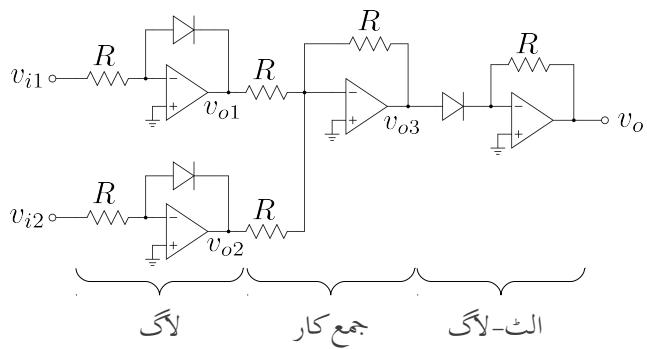
$$= V_T \ln \frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S^2 R^2}$$

اور الٹ۔ لاگ کے مساوات سے

$$v_0 = -I_S R e^{\frac{v_{o3}}{V_T}}$$

$$= -I_S R e^{\ln \frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S^2 R^2}}$$

$$= -\frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S R}$$



شکل 2.25: ضرب کار

حاصل ہوتا ہے۔ یہ ضرب کار داخلی متنبیرات 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۔

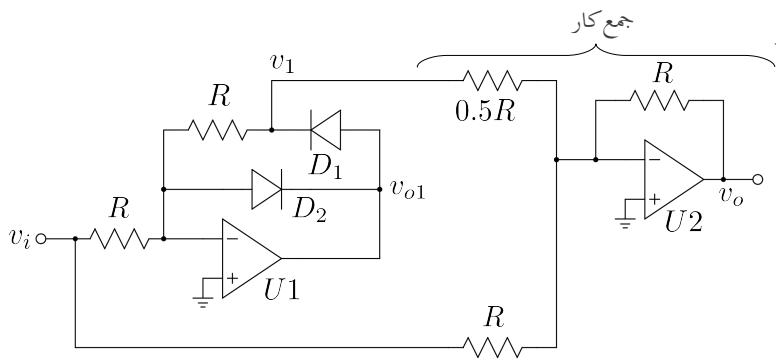
2.8.6 کامل مکمل لہر سمت کار

شکل 2.26 میں کامل مکمل لہر سمت کار دکھایا گیا ہے۔ آئیں اس کی کارکردگی ثابت اور منفی v_i کی صورت میں دیکھیں۔

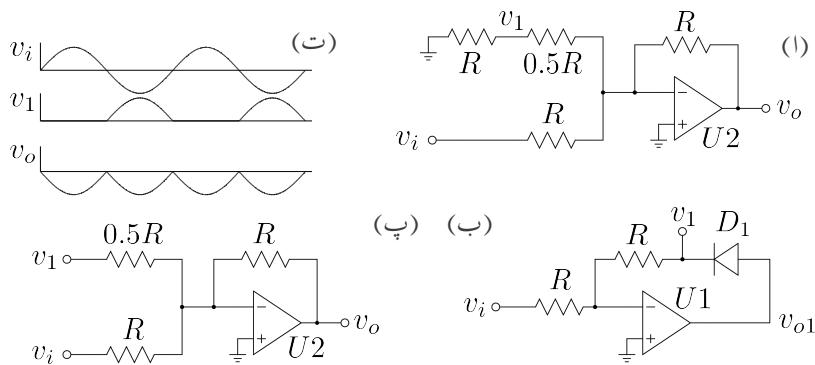
ثبت v_i کی صورت میں v_{o1} منفی ہو جائے گا جس سے D_1 اٹامکل ہو کر منقطع جکہ D_2 سیدھا مکل ہو جائے گا۔ D_2 سیدھا مکل ہونے سے $U_1 = v_n = v_k$ پر D_1 کو منقطع اور U_1 کے منفی مداخل کو برقی زمین پر تصور کرتے ہوئے شکل 2.27 الف حاصل ہوتا ہے جو کہ سیدھا سادہ جمع کار ہے جس سے

$$v_o = -v_i$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 2.27 الف میں v_1 بھی دکھایا گیا ہے۔ پونکہ اس کے دونوں جانب مزاحتوں کے سرے صفر وولٹ پر ہیں لہذا اس صورت $v_1 = 0V$ رہے گا۔ شکل 2.27 ت میں ثبت v_i کی صورت میں v_o اور v_1 دکھائے گئے ہیں۔



شکل 2.26: کامل مکمل لہر سمت کار



شکل 2.27: کامل مکمل لہر سمت کار کی کارکردگی

منفی v_i کی صورت میں v_{01} ثابت ہو جائے گا جس سے D_2 اٹھائیں 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 $v_{01} = v_1 + v_D$ ہو گا جہاں v_D سیدھے مائل ڈائیوڈ D_1 پر بر قی دبا ہے۔ v_1 کے استعمال سے جمع کار کو شکل 2.27 پ کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے جس سے

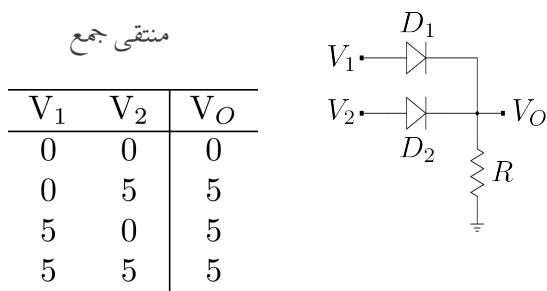
$$v_0 = -v_i - 2v_1$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 2.27 میں منفی v_i کی صورت میں v_1 اور v_0 دکھائے گئے ہیں۔

2.9 ڈائیوڈ کے منتفی ادوار

ڈائیوڈ پر مبنی ادوار حل کرنے کے طریقہ پر اس حصہ میں غور کیا جائے گا۔ ڈائیوڈ پر مبنی ادوار حل کرتے وقت اگر سیدھے مائل اور اٹھائیں ڈائیوڈوں کہ نشاندہی کر دی جائے تو ان ادوار کو حل کرنا نہایت آسان ہو جاتا ہے۔ اس صورت میں سیدھے مائل ڈائیوڈوں کی جگہ چالو سوچ اور اٹھائیں مائل ڈائیوڈوں کی جگہ منقطع سوچ نسب کر کے دور کو حل کیا جا سکتا ہے۔ بد قسمتی سے قبل از وقت یہ جانتا کہ کون کون سے ڈائیوڈ سیدھے مائل اور کون کون سے ڈائیوڈ اٹھائیں ہیں عموماً ناممکن ہوتا ہے۔ ڈائیوڈ کے ادوار حل کرنے کا کوئی ایک سادہ طریقہ نہیں پایا جاتا بلکہ گھرانے کی بات نہیں چونکہ ایسے ادوار حل کرنے کے مشق سے یہ اندازہ لگاتا کہ کون کون سے ڈائیوڈ سیدھے یا اٹھائیں مائل ہیں عموماً ممکن ہوتا ہے۔ اس طریقہ کو مشق سے بہتر سیکھا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل 2.28 میں دئے دوں پر غور کریں۔

اس دور میں دو ڈائیوڈ استعمال کئے گئے ہیں۔ دور کے دو غیر تابع داخلی بر قی دباؤ (اشارات) کو V_1 اور V_2 جبکہ خارجی بر قی دباؤ کو V_O کہا گیا ہے۔ یہ ایک مخصوص دور ہے جس کے داخلی بر قی دباؤ کے دو ہی ممکنہ قیمتیں



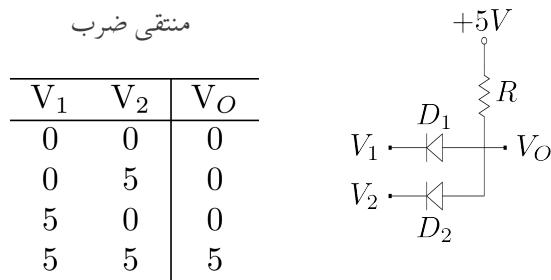
شکل 2.28: منتقالی جمع

ہیں۔ یہ تو یا صفر ولٹ (0 V) اور یا پھر پانچ ولٹ (5 V) 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 ولٹ 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 میں برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے اس کے سروں کے سامنے برقی دباؤ بھی صفر ولٹ 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 ولٹ جبکہ V_2 پانچ ولٹ کے برابر ہے یعنی $V_1 = 0 \text{ V}$ جبکہ $V_2 = 5 \text{ V}$ ہے۔ اس صورت کو جدول کے دوسری صف میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں ڈائیوڈ D_2 سیدھا مائل جبکہ D_1 الٹ مائل ہے۔ یوں D_2 کو چالو سوچ جبکہ D_1 کو منقطع سوچ تصور کر کے یہ واضح ہے کہ خارجی برقی دباؤ پانچ ولٹ ہے یعنی $V_O = 5 \text{ V}$ ہے۔

اسی طرح جدول کی تیسرا صف کے حوالے سے D_1 سیدھا مائل جبکہ D_2 الٹ مائل ہو گا اور یوں $V_O = 5 \text{ V}$ ہو گا۔ جدول کی آخری صف میں دونوں ڈائیوڈ سیدھے مائل ہوں گے اور یوں $V_O = 0$ ہو گا۔ اس دور کی جدول منتقالی جمع کو ظاہر کرتی ہے لہذا یہ جمع گیٹ⁵⁹ ہے۔ اس شکل میں مزید ڈائیوڈ جوڑ کر داخلی اشارات کی تعداد بڑھائی جا سکتی ہے۔



شكل 2.29: منتقى ضرب

شكل 2.29 میں ڈائیوڈ پر مبنی ضرب گیٹ⁶⁰ دکھایا گیا ہے۔ پہلے جدول میں دئے آخری صفح پر غور کرتے ہیں۔ اگر دونوں داخلی اشارات کی قیمتیں پانچ ولٹ (5V) ہوں تو مزاحمت میں بر قی رو صفر ایمپیسٹر ہو گی لہذا خارجی بر قی دباؤ بھی پانچ ولٹ ہو گا یعنی $V_O = 5$ ہو گا۔

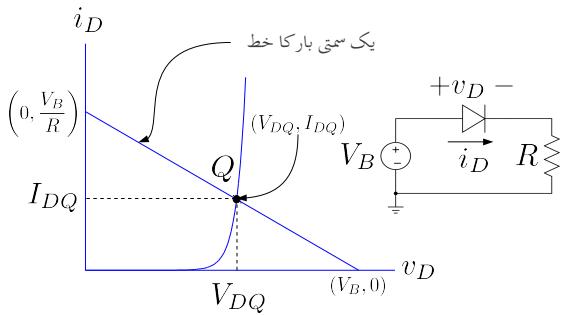
جدول میں دئے بقايا ممکنات پر غور کرتے آپ آسانی سے تمام صورتوں میں خارجی بر قی دباؤ حاصل کر سکتے ہیں۔

2.10 یک سمٹی رو خطِ بوجہ

خطِ بوجہ کا اس کتاب میں آگے جا کر ٹرانزسٹر⁶¹ کے ادوار میں نہایت کارآمد ثابت ہوں گے۔ ڈائیوڈ کے ادوار میں اسے متعارف کرنے سے ان خط کا سمجھنا نسبتاً آسان ہوتا ہے۔

گزشتہ صفحات میں ڈائیوڈ کے ادوار حل کرتے سید ہے مائل ڈائیوڈ کو چالو سوچ جبکہ ائمی مائل ڈائیوڈ کو منقطع سوچ تصور کیا جاتا رہا۔ ایسا کرنے سے ڈائیوڈ کی خاصیت نظر انداز ہو جاتی ہے۔ اگرچہ پیشتر موقع پر ایسا کرنا درست ہوتا ہے، بہر حال کبھی کبھار ڈائیوڈ کی خاصیت کو مد نظر رکھنا ضروری ہوتا ہے۔ اس حصہ میں ایسا ہی کیا جائے گا۔

AND gate⁶⁰
transistor⁶¹



شکل 2.30: خط بوجہ اور نقطہ مائل

شکل 2.30 میں دکھائے گئے دور کو مثال بتاتے ہیں۔ کرچاف 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 ڈالیوڈ کی مساوات بھی درکار ہے یعنی

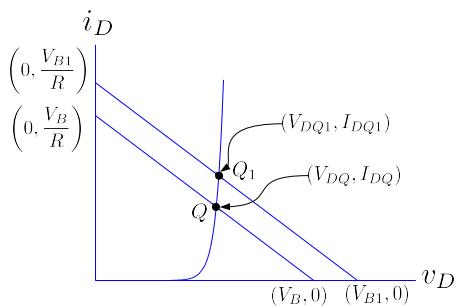
$$(2.16) \quad i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

ان دو مساوات کو کئی طریقوں سے حل کر کے i_D اور v_D اصل کے 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 یک سمتی نقطہ مائل⁶² یا یک 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۔

DC bias point⁶²



شکل 2.31: داخلي برقى دباؤ کا خط بوجھ پر اثر

شکل 2.30 میں مساوات 2.15 کے خط کو یک سمتی رو خطِ بوجھ⁶⁴⁶⁵ کہا گیا ہے۔ اس نام کو چھوٹا کر کے اسے خطِ بوجھ بھی کہتے ہیں۔ آئیں اس خط پر غور کرتے ہیں۔ خطِ بوجھ کی ڈھلوان⁶⁵

$$\frac{\Delta i_D}{\Delta v_D} = -\frac{1}{R}$$

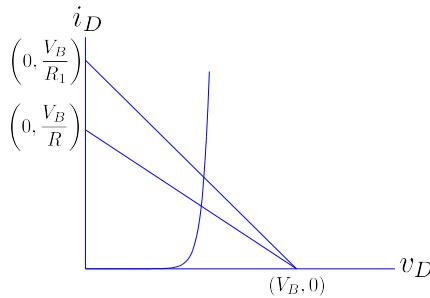
کے برابر ہے۔ خطِ بوجھ افقي محور یعنی برقي دباؤ v_D کے محور کو $(V_B, 0)$ پر ٹکراتا ہے جبکہ عمودی محور یعنی برقی رو i_D کے محور کو $\left(0, \frac{V_B}{R}\right)$ پر ٹکراتا ہے۔

یوں اگر مزاحمت برقرار رکھتے ہوئے دور میں داخلي برقى دباؤ V_B کی قيمت بڑھا کر V_{B1} کر دی جائے تو خطِ بوجھ افقي محور کو موجودہ جگہ سے قدر دائين جانب $(V_{B1}, 0)$ پر ٹکرائے گا اور عمودی محور کو $\left(0, \frac{V_{B1}}{R}\right)$ پر ٹکرائے گا۔

شکل 2.31 میں خطوطِ بوجھ کو داخلي برقى V_B اور V_{B1} کے لئے گراف کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بيروني برقي دباؤ V_B بڑھانے سے خطِ بوجھ کا ڈھلوان تبدیل نہیں ہوتا اور یوں دونوں خطوط آپس میں متوازی ہوتے ہیں۔ اس کے برعکس اگر بيروني برقي دباؤ V_B برقرار رکھی جائے اور مزاحمت R_1 کر دیا جائے تو خطِ بوجھ کی ڈھلوان تبدیل ہو گا جبکہ یہ اب بھی محور برقي دباؤ کو $(V_B, 0)$ پر ٹکرائے گا۔ محور برقي رو سے ٹکرانے کا مقام تبدیل ہو کر $\left(0, \frac{V_B}{R_1}\right)$ ہو جائے گا۔ شکل 2.32 میں اس صورت کو دکھایا گیا ہے جہاں مزاحمت کی نئی قيمت R_1 کو اس کی پرانی قيمت R سے کم تصور کیا گیا ہے۔

⁶³ گھوڑے پر بوجھ لادا جاتا ہے۔ بہان R بطور برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے اور اس کے مساوات کے گراف کو خطِ بوجھ کہتے ہیں

⁶⁴ DC load line
⁶⁵ gradient



شکل 2.32: مزاحمت کی تبدیلی کا خط بوجہ پر اثر

2.10.2 دہرانے کا طریقہ

عموماً مساوات دہرانے کے طریقے⁶⁶ سے با آسانی حل کئے جاتے ہیں۔ موجودہ منہج بھی کچھ اسی نوعیت کا ہے اور اسے بھی دہرانے کے طریقے سے نپا جاسکتا ہے۔ اس طریقے کو مثال کی مدد سے دیکھتے ہیں۔

مثال 2.10.2: شکل 2.30 میں $V_D = 0.6 \text{ V}$ اور $R = 15 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ اگر اس ڈائیوڈ میں $I_D = 2 \text{ mA}$ پر برقی رو گزرتا ہے تو اس دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: مساوات 2.16 سے

$$I_S = \frac{i_D}{\left(e^{\frac{v_D}{V_T}} \right)} = \frac{2 \times 10^{-3}}{e^{0.6/0.025}} = 7.550269 \times 10^{-14} \text{ A}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہمیں قبل از وقت ڈائیوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی رو باہم معلوم نہیں مگر دئے گئے معلومات سے ہم یہ اخذ کر سکتے ہیں کہ اگر برقی رو دو ملی ایمپیئر کے قریب ہو تو برقی رو باہم اشاریہ چھ ولٹ کے قریب ہو گا۔

$I_{D_0} = 2 \text{ mA}$ کو I_D لکھتے ہوئے (یعنی $I_{D_0} = 2 \text{ mA}$ کو 0.6 V کے لحاظ میں لکھتے ہوئے) اور $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$ کے لحاظ میں لکھتے ہوئے (یعنی $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$ کے لحاظ میں لکھتے ہوئے) ہم سوال حل کرتے ہیں۔ طریقہ کار کچھ یوں ہے کہ ہم اخذ کریں گے کہ ڈائیوڈ پر

iteration method⁶⁶

دباو ہے۔ اس قیت 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 قیت استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ پر برقی دباو حاصل کیا جائے گا جسے ہم V_{D_1} کہیں گے۔

ڈائیوڈ پر V_{D_0} برقی دباو اس صورت ہوتا جب اس میں I_{D_0} برقی رو گزرتی 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 دباو V_{D_1} اصل قیمت کے زیادہ قریب برقی دباو ہو گا۔ یوں اگر V_{D_1} استعمال کرتے ہوئے یہ سارا سلسلہ دوبارہ دھرایا 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 حاصل قیمتوں میں تبدیلی قابل نظر انداز ہو جائے۔ آئیں دھرانے 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 دباو 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 ڈائیوڈ کا برقی دباو 0.58165077 V ہوتا مگر ایسا نہیں ہے لہذا ہمیں ایک مرتبہ پھر ڈائیوڈ کے برقی دباو کا بہتر اندازہ لگانا ہو گا۔ یوں I_{D_2} کو 0.9612233 mA اور ڈائیوڈ پر برقی دباو 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۔

2.11 کارتیسی محدد اور ترسیم

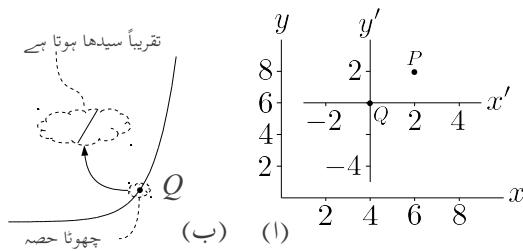
اس حصے میں کارٹیسی محدد اور ترسیم پر غور کیا جائے گا جس کی اس کتاب میں کئی جگہ ضرورت پیش آئے گی۔ اگرچہ اس حصے کو کتاب کے آخر میں ضمیمہ کے طور رکھنا چاہئے تھا مگر اس کی اہمیت کو دیکھتے ہوئے میں نے اسے اس باب کا حصہ بنالیا ہے۔ طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ اس حصے کو بخوبی سمجھیں۔

2.11.1 محدد کی منتقلی

شکل 2.33 الف میں دو کارٹیسی محدد دکھائے گئے ہیں۔ $(x - y)$ کارٹیسی محدد میں دو نقطے $P(6, 8)$ اور $Q(4, 6)$ دکھائے گئے ہیں۔ $(x' - y')$ محدد میں یہی نقطے $P'(2, 2)$ اور $Q'(0, 0)$ بن جاتے ہیں۔

2.11.2 خط کا چھوٹا حصہ سیدھا تصور کیا جا سکتا ہے

شکل 2.33 ب میں یہ حقیقت دکھایا گیا ہے کہ کسی بھی خط کے چھوٹے سے حصے کو سیدھا تصور کیا جا سکتا 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 بلبلے میں گھیرے خط کو بڑھے بلبلے میں بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے جہاں اس کا سیدھا پن صاف واضح ہے۔



شکل 2.33: (ا) کارتیسی محدد. (ب) خط کے چھوٹے حصے کا سیدھا ہے

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
y	0	0.03	0.12	0.44	1.49

x	0	1	2	3	4	5
y	0	0.03	0.12	0.44	1.49	4.99

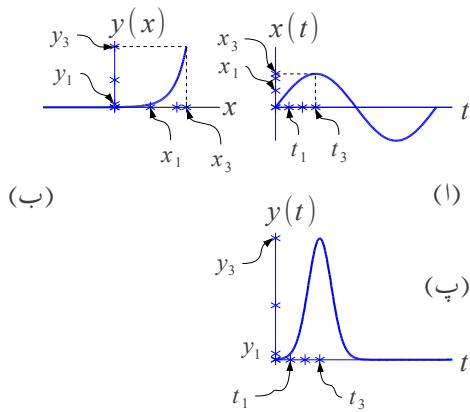
اب تصور کریں کہ $x(t)$ وقت کے ساتھ تبدیل ہوتا تفاضل ہے اور ہم چاہتے ہیں کہ وقت کے ساتھ $y(t)$ کی تبدیلی گراف کریں۔ $x(t)$ کے وقت کے ساتھ گراف کی شکل کچھ بھی ہو سکتی ہے۔ شکل 2.34 الف میں $x(t)$ کو سائن نما تصور کیا گیا ہے۔

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

$$\Delta t_5 = t_6 - t_5$$



شکل 2.34: وقت کے ساتھ بدلنے متغیرات کی مثال

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: $x(t)$ کا جدول					
	t	بالمقابل	$x(t)$	بالمقابل	t
t_0	t_1	t_2	\dots	t_n	
x_0	x_1	x_2	\dots	x_n	

جدول 2.2 میں دئے x پر شکل 2.34 ب سے y کے قیمتیں حاصل کریں۔ یوں حاصل کو استعمال کرتے ہوئے $y(t)$ کا جدول 2.3 حاصل ہو گا جسے شکل 2.34 پ کی طرح گراف کریں۔

جدول 2.3: $y(t)$ کا جدول					
	t	بالمقابل	$y(t)$	بالمقابل	t
t_0	t_1	t_2	\dots	t_n	
y_0	y_1	y_2	\dots	y_n	

یہاں میں بتانا چاہوں گا کہ اس مثال میں تفاضل $y(x)$ اور $x(t)$ کی مدد سے دیکھیں جہاں بدلتے اشارہ $x(t)$ کی شکل میں مختلف ہیں۔

مندرجہ بالا تمام عمل کو نہیں انجام دیا جاسکتا ہے۔ آئیں اس بہتر طریقے کو شکل 2.35 کی مدد سے دیکھیں جہاں بدلتے اشارہ $x(t)$ کو شکل 2.35 میں گھما کر دکھایا گیا ہے۔ اس مثال میں بھی $x(t)$ کو سائنس نما تصور کیا گیا ہے جبکہ تفاضل $y(x)$ کو سیدھا خط یعنی

$$(2.17) \quad y(x) = mx$$

تصور کرتے ہوئے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔⁶⁸ جیسے کہ آپ آگے دیکھیں گے، سیدھا $y(x)$ نہیں 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

$$(2.18) \quad m = \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_Q$$

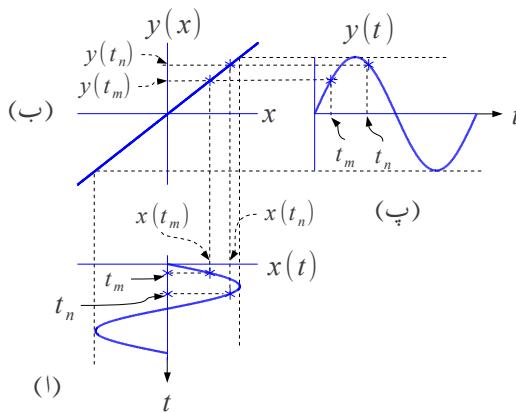
شکل 2.35 الف میں دو نقطے t_m اور t_n کو مثال بناتے ہوئے پورے عمل کو سمجھایا گیا ہے۔ ان دو نقطوں پر $x(t_m)$ اور $x(t_n)$ حاصل کئے جاتے ہیں۔ ان کی قیمت جانا ضروری نہیں، بلکہ اتنا درکار ہے کہ ان کی نمائندگی گراف پر کر دی جائے۔

شکل الف اور شکل ب یوں بنائے جاتے ہیں کہ شکل ب کا x محدود شکل الف کے x محدود کے متوازی ہو اور ان کی جماعت 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 محدود شکل ب کے y محدود کے بالکل دائیں جانب برابر رکھا جائے اور ان کی جماعت بھی برابر ہو۔ یوں شکل ب کے $y(t_m)$ اور $y(t_n)$ نقطوں سے شکل 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) تفاضل ہے۔ اسے استعمال کرتے ہوئے شکل پ حاصل کی گئی۔ شکل پ اور شکل الف ہو ہو ایک ہی طرح ہیں۔ ان کے صرف جیسے مختلف ہو سکتے ہیں۔ یہ ایک نہیں اہم

⁶⁸ سیدھے خط کی مساوات $y = mx + c$ یہے جہاں c وہ نقطہ یہے جہاں خط y محور کو کاتتا ہے۔ سیدھا خط $(0, 0)$ سے گزرنے کی صورت میں $c = 0$ ہو گا اور یوں سیدھے خط کی مساوات $y = mx$ ہو گی۔



شکل 2.35: سیدھا تفاضل اشارے کی شکل برقار رکھتا ہے

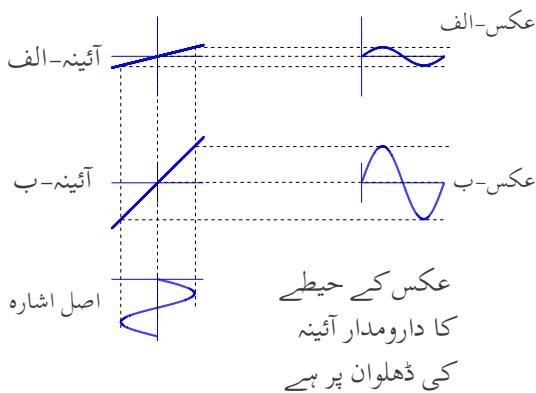
نتیجہ ہے جس کا برقیات کے میدان میں لکھی کردار ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے غیر-خم دار تفاضل کے انشکال میں پونکہ صرف جیٹے تبدیل ہوتا ہے لہذا عموماً اشارہ $x(t)$ کے چوڑیوں سے شکل جوں کی تک اور بیہاں سے شکل پ کیسے کھینچ کر شکل پ مکمل کر دیا جاتا ہے۔

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 جیٹے پر اثر دکھایا گیا ہے۔ آئینہ الاف کی ڈھلوان آئینہ ب کی ڈھلوان سے زیادہ ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ آئینے کی ڈھلوان بڑھانے سے عکس کا جیٹہ بڑھتا ہے جبکہ آئینہ کی ڈھلوان گھٹانے سے عکس کا جیٹہ گھٹتا ہے۔ آئینے کی ڈھلوان یوں بھی رکھی جاسکتی ہے کہ عکس کے جیٹے میں کوئی تبدیلی پیدا نہ ہو اور یہ اصل اشارہ کے جیٹے کے برابر ہی رہے۔

مندرجہ بالاتر کردہ کو تخلیل جامد پہناتے ہیں۔ مساوات 2.17 میں $x(t)$ لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.19) \quad \begin{aligned} y[x(t)] &= mx(t) \\ y(t) &= mx(t) \end{aligned}$$

image⁶⁹
mirror⁷⁰



شکل 2.36: عکس کا حیطہ بال مقابل آئینے کی ڈھلوان

اس مساوات کے تحت $y(t)$ کا حیطہ $x(t)$ کے حیطے کا m گناہو 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 سمی برقی دباؤ تقسیم یک سمی برقی رو کو مزاحمت R جبکہ یک سمی برقی رو تقسیم یک سمی 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 ڈھلوان 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۔

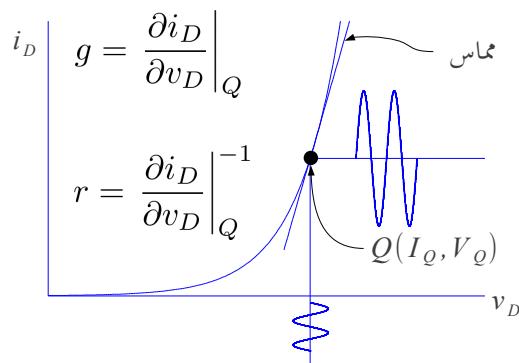
$$(2.20) \quad i(t) = gv(t)$$

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۔

$$(2.22) \quad r = \left. \frac{\partial i}{\partial v} \right|_Q^{-1}$$



شکل 2.37: باریک اشاراتی موصلیت اور باریک اشاراتی مزاحمت

2.12 باریک اشاراتی تجزیہ

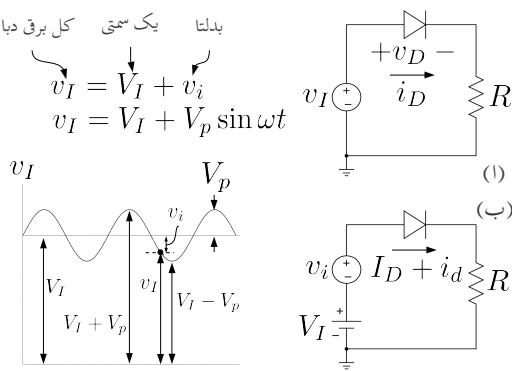
شکل 2.38 الف میں داخلی برقی دباؤ v_I استعمال کی گئی ہے۔ گراف میں v_I کی قیمت ثابت رہتے ہوئے مسلسل تبدیل ہوتی دکھائی گئی ہے۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، v_I کو یوں بھی تصور کیا جا سکتا ہے کہ اسے یک سمتی برقی دباؤ V_I اور بدلتے برقی دباؤ v_i کو سلسلہ وار جوڑ کر حاصل کیا گیا ہے یعنی

$$(2.23) \quad v_I = V_I + v_i$$

باریک اشارہ⁷¹ سے مراد وہ بدلتا اشارہ ہے جس کا جیطہ دور میں پائے جانے والے یک سمتی برقی دباؤ یا یک سمتی برقی رو کی قیمتوں سے نہیں کم ہو (یعنی $V_I << v_i$)۔

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 ڈالیوڈ کی کارکردگی پر غور کیا جائے گا۔ تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ v_I سے نہیں کی خاطر مختلف لمحات پر وقت کو ساکن تصور کرتے ہوئے ان لمحات پر داخلی برقی دباؤ کی کل قیمت لی جاتی ہے۔ ان

small signal⁷¹



شکل 2.38: باریک اشارے

تینوں پر خطِ بوجھ اور ڈائیوڈ کی مساوات کا خط گراف کیا جاتا ہے۔ یوں مختلف اوقات پر ڈائیوڈ کے مختلف نقطے مائل (slope) حاصل کئے جاتے ہیں۔

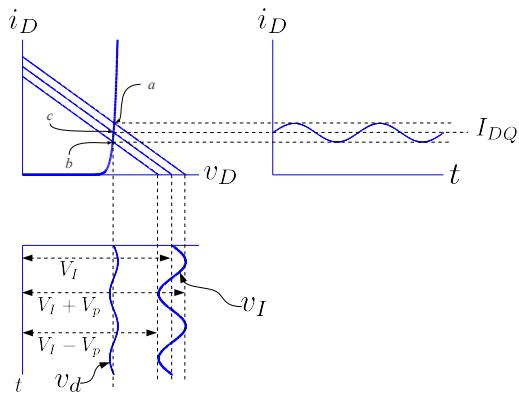
شکل 2.39 میں $v_I(t_1) = v_I(t_0)$ اور $\omega t_0 = 270^\circ$ پر داخلی برقی دباؤ V_I اسکے زاویہ گھما کر شکل 2.39 میں بنایا گیا ہے۔ یوں $v_I(t_2) = V_I - V_p$ اور $V_I + V_p$ استعمال کرتے خطِ بوجھ گراف کئے گئے ہیں۔

شکل 2.38 کے داخلی برقی دباؤ کے گراف کو گھٹری کی سمت 90° کے زاویہ گھما کر شکل 2.39 میں بنایا گیا ہے۔ یوں تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ سے خطِ بوجھ حاصل کرتے ہوئے دور میں بدلتی برقی رو حاصل کی جاتی ہے۔ یہ تزکیب شکل پر غور کرنے سے واضح ہو گی۔

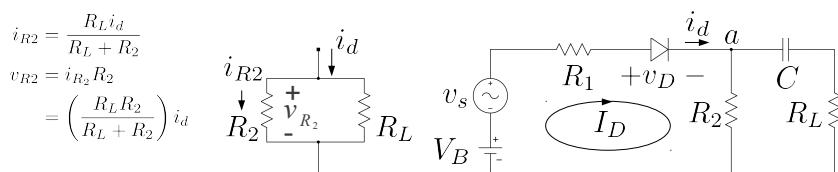
2.12.1 بدلنی رو، خطِ بوجھ

حصہ 2.10 میں یک سمتی خطِ بوجھ پر گفتوکو کی گئی۔ اسی کو آگے بڑھاتے ہوئے بدلنی رو، خطِ بوجھ⁷² کو یہاں پیش کیا جائے گا جس کا اگلے بابوں میں کلیدی کردار ہو گا۔ شکل 2.40 میں دکھائے ڈائیوڈ کے دور میں کپیسٹر بھی استعمال کیا گیا ہے۔ تصور کریں کہ باریک اشارہ v_s کے تعدد پر کپیسٹر کو تصریح دو (یعنی $0 \rightarrow |X_C|$) تصور کیا جاسکتا ہے۔ چونکہ کپیسٹر میں سے یک سمتی برقی رو نہیں گزرتی لہذا یک سمتی برقی رو R_L سے نہیں گزرے گی۔ کپیسٹر

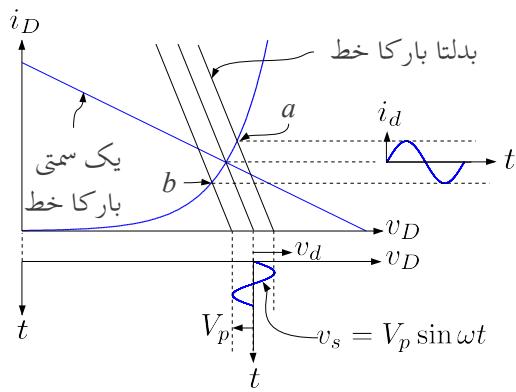
AC load line⁷²



شکل 2.39: ڈائیوڈ پر باریک اشارات



شکل 2.40: ڈائیوڈ کے دور میں کپیسٹر کے استعمال سے بدلتی رو، خط بوجھ پیدا ہوتا ہے



شکل 2.41: بدلتی رو خط بوجہ

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 خط بوجہ کی ڈھلوان $\frac{1}{R_1+R_2}$ ہو گی اور R_L کا اس میں کوئی کردار نہیں ہو گا۔

بدلے اشارہ کے نقطہ نظر سے ڈائیوڈ کے خارجی جانب دو متوازی جڑے مزاحمت پائے جاتے ہیں جن کی کل مزاحمت R_t ہے یعنی

$$(2.24) \quad R_t = \frac{R_L R_2}{R_L + R_2}$$

بدلے اشارہ کو R_t بر قی بوجہ دکھائی دیتا ہے۔ یوں بدلے اشارہ کے خط بوجہ کی ڈھلوان $\frac{1}{R_t}$ ہو گی جو کہ یک سمتی رو خط بوجہ کی ڈھلوان سے مختلف ہے۔ یوں بدلتی رو، خط بوجہ کھینچتے کرتے وقت اس کی ڈھلوان $\frac{1}{R_t}$ رکھی جائے گی۔ بدلے اشارہ کے تبدیل کے ساتھ بدلتی رو، خط بوجہ بھی جگہ تبدیل کرتا ہے۔ یہ بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل 2.39 میں یک سمتی رو خط بوجہ کے لئے دکھایا گیا۔ چونکہ بدلتی رو خط بوجہ کی ڈھلوان ہمیں معلوم ہے لہذا اسے گراف کرنے کی خاطر ہمیں مزید صرف اس پر ایک نقطہ درکار ہے۔ اگر بدلے اشارہ کا جیٹھ کم کرتے کرتے صفر کر دیا جائے تو یک سمتی صورت حال پیدا ہوتی ہے اور ہم جانتے ہیں کہ یک سمتی خط بوجہ نقطہ مائل سے گزرتا ہے۔ یوں صاف ظاہر ہے کہ بدلے خط بوجہ بھی نقطہ مائل سے گزرتا ہے۔ شکل 2.41 میں دونوں خط بوجہ گراف کے لئے گزرتے ہیں۔

اس طرح پہلے یک سمتی رو خط بوجہ گراف کیا جاتا ہے جس سے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے۔ نقطہ مائل سے گزرتا بدلتی رو، خط بوجہ گراف کیا جاتا ہے جس کی ڈھلوان بدلے اشارہ کی بوجہ سے حاصل کی جاتی ہے۔ بدلے اشارہ

کے موجودگی میں بدلتی رو، خط بوجھ ڈائیوڈ کے خط پر نقطہ Q کے قریب قریب رہتے ہوئے a اور b کے درمیان چال قدی کرتا ہے۔ یہاں بھی نقطہ کارکردگی پر باریک اشارات کے لئے ڈائیوڈ کے خط کو سیدھا تصور کرتے ہوئے مدد v_d - i_d بنائے جاسکتے ہیں جن سے 2.40 v_d اور i_d کو غور کرتے ہیں۔ اگر

یہاں $v_s = 0$ رکھا جائے تو باسیں دائرے میں صرف یک سمی برقی رو I_D گزرنے گی جس سے مزاحمت R_2 پر برقی دباؤ $I_D R_2$ پیدا ہو گا۔ 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_2 اور کپیسٹر مل کر برقی رکاوٹ Z پیدا کرتے ہیں جہاں

$$(2.25) \quad \frac{1}{Z} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_L + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$(2.26) \quad Z = \frac{R_2 \left(R_L + \frac{1}{j\omega C} \right)}{R_2 + R_L + \frac{1}{j\omega C}}$$

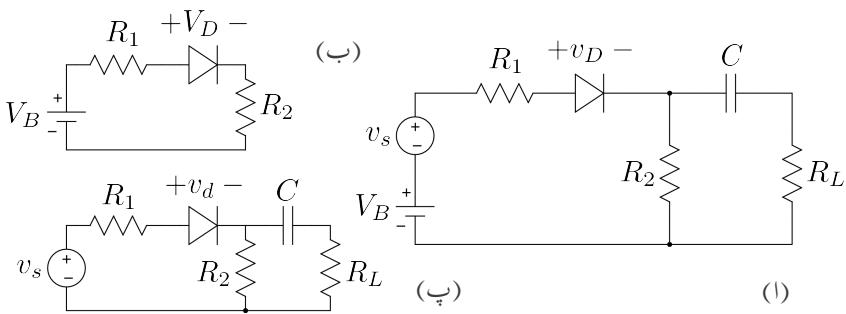
کے برابر ہے۔ کپیسٹر یک سمی برقی رو کے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا R_L میں یک سمی برقی رو کی قیمت صفر اسکپیسٹر ہو گی اور اس پر یک سمی برقی دباؤ کی قیمت بھی صفر وولٹ ہو گا۔ کپیسٹر C پر پائے جانے والے یک سمی برقی دباؤ کو بروداشت کرے گا اور یوں کپیسٹر پر $V_C = I_D R_2$ برقی دباؤ پایا جائے گا۔ کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ سے لکھا جاسکتا ہے۔

$$(2.27) \quad V_B = I_D R_1 + V_D + I_D R_2$$

اسیں اب شکل 2.40 میں یک سمی برقی دباؤ V_B برقرار رکھتے ہوئے v_s کو صفر سے بڑھایا جاتا ہے تا ہم $v_s \ll V_B$ رکھا جاتا ہے۔ اب کل برقی رو $V_B + v_s$ اب کل برقی رو $i_D = I_D + i_d$ پیدا کریں گے۔ I_D کی کامیابی تبدیل نہیں ہوتی البتہ i_d پر غور درکار ہے۔ i_d مزاحمت R_1 اور ڈائیوڈ سے گزرتے ہوئے جوڑ a پر پہنچتی ہے جہاں اسے دورانیتے ملتے ہیں۔ اس مثال کی خاطر کپیسٹر کو یک سمی 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 گزرنے کا یعنی

$$(2.28) \quad i_{R2} = \left(\frac{R_L}{R_L + R_2} \right) i_d$$

یوں R_2 میں کل برقی رو کی قیمت $I_D + i_{R2}$ ہو گی۔ کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ کو باسیں دائرے میں



شکل 2.42: دور کا پک سمتی اور بدلنے حصے میں تقسیم

استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_B + v_s &= i_D R_1 + v_D + (I_D + i_{R2}) R_2 \\ &= (I_D + i_d) R_1 + (V_D + v_d) + \left[I_D + \left(\frac{R_L}{R_L + R_2} \right) i_d \right] R_2 \end{aligned}$$

لکھا جائے گا جہاں دوسرے قدم پر $v_D = V_D + v_d$ اور $i_D = I_D + i_d$ کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات کو دو مساوات میں پوں لکھا جا سکتا 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 جزو یک سمتی خط بو جھ کی مساوات ہے جبکہ اس کا دوسرا جزو بدلتی رو خط بو جھ 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 یک سمتی منع V_B استعمال کرتے ہوئے اصل دور کے وہ حصے دکھائے گئے ہیں جن میں یک سمتی برقی رو I_D گزرتی ہے۔ اس میں کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ سے مساوات 2.29 کا پہلا جزو حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح شکل 2.42 پ میں صرف بدلنا منع 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 ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کو v_d لکھتے ہوئے اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ ڈائیوڈ پر بدلنے برقی دباؤ کی بات کی جا رہی ہے۔ اس دور پر کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ سے مساوات 2.29 کا دوسرا جزو حاصل ہوتا ہے۔ بدلتی رو خط بو جھ کی مساوات میں ڈائیوڈ 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 یک سمتی اور بدلتی برقی رو (اور بدلتے برقی دباؤ) باری خالص کئے جاسکتے ہیں۔ یہ نہایت اہم اور عمومی ترکیب ہے جسے برقيات 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

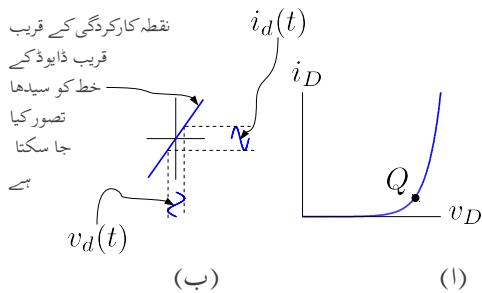
تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ میں باریک اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل نقطہ مائل کو شکل 2.39 میں c سے ظاہر کیا گیا ہے۔ باریک اشارہ کی موجودگی میں یہ نقطہ تبدیل ہوتے ہوئے a اور b کے درمیان رہتا ہے۔ ان دو نقطوں کے مابین ڈائیڈ کا خط تقریباً ایک سیدھی لکیر کی مانند ہے۔⁷³ یاد رہے کہ مزاحمت کی برقی دباؤ بال مقابل برقی رو کا خط سیدھی لکیر ہوتا ہے۔ اگر نقطہ c پر $v_d - i_d$ کا کارٹیسی محدد بنایا جائے⁷⁴ اور گراف کو a سے b تک محدود کر دیا جائے تو اس خطے میں ڈائیڈ کے مساوات کا گراف عام مزاحمت کا گراف معلوم ہوتا ہے۔ شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ یوں ان دو نقطوں کے مابین ڈائیڈ 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 محدد $(i_d - v_D)$ جبکہ شکل 2.43 ب میں باریک اشاراتی محدد $(i_d - v_d)$ استعمال کئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ہم یہ بھی دیکھتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر ڈائیڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت r_d کو استعمال کرتے ہوئے ڈائیڈ 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 ڈائیڈ نقطہ مائل کے قریب قریب

⁷³ حصہ 2.11.2 میں دیکھا گیا کہ کسی بھی خط کے باریک حصے کو سیدھا تصور کیا جا سکتا ہے

⁷⁴ حصہ 2.11.1 میں محدد کی منتقلی پر بحث کی گئی



شکل 2.43: ڈائیوڈ کے باریک اشارات کا حصول

رہے گا۔ یوں اگر نقطہ c کو $(V_{DQ} + \Delta V_{DQ}, I_{DQ} + \Delta I_{DQ})$ کو لکھا جائے تو نقطہ a کو (V_{DQ}, I_{DQ}) جبکہ نقطہ b کو $(V_{DQ} - \Delta V_{DQ}, I_{DQ} - \Delta I_{DQ})$ کو لکھا جاسکتا ہے۔ یوں نقطہ c پر ڈائیوڈ کی مزاحمت r_d یوں حاصل کی جائے گی۔

$$(2.32) \quad r_d = \frac{\Delta v_D}{\Delta i_D} \Big|_{I_{DQ}} = \frac{\Delta V_{DQ}}{\Delta I_{DQ}}$$

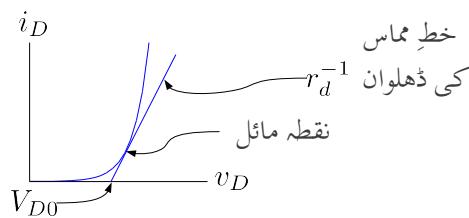
مساوات 2.31 اور مساوات 2.32 اس مزاحمت کو سمجھنے کے مختلف طریقے ہیں۔

r_d کو ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت⁷⁵ کہتے ہیں اور اس کی قیمت نقطہ کارکردگی پر منحصر ہے۔

2.12.3 خطِ مماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول

شکل 2.44 میں نقطہ کارکردگی پر خطِ مماس⁷⁶ دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر خطِ مماس سے ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت r_d حاصل کیا جاسکتا ہے۔ آئیں r_d کو چالو ڈائیوڈ کے مساوات (یعنی مساوات 2.7) کے خطِ مماس سے حاصل کریں۔ نقطہ کارکردگی پر چالو ڈائیوڈ کا خطِ مماس حاصل کرنے کی خاطر چالو ڈائیوڈ کی مساوات کا تفرقہ⁷⁷ لیں گے۔ اس تفرقہ کی قیمت نقطہ $i_D = I_{DQ}$ پر حاصل کر کے نقطہ کارکردگی پر مزاحمت r_d حاصل کی جائے گی یعنی

small signal resistance⁷⁵
tangent⁷⁶
differentiation⁷⁷



شکل 2.44: نقطہ کارکردگی پر خط مماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول

$$(2.33) \quad i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

$$\frac{di_D}{dv_D} = \frac{I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}}{V_T}$$

چونکہ $i_D = I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$ ہے لہذا ہم لکھ سکتے ہیں کہ

$$(2.34) \quad \frac{di_D}{dv_D} = \frac{I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}}{V_T} = \frac{i_D}{V_T}$$

$$\left. \frac{di_D}{dv_D} \right|_{IDQ} = \frac{I_{DQ}}{V_T}$$

خط مماس کے اس ڈھلوان سے باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$(2.35) \quad r_d = \left. \left(\frac{di_D}{dv_D} \right)^{-1} \right|_{IDQ} = \frac{V_T}{I_{DQ}}$$

مثال 2.11: ایک ڈائوڈ جس کا $I_S = 9.32 \times 10^{-14} \text{ A}$ اور $i_D = 25 \mu\text{A}$ کے برابر ہو کی کی برقی روپ پر باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔

حل: مساوات 2.35 کے تحت $i_D = 15mA$ 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

$$(2.37) \quad r_d = \frac{25 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-6}} = 1000 \Omega$$

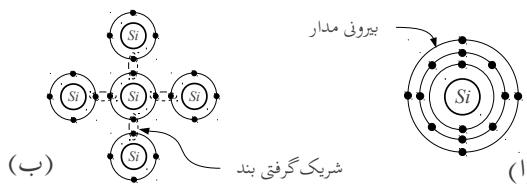
2.13 طبیعتی نیم موصل اشیاء

ڈائیوڈ نیم موصل⁷⁸ مواد سے بنائے جاتے ہیں۔ اس حصہ میں نیم موصل اشیاء کی طبیعتی پر غور کیا جائے گا۔ اگرچہ بر قیانی پر زہ جات جرمینیم یا سیلیکان دونوں سے بنائے جاسکتے ہیں، حقیقت میں سیلیکان کی عمدہ خوبیوں کی بدولت بر قیانی پر زہ 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 عناظر⁸⁴ کے ایسی غونہ ایسی نمونہ⁸⁵ کے بیرونی مدار⁸⁶ میں چار الکٹران⁸⁷ پائے جاتے ہیں۔ یوں ان کی کیمیائی گرفت⁸⁸ +4 یا -4 ممکن ہے۔ اس جماعت کے عناظر شریک گرفتی بند⁸⁹ بناتے ہیں۔

بر قیانی پر زہ جات بنانے کی خاطر 99.9999999 فیصد خالص سیلیکان درکار ہوتا ہے جسے عموماً نو-نو صاف 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

semiconductor ⁷⁸
periodic table ⁷⁹
group ⁸⁰
carbon ⁸¹
silicon ⁸²
germanium ⁸³
elements ⁸⁴
atomic model ⁸⁵
shell ⁸⁶
electrons ⁸⁷
valency ⁸⁸
covalent bond ⁸⁹
doping ⁹⁰
conductance ⁹¹



شکل 2.45: سلیکان ایشم اور سلیکان قلم میں شریک گرفتی بند

موصل بنایا جاسکتا ہے۔ اسی لئے سلیکان کو نیم موصل⁹² لپکارا جاتا ہے۔ وزن کے لحاظ سے زمین کے بیرونی ٹھوس سطح کا 28% سلیکان پر مشتمل ہے۔ عام ریت سلیکان اور آکسیجن کا مرکب SiO_2 ہے۔

سلیکان کا ایغمی عدد⁹³ یا جوپری 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 سلیکان ایٹم کے ساتھ شریک گرفتی بند بننا کر سلیکان کا قلم⁹⁴ بناتا ہے۔ شکل 2.45 میں اس کی سادہ صورت دکھائی گئی ہے۔ حتیٰ صفر حرارت K پر موجود سلیکان 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 سلیکان کا درجہ حرارت بلند کیا جائے، حرارتی توانائی کی بنا پر اس میں جگہ جگہ شریک گرفتی بند مقطوع 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 سلیکان میں حرکت کرتا ہے اور یوں یہ قلم کی موصلیت میں کردار ادا کرتا ہے۔ اس طرح شریک گرفتی بند کی قید سے آزاد ہوا الیکٹران جواب سلیکان میں آزادی سے حرکت کر سکتا ہو کو آزاد الیکٹران⁹⁵ یا متحرک الیکٹران⁹⁶ کہتے ہیں۔ اسی طرح شریک گرفتی بند ٹوٹنے کی وجہ سے الیکٹران کے اخراج سے اس مقام پر خالی خلاء رہ جاتا ہے اور یہاں موجود سلیکان کا ایٹم ثابت بار اختیار کر لیتا ہے۔ ثابت ایٹم قریب موجود شریک گرفتی بندوں سے الیکٹران کھینچنے کی کوشش کرتا ہے اور کبھی بکھار 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 کبھی تبدیل ہو کر دوسرے ایٹم کے مقام پر منتقل

semiconductor⁹²
atomic number⁹³
crystal⁹⁴
free electron⁹⁵
mobile electron⁹⁶

ہو جاتا ہے۔ ایسا بار بار ہونے سے خلاء مسلسل جگہ تبدیل کرتا ہے۔ خلاء اور ثبت ایم کا مقام ایک ساتھ حرکت کرتے ہیں گویا کہ خلاء از خود ثبت بار ہو۔ یوں سلیکان میں آزادی سے حرکت کرتے ثبت خلاء کو آزاد خول⁹⁷ یا متحرک خول⁹⁸ کہتے ہیں۔ آزاد خول بالکل آزاد الیکٹران کی طرح سلیکان کی موصیت میں کردار ادا کرتا ہے۔ آزاد خول کا بار الیکٹران کے بار کے برابر مگر ثبت ہوتا ہے۔

حرارت سے شریک گرفتی بند ٹوٹے کی وجہ سے پیدا آزاد الیکٹران (مخفی بار) کو حرارتی الیکٹران⁹⁹ جبکہ اس سے پیدا آزاد خول (ثبت بار) کو حرارتی خول¹⁰⁰ بھی کہتے ہیں۔ چونکہ ایک شریک گرفتی بند ٹوٹے 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 کا انحصار درجہ حرارت پر ہے۔

آزاد الیکٹران اور آزاد خول سلیکان 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 چڑنے کی شرح برابر ہو تو اس صورت کو حرارتی توازن کہتے ہیں۔ نیم موصل اشیاء کی طبیعت 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۔

$$(2.38) \quad p_i^2 = n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{Eg}{kT}}$$

جہاں

حرارتی الیکٹران کی تعداد نی مریع سنتی میٹر ہے۔ n_i

free hole ⁹⁷
mobile hole ⁹⁸
thermal electron ⁹⁹
thermal hole ¹⁰⁰
minority electrons ¹⁰¹
minority hole ¹⁰²
thermal generation ¹⁰³
thermal generation rate ¹⁰⁴
recombination ¹⁰⁵
recombination rate ¹⁰⁶
number density ¹⁰⁷

p_i حرارتی خول کی تعداد فی مریع سنتی میٹر ہے۔
 B کی مقدار ہر عصر کے لئے مختلف ہے۔ سلیکان کے لئے اس کی قیمت 5.4×10^{31} ہے۔
 T حرارتی ہے۔ اس کی اکائی کیلوں K ہے۔
 k بولٹزمن کا مستقل 8.62×10^{-5} eV/K
 E_G یہ شریک گرفتی بند منقطع کرنے کے لئے درکار توانائی ہے جس کی قیمت سلیکان کے لئے 1.12 eV ہے۔

یاد رہے کہ حرارتی الیکٹران اور حرارتی خول کی تعدادی کثافتیں برابر ہوتی ہیں۔ یعنی

$$(2.39) \quad n_i = p_i$$

2.14 منفی قسم کا نیم موصل

کیمیائی دوری جدول کے پانچیں جماعت میں ناٹروجن N، فاسفورس P وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان عناصر کے ایٹموں کے بیرونی مدار میں پانچ الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ ناٹروجن کو مثال بناتے دیکھتے ہیں کہ سلیکان کے قلم میں ان عناصر کی، نہایت باریک مقدار میں، موجودگی کے کیا اثرات مرتب ہوتے ہیں۔

سلیکان کے قلم میں سلیکان کے ایٹم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں شامل کئے جانے والے ملاوٹی ناٹروجن کے ایٹموں کی تعداد نہایت کم ہوتی ہے اور یوں ناٹروجن کے ایٹموں کی موجودگی کا قلم میں ایٹموں کے ترتیب پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹی ناٹروجن کے ایٹم قلم میں جگہ جگہ سلیکان ایٹم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔ شکل 2.46 میں ناٹروجن کے ایٹم کو سلیکان کے قلم میں بنتے دکھایا گیا ہے۔ ناٹروجن ایٹم کے بیرونی مدار میں موجود پانچ الیکٹرانوں میں سے چار الیکٹران قلم میں قریب چار سلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنانے ہیں جبکہ پانچواں الیکٹران فالتوڑہ جاتا ہے۔ اس فالتو ایکٹران کا ناٹروجن 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 ناٹروجن ایٹموں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا جاتا ہے۔ شکل 2.46 میں ایک آزاد الیکٹران¹⁰⁹ کو سلیکان

bond¹⁰⁸
free electron¹⁰⁹

ایٹھوں کے مابین دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر شامل کئے گئے ملاؤٹی ناکٹروجن ایٹھوں کی تعدادی کشافت N_D ایٹھ فی مریع سنٹی میٹر ہوتے ہیں اس سے پیدا آزاد الکٹرانوں کی کشافت n_{n0} تقریباً اتنی ہی ہو گی یعنی

$$(2.40) \quad n_{n0} \approx N_D$$

اس مساوات میں حرارتی آزاد الکٹرانوں کی تعداد کو نظر انداز لیا گیا ہے جو کہ ایک جائز قدم ہے۔ یہم موصل اشیاء کی طبیعت سے معلوم ہوتا ہے کہ حرارتی توازن کی صورت میں آزاد الکٹران کی کشافت n_{n0} اور آزاد خول کی کشافت 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 یہم موصل سیلکان میں آزاد خول کی کشافت

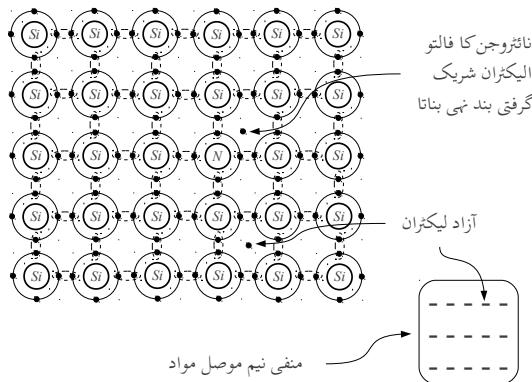
$$(2.42) \quad p_{n0} = \frac{n_i^2}{n_{n0}} \approx \frac{n_i^2}{N_D}$$

ہو گی۔ منفی یہم موصل میں اکثریتی الکٹرانوں ¹¹⁰ کی کشافت شامل کئے جانے والے ملاؤٹی ایٹھوں کی تعداد پر منحصر ہے جبکہ اس میں اقلیتی خول ¹¹¹ کی کشافت درجہ حرارت پر منحصر ہے۔ منفی یہم موصل میں آزاد الکٹران کی تعداد آزاد خول کی تعداد سے کئی درجہ زیادہ ہو گی۔

اس مثال میں ناکٹروجن کی شمولیت سے سیلکان میں متحرک آزاد الکٹران یعنی متحرک منفی بار ¹¹² نے موصلیت پیدا کی۔ ایسے سیلکان کو منفی قسم کا یہم موصل یا منفی یہم موصل ¹¹³ کہتے ہیں۔ یوں منفی یہم موصل تیار کرنے کی خاطر سیلکان میں کیمیائی دوری جدول کے پانچیں جماعت کے عناصر بطور ملاوٹ شامل کئے جاتے ہیں۔ کسی بھی کمکل ایٹھ میں پروٹون اور الکٹران کی تعداد برابر ہوتی ہے۔ یوں ایٹھ کا کل بار صفر ہوتا ہے۔ سیلکان میں ناکٹروجن بطور ملاوٹ شامل کرنے سے اس کا کل بار صفر ہی رہتا ہے۔ ناکٹروجن ایٹھ کے فائلو الکٹران کی جدائی کے بعد ناکٹروجن ایٹھ ثابت بار رکھتا ہے۔ یوں اگرچہ قلم کا کل بار اب بھی صفر ہی ہے لیکن جس مقام پر ناکٹروجن کا ثبت ایٹھ موجود ہو اس مقام پر کل بار ثبت ہو گا اور جس مقام پر آزاد الکٹران موجود ہو وہاں کل بار منفی ہو گا۔

قلم میں تمام ایٹھ اپنی اپنی جگہ جگہ رہتے ہیں۔ یہ اپنی اپنی جگہ جھوول سکتے ہیں لیکن جگہ تبدیل نہیں کر سکتے۔ ایسے ایٹھوں کو ساکن تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ قلم میں جگہ جگہ ساکن ثابت بار والے ناکٹروجن ایٹھ

majority electrons¹¹⁰
minority holes¹¹¹
mobile negative charge¹¹²
n-type semiconductor¹¹³

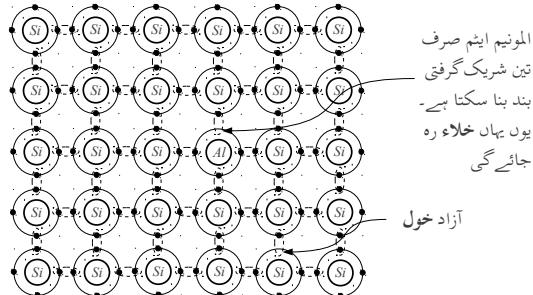


شکل 2.46: نائتروجن کی شمولیت سے منفی قسم کے نیم موصل کا حصول

پائے جاتے ہیں۔ یوں منفی قسم کے نیم موصل قلم میں ثابت بار ساکن رہتے ہیں جبکہ اس میں منفی بار (آزاد الیکٹران) حرکت پذیر ہوتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل مواد میں برقی روکا بہاو آزاد الیکٹران کے حرکت سے ہوتا ہے۔ آزاد الیکٹران نیم موصل مواد کے وجود میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبے میں گیس کے ایٹم یا مالکیوں 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 متھرک بار¹¹⁶ کی بات کی جاتی ہے۔ یوں منفی قسم کے نیم موصل مادے میں موصلیت صرف متھرک 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 ناکہ مکد برقی بار کو۔ سیلکان میں بیرونی مادہ مثلاً نائتروجن کے شمولیت سے پیدا آزاد الیکٹران کو اکثریتی الیکٹران¹¹⁷ بھی کہتے ہیں۔

electron gas¹¹⁴
immobile charges¹¹⁵
mobile charges¹¹⁶
majority electrons¹¹⁷



شكل 2.47: المونيم ایٹم قلم میں سلیکان ایٹم کی جگہ لیتا ہے

2.15 مثبت قسم کا نیم موصل

کیمیائی دوری جدول کے تیرے جماعت میں بوران B، المونيم Al وغیرہ پائے جاتے ہیں جن کے بیرونی مدار میں صرف تین الکٹران ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں اس جماعت کے عناصر کی شمولیت کے اثرات دیکھنے کی خاطر المونيم کی شمولیت کو مثال بناتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں سلیکان کے ایٹم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں بطور ملاوٹ شامل کئے جانے والے المونيم ایٹموں کی تعداد نہیں کم ہونے کی بنا پر یہ قلم میں ایٹموں کے ترتیب پر اثر انداز نہیں ہوتے۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹ المونيم کے ایٹم قلم میں جگہ جگہ سلیکان ایٹم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔

شكل 2.47 میں المونيم کے ایٹم کو سلیکان کے قلم میں بنتے دکھایا گیا ہے۔ قلم میں بنتے المونيم ایٹم کے بیرونی مدار میں موجود تین الکٹران قلم میں قریب تر تین سلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرفتی بند بناتے ہیں۔ المونيم ایٹم کے بیرونی مدار میں چوتھے الکٹران کی عدم موجودگی کی بنا پر قریب چوتھے سلیکان ایٹم کے ساتھ شریک گرفتی بند بنانا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں اس بند کی جگہ خلاء رہ جاتی ہے۔

شكل 2.48 کو دیکھتے ہوئے آگے پڑھیں۔ حرارتی توانائی سے ممکن ہوتا ہے کہ اس خلاء کے قریب کوئی شریک گرفتی بند منقطع ہو جائے اور وہاں سے الکٹران خارج ہو جائے۔ خارج شدہ الکٹران بھکٹتا بھکٹتا المونيم کے قریب خلاء کو پُر کر کے یہاں شریک گرفتی بند کو جنم دیتا ہے۔ ایسا ہونے سے المونيم ایٹم منفی بار اختیار کر لیتا ہے جبکہ جہاں سے الکٹران خارج ہوا ہو اس مقام پر ثابت آزاد خول ¹¹⁸ رہ جاتا ہے۔ اس شبت آزاد خول کو خول الاف کہتے ہوئے

free hole¹¹⁸

گفتگو آگے بڑھاتے ہیں۔ اسی طرح حرارتی توانائی نو پیدا خول الف کے قریب کسی اور شریک گرفت 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 بر قی روکا 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 ناکہ کلہ بر قی 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 ایٹیوں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا جاتا ہے۔ آزاد خول نیم موصل مواد کے وجود میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ایٹم یا مالیکیوں حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد خول کو کبھی کبھار خول گیس¹²⁰ بھی کہا جاتا ہے۔ سلیکان میں بیروفن مواد مثلاً Al کے شمولیت سے پیدا آزاد خول کو اکثریتی خول¹²¹ بھی کہتے ہیں۔ مثبت نیم موصل سلیکان بناتے وقت اگر اس میں شامل کئے جانے والے ملاوی ایٹیوں کی کثافت N_A ایٹم فی مرلیع سینی میٹر ہو تو اس میں حرارتی آزاد خول کو نظر انداز کرتے ہوئے اکثریتی آزاد خول کی کثافت p_{n0} بھی تقریباً اتنی ہو گی یعنی

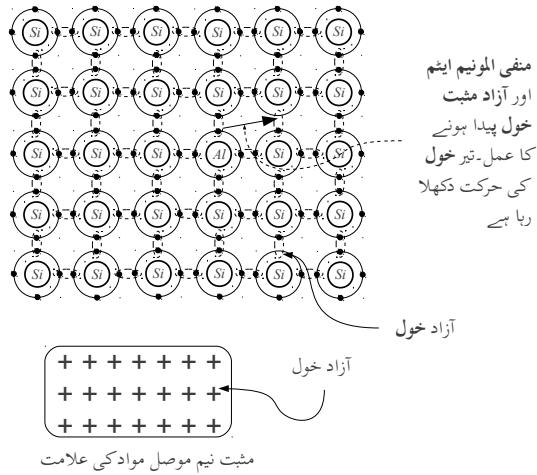
$$(2.43) \quad p_{p0} = N_A$$

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 ملاوی ایٹیوں کی تعداد پر منحصر ہے جبکہ اس میں اقلیتی الیکٹرانوں¹²³ کی کثافت درجہ حرارت پر منحصر ہے۔

p-type semiconductor¹¹⁹
hole gas¹²⁰
majority holes¹²¹
majority holes¹²²
minority electrons¹²³



شكل 2.48: آزاد خول کی حرکت اور مشبت نیم موصل مواد ظاہر کرنے کی علامت

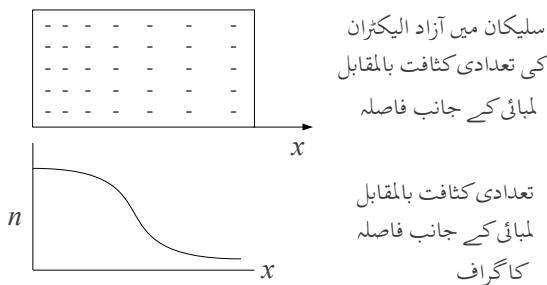
2.16 مال برداری

آزاد الکیٹران اور آزاد خول نفوذ¹²⁴ اور بہاو¹²⁵ کے ذریعہ سلیکان 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 پھیلاو اور دریا میں پانی کا بہاؤ انہیں کی بدولت ہے۔

2.16.1 نفوذ

نفوذ سے مراد الکیٹران اور خول کی وہ بلا ترتیب حرکت ہے جو حرارتی توانائی کی وجہ سے پیدا ہوتی ہے۔ سلیکان میں آزاد الکیٹران (آزاد خول) کی یکسان تعدادی کثافت کی صورت میں آزاد الکیٹران (آزاد خول) کے نفوذ سے برقرار پیدا نہیں ہوتی البتہ اگر کسی طرح آزاد الکیٹران (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 الکیٹرانوں (خولوں)

diffusion¹²⁴
drift¹²⁵
transportation¹²⁶



شکل 2.49: تعدادی کثافت میں نا بمواری نفوذ پیدا کرتا ہے

کا بہاو ہو گا جس سے برقی رو کو نفوذی برق رو¹²⁷ کہتے ہیں۔ اس حقیقت کو شکل 2.49 کی مدد سے بہتر سمجھا جاسکتا ہے جہاں فرضی سليکان 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 دائیں 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 سليکان کی ثابت نیم موصل سلاخ دکھائی گئی ہے جس کارقبہ 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۔ اس طرح حصہ الف کے آدھے خول، یعنی $pA\Delta x/2$ ، دائیں جانب اور آدھے دائیں جانب حرکت کریں گے۔ اسی طرح حصہ ب کے آدھے خول، یعنی $(p + \Delta p)A\Delta x/2$ ، دائیں اور آدھے دائیں جانب حرکت کریں گے۔ یوں ان دو نقطوں کے درمیان نقطہ دار لکیر پر دائیں جانب گزرتے کل خولوں کی تعداد

$$\frac{pA\Delta x}{2} - \frac{(p + \Delta p)A\Delta x}{2} = -\frac{\Delta pA\Delta x}{2}$$

ہو گی۔ خول کے بار کو q لکھتے ہوئے اس لکیر سے دائیں جانب گزرتے کل بار کی مقدار کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$\Delta Q_p = -\frac{q\Delta pA\Delta x}{2}$$

diffusion current¹²⁷

تصور کریں کہ باروں کی یوں منتقلی وقت Δt میں عمل میں آتی ہے۔ اس طرح سلاخ میں برقی رو = $I_p = \frac{\Delta Q_p}{\Delta t}$ ہو گی 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 تفاضل 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

$$(2.48) \quad D_p = \frac{\Delta x^2}{2 \Delta t}$$

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 رو¹²⁸ کو بیان کرتا ہے۔¹²⁹ جہاں

آزاد خلوں سے پیدا نفوذی برقی رو کی کثافت¹³⁰ ہے۔ J_p

q خول کے برقی بار کی مقدار یعنی $C = 1.6 \times 10^{-19}$ ہے۔

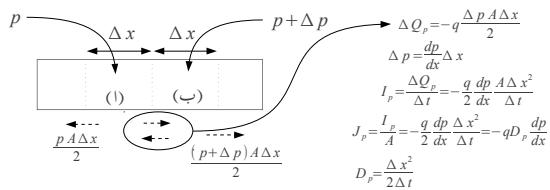
D_p خول کے نفوذ کا مستقل¹³¹ ہے۔ سیکان میں cm^2/s کے برابر ہوتا ہے۔

diffusion current density¹²⁸

¹²⁹نفوذ کے ذریعے مال پردادی کرنے اس فلیہ کو اڈلف فیک Adolf Fick نے دریافت کیا

diffusion current density¹³⁰

hole's diffusion constant¹³¹



شکل 2.50: آزاد خول سے حاصل نفوذی برقی رو

p آزاد خول کی تعدادی کثافت ہے۔

آزاد الیکٹرانوں کے لئے نفوذی برقی رو کی کثافت کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(2.50) \quad J_n = qD_n \frac{dn}{dx}$$

اس مساوات میں منقی 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۔

بہاو 2.16.2

آزاد الیکٹران اور آزاد خول کے حرکت کرنے کا دوسرا ذریعہ بہاو¹³³ ہے۔ بہاو سے پیدا برقی رو کو بہاو برقی رو¹³⁴ کہتے ہیں۔

اگر سیلیکان کے ایک سلاخ، جس کی لمبائی L ہو، کے دو سروں کے مابین برقی دباؤ V مہیا کی جائے تو اس سلاخ میں برقی!شدت¹³⁵ E پیدا ہو گی جہاں

$$E = \frac{V}{L}$$

electron's diffusion constant¹³²

drift¹³³

drift current¹³⁴

electric field intensity¹³⁵

کے برابر ہے۔ بر قی دباؤ کی شدت آزاد الکیٹران اور آزاد خول کو اسراع دے گا۔ آزاد خول کا رفتار بر قی شدت کی سمت میں جبکہ آزاد الکیٹران کا رفتار اس کے الٹ سمت میں بڑھے گا۔ بر قی شدت سے پیدا ہادوں کے رفتار کو رفتار بھاؤ¹³⁶ کہتے ہیں۔ آگے صرف آزاد الکیٹران پر گنتگو کرتے ہیں اگرچہ یہ سب کچھ آزاد خول کے لئے بھی درست ہے۔ اس گنتگو میں آزاد الکیٹران کو صرف الکیٹران کہیں گے۔

الکیٹران کی رفتار کے دو اجزاء ہیں۔ ایک جزو حرارتی رفتار ہے جبکہ دوسرا جزو بھاؤ کی رفتار یا رفتار بھاؤ ہے۔ اگر سلیکان کے سلاخ میں ہر مقام پر حرارت یکساں ہو تو اس سلاخ میں حرارتی رفتار کی اوسط قیمت ہر مقام پر برابر ہو گی۔ حرارتی رفتار بلا ترتیب ہے اور یوں سمیتی حرارتی رفتار کی اوسط قیمت صفر ہوتی ہے۔ المذا اس صورت میں سمیتی حرارتی رفتار کا سلیکان میں بر قی رو پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اس کے بر عکس الکیٹران کی سمیتی رفتار بھاؤ¹³⁷ بر قی شدت کے الٹ سمت میں ہوتی ہے اور اس کی اوسط قیمت بر قی شدت پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں بر قی شدت کے موجودگی میں سلیکان میں بر قی رو سمیتی رفتار بھاؤ کے وجہ سے ہوتی ہے۔ سمیتی رفتار بھاؤ پر اب گنتگو کرتے ہیں۔

بر قی شدت کی وجہ سے حرکت کرتے پار وقاً فوقاً ساکن ایشوں کے ساتھ ٹکرایا کرپنی تو انہی ضائع کر دیتے ہیں اور ان کی مخلوقی سمیتی رفتار بھاؤ¹³⁸ صفر ہو جاتی ہے۔ ٹکرانے کے بعد یہ ایک مرتبہ پھر بر قی شدت کی وجہ سے رفتار کپڑتے ہیں۔ یوں ٹکرانے کی وجہ سے الکیٹران کی رفتار لگاتار نہیں بڑھتی بلکہ یہ کسی اوسط رفتار سے سلیکان میں بر قی شدت کے الٹ سمت حرکت کرتے ہیں۔ اس اوسط سمیتی رفتار کو اوسط سمیتی رفتار بھاؤ یا صرف سمیتی رفتار بھاؤ کہتے ہیں۔

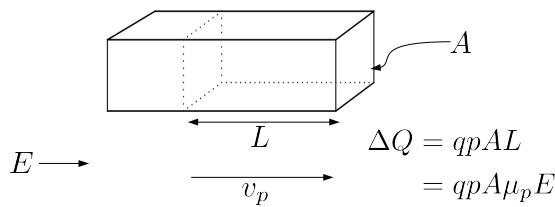
سلیکان کے قلم میں بر قی شدت E کے موجودگی میں الکیٹران پر قوت $F = -qE$ عمل کرے گا۔ اس قوت کی وجہ سے الکیٹران اسراع a کپڑے گا جسے نیوتن¹³⁹ کے مساوات $F = m_n a$ سے حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$a = -\frac{qE}{m_n}$$

اگر الکیٹران کے ٹکرانے کا اوسط وقفہ t_n ہو تو اتنے وقت میں ساکن حال سے چلا الکیٹران رفتار v_{t_n} اختیار کرے گا جہاں

$$v_{t_n} = a \times t_n = -\frac{qEt_n}{m_n}$$

drift speed¹³⁶
drift velocity¹³⁷
instantaneous drift velocity¹³⁸
Newton's law¹³⁹



شکل 2.51: برقی شدت سے برقی رو کا پیدا ہونا

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 جا سکتا 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 سیکان 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 سیکان میں آزاد خول کی حرکت پذیری μ_p کی قیمت $480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ کے لگ بھگ ہے۔ سیکان کے سطح پر حرکت پذیری کی قیمت گہرائی پر حرکت پذیری کے قیمت سے دس گناہک 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 ثابت نیم موصل سیکان کا سلانخ دکھایا گیا ہے جس میں آزاد خول کی تعدادی کثافت p فی مربع سنٹی میٹر ہے۔ اگر اس سلانخ میں برقی شدت E ہو تو اس میں آزاد خول کی سمتی رفتار بہاؤ v_p اسی سمت میں ہو گی۔ یوں ایک سینٹی میٹر میں آزاد خول اس سلانخ میں v_p سنٹی میٹر کا فاصلہ طے کریں گے۔ سلانخ کے لمبائی L کا جم $A \times L$ ہے اور اتنے جم میں $p \times A \times L$ آزاد خول ہوں گے۔ یوں اتنے جم میں کل آزاد بار $\Delta Q = qpAL$ ہو گا۔ اگر v_p سنٹی میٹر لمبائی کی بات کریں تو اتنے سلانخ میں موجود آزاد خول کا بار $\Delta Q = qpAv_p$ ہو گا۔ سلانخ کے دوں جانب سطح

electron mobility¹⁴⁰

A سے یوں ہر سینٹ $qpAv_p$ بار گز رے گا اور یوں اس سلاخ میں برقی رو I_p کی قیمت J_p ہو گی۔ اس برقی رو کی کثافت

$$(2.53) \quad J_p = \frac{I_p}{A} = qp v_p = qp \mu_p E$$

ہو گا۔

بالکل اسی طرح آزاد الکیٹران کے لئے بھی مساوات لکھی جاسکتی ہے۔ آزاد الکیٹران کے بار کو $(-q)$ لکھتے ہوئے چونکہ اس کے لئے $v_n = \mu_n E$ ہے لہذا آزاد الکیٹران کے لئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.54) \quad J_n = \frac{I_n}{A} = (-q)n v_n = (-q)n(-\mu_n)E = qn\mu_n E$$

آزاد الکیٹران اور آزاد خول کے موجودگی میں برقی رو دونوں باروں کی وجہ سے پیدا ہو گی 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

$$(2.56) \quad \sigma = (n\mu_n + p\mu_p)$$

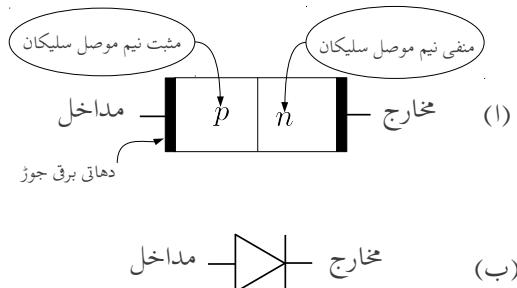
لکھنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.57) \quad J_\sigma = q\sigma E$$

یہ مساوات برقی شدت کی بدولت بہاو سے پیدا برقی رو کی مساوات ہے جس میں σ سیلیکان کے موصلیت کا مستقل¹⁴¹ ہے۔ مساوات 2.57 در حقیقت قانون اوہم¹⁴² ہے۔

2.17 مثبت اور منفی اقسام کے نیم موصل مواد کا ملاب

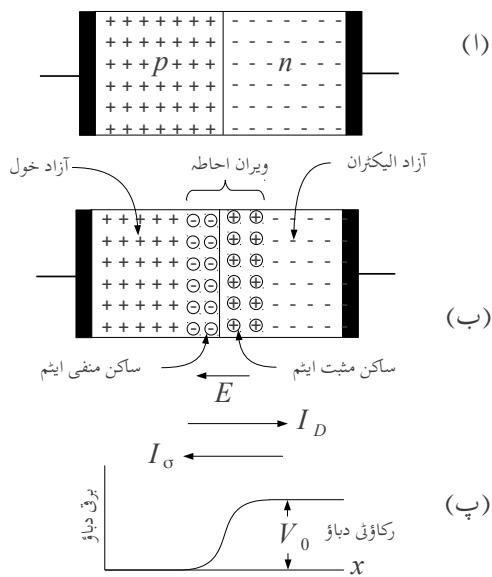
ثبت نیم موصل مواد اور منفی نیم موصل مواد کے ملاب سے ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے۔ شکل 2.52 میں اس کی بناؤث اور علامت دکھائی گئی ہے۔ حقیقت میں ڈائیوڈ تیار کرتے وقت سیلیکان کی ایک ہی پتھری پر منفی اور مثبت قسم کے نیم موصل



شکل 2.52: ڈائیوڈ کی بناؤ اور اس کی علامت

احاطے ملا کر بنائے جاتے ہیں۔ تصور کریں کہ مثبت نیم موصل اور منفی نیم موصل سلیکان کو جوڑا جاتا ہے۔ اس وقت کا صورت حال شکل 2.53 میں دکھایا گیا ہے۔ نفوذ کی وجہ سے مثبت نیم موصل حصے سے آزاد خول منفی نیم موصل حصے کی جانب حرکت کر کریں گے اور اسی طرح منفی نیم موصل حصے سے آزاد الکیٹران 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 پرده ہوں گے۔ اسی طرح منفی نیم موصل حصے سے الکیٹران کے نکل جانے سے یہاں سرحد کے قریب ساکن مثبت ایٹم نمودار یا بے پرده ہوں گے۔ مثبت نیم موصل حصے میں داخل الکیٹرانوں 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 بیس گے جب تک یہ کسی خول کے ساتھ مل کر ختم نہ ہو جائیں۔ اسی طرح منفی حصے میں داخل آزاد خولوں میں سے جد یہاں آزاد الکیٹرانوں سے مل کر ختم ہو جائیں گے جبکہ بقایا اس حصے میں بطور اقلیتی بار اس وقت تک بیس 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 الکیٹرانوں اور آزاد خولوں کے اس حرکت سے پیدا نفوذی برقی رو کو I_D لکھتے ہیں جہاں پنج کے نفوذ کے مستقل D لکھنے سے اس برقی رو کی بطور نفوذی برقی رو پہچان کی گئی ہے۔ نیم موصل سلیکان از خود بے بار¹⁴³ ہوتا ہے۔ شکل ب کے دونوں جانب بے بار نیم موصل سلیکان ہے جبکہ ان کے درمیانی سرحد پر بار برودار 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

conductivity¹⁴¹
Ohm's law¹⁴²
neutral¹⁴³
depletion region¹⁴⁴



شكل 2.53: رکاوٹی برقی دباؤ

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 خول¹⁴⁷ بھیختا 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 شبت نیم موصل حصے سے آزاد خول ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اسے بھی شبت نیم موصل حصے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔

اگر شبت نیم موصل حصے سے آزاد الیکٹران حرارتی توانائی کی بدولت حرکت کرتا ویران خطے پہنچ جائے تو اس پر برقی قوت $F = -qE$ عمل کر کے اسے منفی نیم موصل حصے میں دھکیل دے 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 ہباؤ 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 خطے¹⁴⁸ کہتے ہیں۔

برقی رو I_S کی مقدار کا دارو مدار حرارتی توانائی سے حرکت کرتے ان آزاد الیکٹرانوں اور آزاد خولوں پر ہے جو ویران خطے میں بھکر جائیں۔ اس کے برکھس برقی رو I_D کی مقدار دونوں نیم موصل خطوں میں شامل کئے گئے ملاوٹی 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 شبت اور منفی نیم موصل سیلیکان 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 کھٹے 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 جزو سیلیکان متوازن صورت اختیار کر لے گا۔

electric field intensity¹⁴⁵
voltage¹⁴⁶

¹⁴⁷ دباد رہے کہ نیم موصل سیلیکان میں حرارتی توانائی کی بدولت بر وقت حرارتی بار پیدا ہوتے رہتے ہیں۔

depletion region¹⁴⁸

¹⁴⁹ بھیں ویران خطے پیدا نہیں بوا بوتا لہذا I_S صفر بونے پڑے۔

¹⁵⁰ I_S کی قیمت حرارتی توانائی سے حرکت کرنے آزاد باروں کے ویران خطے میں بھٹکنے پر منحصر ہے۔ ویران خطے کے حدود بڑھنے سے ایسا بونے کے امکانات بڑھ جائیں۔

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 بر عکس اگر کسی وجہ سے I_D کی قیمت میں کمی آئے تو چونکہ I_S مسلسل چالوں¹⁵¹ رہتا ہے لہذا بار بردار ایٹم کی تعداد میں کمی آئے گی جس سے اور V_0 کی قیمت میں کمی آئے گی۔ رکاوٹی دباؤ میں کمی I_D کے گھنٹے 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۔ سیکان 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 ڈائیوڈ کے سروں کے مابین برقی تار جوڑی جائے تو کیا رکاوٹی برقی دباؤ کی وجہ سے برقی تار میں برقی روپیدا ہو گی؟ حل: ہر گز نہیں۔ اگر ایسا ممکن ہوتا تو ہم ڈائیوڈ سے لگاتار توانائی حاصل کر سکتے ہوتے جو کہ قانون برائے بقائے توانائی کے خلاف ہے۔

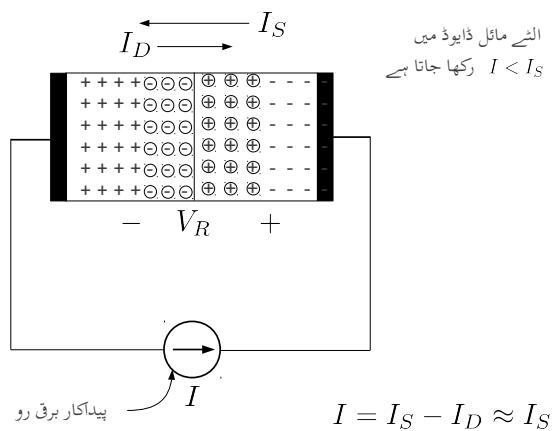
حقیقت میں ڈائیوڈ کے سروں پر نیم موصل اور دھاتی برقی تار کے جوڑ پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباؤ کے عین برابر اور اس کے الٹ جانب ہوتا ہے۔ اس طرح پیرونی برقی تار میں برقی روپیدا ہوتی۔ نیم موصل اور برقی تار کے جوڑ پر پیدا برقی دباؤ ان کے آپس میں چھوٹے سے پیدا ہوتا ہے۔

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 ڈائیوڈ کے سروں کو چھوٹے ہیں، ان

¹⁵¹ عام حالت میں ویران خطے کی حدود نہیات کم تبدیل ہوتے ہیں لہذا I_S کی قیمت کو غیر تغیر پذیر یعنی اتل تصویر کیا جاتا سکتا ہے۔

¹⁵² blocking voltage

¹⁵³ volt meter



شکل 2.54: اُنٹا مائل ڈائیوڈ

سرول پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباؤ کے بالکل برابر اور اس کے اُنٹ سمت میں ہوتا ہے۔ یوں ولٹ میٹر صفر ولٹ جواب دیتا ہے۔

2.18 اُنٹا مائل ڈائیوڈ

اُنٹے مائل ڈائیوڈ میں برقی رو نہیں گزرتی یعنی اٹا مائل ڈائیوڈ منقطع¹⁵⁴ رہتا ہے۔ اس حقیقت پر اس حصہ میں غور کیا جائے گا۔ اُنٹے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی سمجھنا اس میں اٹی جانب برقی رو پر غور کرنے سے زیادہ آسان ہوتا ہے۔

اُنٹے مائل ڈائیوڈ پر شکل 2.54 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں یہ ورنی منع برقی رو¹⁵⁵، ڈائیوڈ میں اٹی جانب برقی رو I گزارتا ہے۔ منع برقی رو اس آلہ کو کہتے ہیں جو درکار برقی رو مہیا کر سکے۔ قصور کریں کہ I کی قیمت ڈائیوڈ کے اندر ورنی بہاؤ سے پیدا برقی رو I_S سے کم ہے۔ عام حالات میں اُنٹے مائل ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ، برقی رو موصل تار میں الکٹرانوں کی حرکت سے پیدا ہوتی ہے۔ برقی تار میں الکٹران برقی رو I کے الٹ جانب حرکت کرتے ہیں۔ یوں شکل میں ڈائیوڈ کے دائیں جانب یعنی اس کے منفی نیم موصل حصے سے آزاد الکٹران نکل کر برقی تار میں داخل ہوتے ہیں جس سے اس خطے میں مزید ایٹم بے پورہ یعنی بار بردار ہو کر ویران خطے کی لمبائی بڑھاتے ہیں۔

اسی طرح شکل میں ڈائیوڈ کے بائیں جانب یعنی اس کے ثابت نیم موصل حصے میں برقی تار سے الکٹران پیچتے ہیں۔ آزاد خول اس سرے کے جانب حرکت کر کے ان الکٹرانوں کے ساتھ مل کر ختم ہوتے ہیں۔ ثابت 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۔

ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ کے سروں پر نمودار ہو جاتا ہے جسے ولٹ میٹر کی مدد سے ناپا جاسکتا ہے۔

کرچاف 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۔

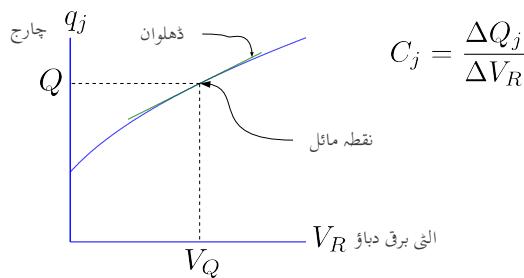
$$(2.59) \quad I \approx I_S$$

اس مساوات کے تحت الٹے مائل ڈائیوڈ میں الٹی 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 ڈائیوڈ کو الٹا مائل کرنے سے اس میں الٹی جانب لمحاتی برقی رو¹⁵⁶ گزرتی ہے جو رکاوٹی برقی دباؤ کو تیزی سے اتنا بڑھادیتا ہے کہ ڈائیوڈ میں صرف I_S کے برابر برقی رو رہ جائے۔

آپ نے دیکھا کہ اگر منع برقی دباؤ¹⁵⁸ کے ذریعہ ڈائیوڈ کو الٹا مائل کیا جائے تو جب تک الٹے برقی دباؤ کی قیمت ڈائیوڈ کے برداشت کی حد سے تجاوز نہ کر جائے اس وقت تک ڈائیوڈ میں الٹی جانب صرف I_S برقی رو گزرے گی جو کہ ایک نہایت کم مقدار ہے۔ اس لئے الٹے مائل ڈائیوڈ کو منقطع¹⁵⁹ تصور کیا جاتا ہے۔

برداشت الٹ بحالی دورانیہ
reverse recovery time¹⁵⁷
voltage source¹⁵⁸
cut off¹⁵⁹



شکل 2.55: بار بالمقابل اٹا برقی دباؤ اور کپیسٹنس

یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ حقیقت میں الٹے مائل ڈائیوڈ میں I_S سے کئی گنا زیادہ برقی رو گزرتی ہے اور اس کی قیمت درحقیقت الٹے لਾگو 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 ڈائیوڈ جس کی I_S کی قیمت 10^{-15} A کے برابر ہو حقیقت میں الٹی جانب A^{-9} تک برقی رو گزار سکتا ہے۔ چونکہ حقیقت میں الٹی جانب گزرتی برقی رو کی قیمت بھی نہایت کم ہوتی ہے لہذا الٹے مائل ڈائیوڈ کو منقطع ہی تصور کیا جاتا ہے۔

2.18.1 اُنٹا مائل ڈائیوڈ بطور کپیسٹر

آپ نے دیکھا کہ ڈائیوڈ میں جوڑ کے ایک جانب ثابت ایٹم اور دوسری جانب منفی ایٹم نمودار ہو جاتے ہیں۔ یوں جوڑ کے ایک جانب ویران خطے میں ثبت 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 ڈائیوڈ پر الٹی برقی دباؤ V_R باہر سے لਾگو کی جائے تو مزید بار بروار 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 اور یہ ورنی 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 تھے اور ان کے ماہین رکاوٹی برقی دباؤ ایک کپیسٹر¹⁶⁰ نہیں بن جاتے۔ یقیناً ایسا ہی ہے۔ آپ کپیسٹر کی مساوات

(2.60)

$$Q = CV$$

capacitor¹⁶⁰

سے بخوبی آشنا ہوں گے۔ اس مساوات میں برقی دباؤ اور ہار خطی تعلق رکتا ہے اور مساوات کا مستقل یعنی C کپیسٹر کی قیمت ہے۔ شکل 2.55 میں برقی دباؤ اور ہار 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 ڈائیوڈ کی کپیسٹنس حاصل کرنے کی خاطر اس نقطہ پر مماس کا خط بنائیں اور اس خط کی ڈھلوان حاصل کریں۔ یہی ڈائیوڈ کی کپیسٹنس ہو گی۔

ڈائیوڈ کی کپیسٹنس C_j کی قیمت مساوات 2.62 سے بھی حاصل کی جاتی ہے۔ یہ مساوات درحقیقت شکل 2.55 کے خط کو الگبرائی طور سے حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے۔

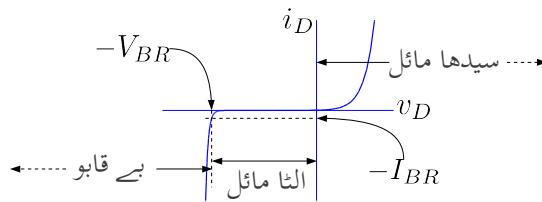
$$(2.62) \quad C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_0}\right)^m}$$

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 ڈائیوڈ کے جوڑ کی کپیسٹنس یا جوڑ کی کپیسٹنس¹⁶¹ کہتے ہیں۔

سید ہے مائل ڈائیوڈ کی الٹی کپیسٹنس C_j مساوات 2.62 میں $V_R - V_{DQ}$ کی جگہ استعمال سے حاصل کرتے وقت دیکھا گیا ہے کہ صحیح حاصل نہیں ہوتا لہذا سید ہے مائل ڈائیوڈ میں اس کی قیمت مندرجہ ذیل مساوات سے حاصل کی جاتی ہے۔

$$(2.63) \quad C_j = 2C_{j0}$$

junction capacitance¹⁶¹



شکل 2.56: ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی رو کا خط

2.19 بے قابو صورت

اگر ڈائیوڈ الٹا مائل کرنے والے برقی دباؤ کو بذریعہ پڑھایا جائے تو آخر کار یہ ڈائیوڈ کے برداشت کی حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈائیوڈ یکدم الٹی جانب بے قابو برقی رو گزرنے دے گا۔ اس برقی دباؤ کو ناقابل برداشت برقی دباؤ¹⁶² V_{BR} کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ میں یکدم الٹی جانب برقی رو کا گزرناد مختلف وجوہات کی بنا پر عمل میں آ سکتا ہے۔ شیم موصول سیلیکان میں باروں کے تودہ¹⁶³ کی وجہ سے یا پھر زینر اثاثے¹⁶⁴ سے ڈائیوڈ میں یکدم بے قابو برقی رو گزار سکتا ہے۔ آئینی ان دونوں کو سمجھیں۔

جب بھی الٹے مائل ڈائیوڈ 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 موصول خطے کی جانب دھکیل دیتا ہے۔ آزاد الیکٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے اور ایٹموں کے ساتھ بار بار گلراتے ہوئے ویران خطے سے باہر جانب حرکت کرتا ہے۔

اگر آزاد الیکٹران برقی شدت سے اتنی میکانی توانائی حاصل کرے کہ اس کے گلرانے 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 دو مزید ایٹموں سے گلراتے ہوئے دو اور آزاد الیکٹران پیدا کریں گے اور یوں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد بے قابو بڑھے گی جس سے ڈائیوڈ میں الٹی جانب بے قابو برقی رو

break down voltage¹⁶²
avalanche¹⁶³

¹⁶⁴کلارنس میل ون زینر Clarence Melvin Clarence نے زینر ڈائیوڈ ایجاد کیا

گزرنے گی۔ یہ تمام بالکل برفانی تودہ گرنے کی طرح کا عمل ہے اور اسی لئے اس عمل کو بے قابو بوجہ تودہ¹⁶⁵ کہتے ہیں۔

ڈائیوڈ کے الٹی جانب بے قابو ہونے کا دوسرا ذریعہ زینر عمل کہلاتا ہے۔ اگر ایسے مائل کرنے والے برقی دباؤ کے بڑھانے سے ویران نحطے میں برقی شدت کی قیمت اتنی بڑھ جائے کہ اس کے کھنچنے سے ہی الیکٹران ایٹمیوں سے جدا ہو سکیں تو اس برقی دباؤ پر یکدم الٹی جانب بے قابو برقی دباؤ گزرنے گی۔ اس طرح الٹی جانب برقی رو گزارنے والے ڈائیوڈ کو زینر ڈائیوڈ¹⁶⁶ کہتے ہیں اور اس برقی دباؤ V_Z کو زینر برق دباؤ¹⁶⁷ کہتے ہیں۔ زینر ڈائیوڈ عموماً زینر عمل سے بے قابو حال میں ہی استعمال کئے جاتے ہیں۔ زینر ڈائیوڈ کے نحطے کے بے قابو حصے کی ڈھلوان انہائی زیادہ ہوتی ہے۔ زینر ڈائیوڈ اس کے علاوہ بالکل عام ڈائیوڈ کی مانند ہوتا ہے اور اسے عام ڈائیوڈ کی جگہ استعمال کیا جا سکتا ہے۔

عمومی طور پر پانچ ولٹ سے کم برقی دباؤ پر بے قابو ہونا زینر عمل کی نشانی ہوتی ہے جبکہ سات ولٹ سے زیادہ برقی دباؤ پر بے قابو ہونا تودہ کے عمل کی نشانی ہوتی ہے۔ پانچ تا سات ولٹ 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 $7V$ زینر برقی دباؤ کے زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت تبدیل ہونے سے تبدیل نہیں ہوتا۔ اس سے زیادہ زینر برقی دباؤ والے زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت بڑھانے سے بڑھتا ہے جبکہ اس سے کم زینر برقی دباؤ والے زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت بڑھانے سے لگھتا ہے۔ یوں برقی دباؤ کے تبدیلی کی عمومی شرح کو ایک فی اکائی سیلیسیس لیتے ہوئے درجہ حرارت $1^{\circ}C$ سے $7V$ زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ $7.07V$ ہو جائے گا۔

2.20 سیدھا مائل ڈائیوڈ

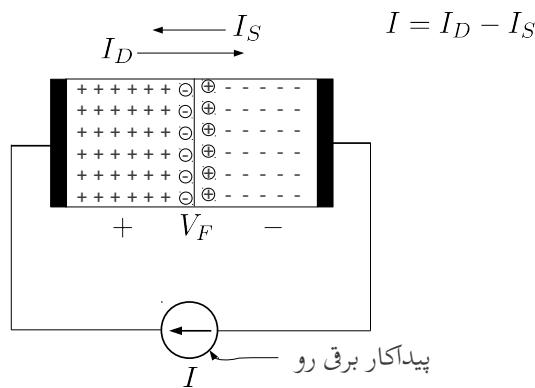
سیدھے مائل چالو حال ڈائیوڈ پر شکل 2.57 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں ڈائیوڈ کو بیرونی منبع برق رو¹⁶⁸ کی مدد سے I فراہم کی گئی ہے۔ بیرونی برقی رو I، ڈائیوڈ کے دونوں سروں پر اکثریتی بار فراہم کرتی ہے لیکن منفی نیم موصل کو

avalanche breakdown¹⁶⁵

zener diode¹⁶⁶

zener voltage¹⁶⁷

current source¹⁶⁸



شکل 2.57: سیدھا مائل ڈائیوڈ

آزاد الکٹران اور ثابت نیم موصل کو آزاد خول۔ منفی نیم موصل کو فراہم کردہ آزاد الکٹران اس جانب ویران خطے میں ثابت ایٹموں کے ساتھ مل کر انہیں بے بار بناتے ہیں جبکہ ثابت 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 لفڑی برقی رو I_D میں اضافہ ہوتا ہے۔ کچاف کے مساوات برائے برقی رو کے مطابق یوں

$$(2.64) \quad I = I_D - I_S$$

ہو گا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی رکاوٹی برقی دباؤ میں V_F ولٹ کی کمی آتی ہے۔ یہ برقی دباؤ یعنی V_F ڈائیوڈ کے سروں پر نمودار ہوتا ہے جسے ولٹ میٹر¹⁶⁹ کی مدد سے ناپا جاسکتا ہے۔ V_F ناپتے وقت ڈائیوڈ کا ثابت نیم موصل سرازیادہ برقی دباؤ پر ہوتا ہے۔

اسی طرح اگر ڈائیوڈ کو منبع برقی دباؤ V_F سے سیدھا مائل کیا جائے تو ڈائیوڈ کی اندر ورنی رکاوٹی برقی دباؤ میں V_F ولٹ کی کمی پیدا ہو گی اور اس میں مساوات 2.64 کے تحت برقی رو گزئے گی۔

volt meter¹⁶⁹

2.20.1 سیدھے مائل ڈائیوڈ کی نفوذی کپیسٹنس

حصہ 2.18 میں اٹھے مائل ڈائیوڈ کے ویران نتھے کی دونوں جانب باروں کے جمع ہونے سے پیدا کپیسٹنس پر غور کیا گیا جہاں آخر میں سیدھے مائل ڈائیوڈ کی کپیسٹنس کا بھی ذکر کیا گیا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ میں ایک اور نوعیت کی کپیسٹنس پائی جاتی ہے جس پر اس حصے میں غور کیا جائے گا۔ اس کپیسٹنس کو ڈائیوڈ کی نفوذی کپیسٹنس¹⁷⁰ پکارا جائے گا۔

آپ جانتے ہیں کہ ڈائیوڈ میں الکٹران ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہو کر بر قی رو کو جنم دیتا ہے۔ اگر ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہونے کے لئے درکار اوسط دورانیہ τ سینٹ ہوتا اوسط بر قی رو $I_D = \frac{Q}{\tau}$ ہو گی جہاں Q اوسط بار ہے۔ یوں ڈائیوڈ کی مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(2.65) \quad I_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

اگر ہم سیدھے کپیسٹر کی تعریف $C_d = \frac{dQ}{dV_D}$ کریں تب مندرجہ بالا مساوات سے

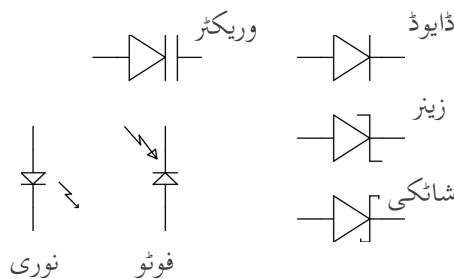
$$(2.66) \quad C_d = \frac{I_D \tau}{V_T}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس کپیسٹر کی قیمت سیدھے بر قی رو کے برابر راست متناسب ہے اور یوں اس کی قیمت کافی زیادہ ممکن ہے۔ مثال کے طور پر اگر $\tau = 1\text{s}$ اور $I_D = 1\text{mA}$ ہوتا ہے تو $C_d = 40\text{pF}$ ہو گا۔ ڈائیوڈ استعمال کرتے تیز رفتار عددی ادوار¹⁷¹ میں یہ کپیسٹنس ہے جو بلند تر تعداد کی حد تعین کرتا ہے۔

2.21 ڈائیوڈ کے دیگر اقسام

زیز ڈائیوڈ کی علاوہ دیگر اقسام کے ڈائیوڈ بھی پائے جاتے ہیں۔ اس حصے میں ان کا تعارف کرایا جائے گا۔ شکل 2.58 میں ان کے علاقوں میں دی گئی ہیں۔

diffusion capacitance¹⁷⁰
digital circuits¹⁷¹



شکل 2.58: مختلف ڈائیوڈ کے علامت

2.21.1 شانکی ڈائیوڈ

منقی نیم موصل اور ثابت نیم موصل کے ملاب سے ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے۔ نیم موصل کے ساتھ دھات جوڑنے سے بھی ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے جسے شانکی ڈائیوڈ¹⁷² کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کے علامت میں انگریزی حروف تجھی S کی شمولیت سے شانکی ڈائیوڈ کی علامت حاصل ہوتی ہے۔ شانکی ڈائیوڈ منقی نیم موصل اور دھات مسئلہ پلاٹینم¹⁷³ کے ملاب سے بنایا جاتا ہے۔ شانکی ڈائیوڈ میں رکاوٹی بر قی دباؤ کی قیمت 0.12 V تا 0.45 V ہوتا ہے جسے عمومی طور پر 0.3 V تصور کیا جاتا ہے۔

سیدھے ماکل شانکی ڈائیوڈ میں منقی نیم موصل سے الکٹران کی ویران نحلے سے گزر کر دھات تک پہنچنے سے برقی رو و وجود میں آتی ہے۔ چونکہ دھات میں الکٹران کی حرکت با آسانی ہوتی ہے لہذا دوبارہ جٹنے کا دورانیہ τ نہایت کم ہوتا ہے۔ τ کی قیمت 10 ps کے لگ بھگ ہوتا ہے جو کہ pn ڈائیوڈ کے دورانیہ سے کئی درجے کم ہے۔ اس طرح $I_D = 1 \text{ ms}$ پر شانکی ڈائیوڈ کا نفوذی کپیسٹر مساوات 2.66 سے $C_d = 0.4 \text{ pF}$ حاصل ہوتا ہے۔

ان ڈائیوڈ میں نہایت کم بار ذخیرہ ہوتا ہے۔ یوں انہیں انہائی تیزی سے سیدھے ماکل چالو حال سے الٹے ماکل منقطع حال یا الٹے ماکل منقطع حال سے سیدھے ماکل چالو حال میں لا یا جا سکتا ہے۔ نہایت بلند تعدد پر چلنے والے ادوار میں ان کا استعمال عام ہے۔

schottky diode¹⁷²
platinum¹⁷³

یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ نیم موصل اور دھات کا ہر جوڑ شاکنی ڈائیوڈ نہیں بناتا۔ کسی بھی ڈائیوڈ کو استعمال کرنے کی خاطر اس کے سروں پر دھاتی برقی تار جوڑا جاتا ہے۔ ایسے جوڑ جہاں شاکنی ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ

الٹا مائل ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ بطور قابل تبدیل کپیسٹر کے استعمال کیا جاسکتا ہے جنہیں ریڈیو کو کسی چیل پر ٹیون کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ اس مقصد کے لئے خاص ڈائیوڈ بنائے جاتے ہیں جن میں C_j کی قیمت اور اس میں تبدیلی کی گنجائش کا زیادہ سے زیادہ رکھا جاتا ہے۔ ان ڈائیوڈ کو وریکٹر ڈائیوڈ¹⁷⁵ کہتے ہیں۔ اس کی علامت میں کپیسٹر کی علامت شامل کر کے پہچان کی جاتی ہے۔

2.21.3 فوٹو ڈائیوڈ یا شمسی ڈائیوڈ

ڈائیوڈ کے ثابت۔ منفی جوڑ پر روشنی چکانے سے ویران خطے میں ضیائی ذرے یعنی فوٹان¹⁷⁶ شریک گرفتی بند¹⁷⁷ کو توڑ کر آزاد ایکٹران اور آزاد خول پیدا کرتے ہیں۔ ویران خطے میں برقی شدت ان باروں کو یہاں سے باہر نکال جاتے ہیں۔ یوں ڈائیوڈ میں اٹھے رخ برقی رو گزرتی ہے۔ ایسے ڈائیوڈ کو شمسی ڈائیوڈ¹⁷⁸ یا فوٹو ڈائیوڈ پکارا جاتا ہے۔ فوٹو ڈائیوڈ 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 چکانے کے عمل کو ظاہر کیا جاتا ہے۔ روشنی کا ایک ذرہ ایک شریک گرفتی بند توڑتا ہے۔ یوں روشنی کی شدت بڑھا کر زیادہ آزاد بار پیدا کئے جاسکتے ہیں۔

ohmic contact¹⁷⁴
varactor diode¹⁷⁵
photon¹⁷⁶
covalent bond¹⁷⁷
photo diode¹⁷⁸
solar panel¹⁷⁹

2.21.4 نوری ڈائیوڈ

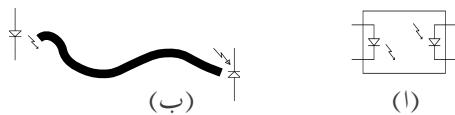
نوٹو ڈائیوڈ کے بر عکس نوری ڈائیوڈ¹⁸⁰ میں جب سیدھے رُخ بر قی رو گزاری جائے تو باروں کے ملپ سے روشنی پیدا کی جاسکتی ہے۔ ایک الکٹران اور ایک خول کے ملپ سے ایک فوٹن وجود میں آتا ہے۔ یوں بر قی رو کے بڑھانے سے پیدا روشنی کی شدت بڑھتی ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی خارج کرنے کا عمل دکھا کر پیچان کی جاتی ہے۔

2.21.5 ضیائی وابستہ کار

شکل 2.59 الف میں ضیائی وابستہ کار¹⁸¹ دکھایا گیا ہے جسے نوری ڈائیوڈ اور شمسی ڈائیوڈ کو ایک ہی ڈبے میں یوں بند کرتے بنایا گیا ہے کہ نوری ڈائیوڈ سے خارج شعاعیں شمسی ڈائیوڈ پر پڑیں۔ یوں اگر ضیائی وابستہ کار کے باہم جانب نوری ڈائیوڈ میں بر قی رو گزاری جائے تو اس کے دائیں جانب شمسی ڈائیوڈ سے بر قی دباو حاصل ہو گا۔ اس طرح ضیائی وابستہ کار کے دونوں اطراف کا آپس میں بر قی طور پر مکمل منقطع ہونے کے باوجود ایک جانب سے دوسری جانب بر قی اشارہ منتقل کیا جاسکتا ہے۔ اس آلہ کو ایسے مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں دو ادوار کو بر قی طور پر منقطع رکھتے ہوئے ان کے باہم معلومات کی تریل کی ضرورت ہو۔

ضیائی وابستہ کار کے استعمال سے دو ادوار کے مابین برق 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 ولٹ پر چلنے والے مخلوط ادوار کی مدد سے ہزاروں ولٹ پر چلنے والے قوی برقیاتی ادوار کو قابو کیا جاتا ہے۔ بلی آلات میں اس کے استعمال سے مریض کو بر قی جھٹکا لگنے کے امکانات کو ختم کیا جاتا ہے۔

light emitting diode LED¹⁸⁰
optocoupler¹⁸¹
electrical noise¹⁸²
digital circuits¹⁸³
power electronics¹⁸⁴



شکل 2.59: ضیائی وابستہ کار اور ضیائی ذرائع ابلاغ

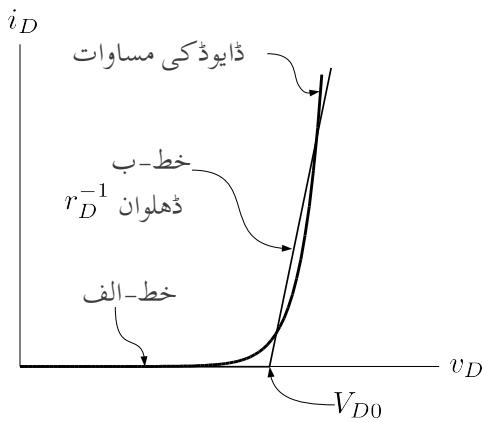
2.21.6 ضیائی ذرائع ابلاغ

شکل 2.59 ب میں ضیائی ذرائع ابلاغ¹⁸⁵ کا نظام دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ نوری ڈائیوڈ اور شمشی ڈائیوڈ کے مابین شیش ریشہ¹⁸⁶ یوں نسب کیا جاتا ہے کہ نوری ڈائیوڈ سے خارج شعاعیں شیش ریشہ میں داخل ہوں اور شیش ریشہ کے دوسرے سرے سے خارج ہوتی شعاعیں شمی ڈائیوڈ پر پڑیں۔ یوں ایک جانب نوری ڈائیوڈ 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 لگھے گزرتی ہے۔

2.22 ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے

انجنئرنگ 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 مدد نظر رکھتے ہوئے ڈیزائن کو بہتر بنایا جاتا ہے اور صرف اس 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 بتانا ضروری ہے کہ انجنئرنگ مفہوم کے بغیر، کمپیوٹر کے ریاضی نمونے استعمال کرتے کبھی بھی کوئی چیز تیار نہیں کی جاسکتی۔ کمپیوٹر صرف ایک آله ہے اور اس سے حاصل جوابات کی اہمیت کمپیوٹر استعمال کرنے والے کی قابلیت پر منحصر ہے۔

optical communication¹⁸⁵
optical cable¹⁸⁶
mathematical model¹⁸⁷



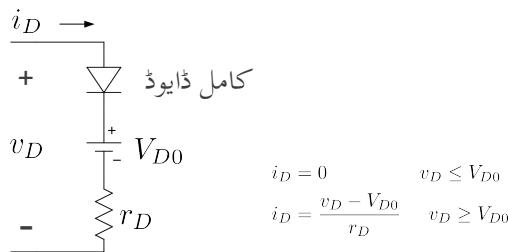
شکل 2.60: مساوات کا سیدھے خطوط سے اظہار

2.22.1 سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ

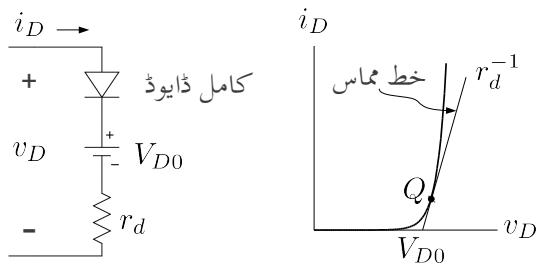
ڈائیوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی دباؤ ڈائیوڈ کی مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ عموماً اوقات ہمیں عمومی جوابات مطلوب ہوتے ہیں اور ہم اس مساوات کو حل کرنے کی پچیدگیوں میں نہیں پُنچا ہتے۔ یہ بات خاص کر اس وقت کے لئے درست ہے جب قلم و کاغذ سے جواب حاصل کرنے کی کوشش کی جا رہے ہو۔

شکل 2.60 میں ڈائیوڈ کی مساوات کا گراف دکھایا گیا ہے۔ زیادہ باریکیوں کو نظر انداز کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے گراف کو دو سیدھے خط تصور کیا جاسکتا ہے جنہیں خط-ا اور خط ب کہا گیا ہے۔ خط الف برقی دباؤ کے محور پر $(0, 0)$ سے تک ہے اور اس کی ڈھلوان صفر ہے جبکہ خط $(V_{D0}, 0)$ 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 ڈائیوڈ 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 الجبراً طرز پر یوں بیان کیا جائے گا

$$(2.67) \quad i_D = \begin{cases} 0 & v_D < V_{D0} \\ \frac{v_D - V_{D0}}{r_D} & v_D \geq V_{D0} \end{cases}$$



شكل 2.61: وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈائیوڈ ریاضی نمونہ



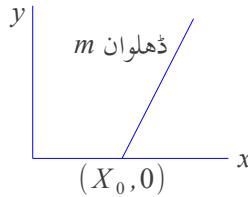
شكل 2.62: باریک اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

اور ان مساوات سے شکل 2.61 میں دکھایا وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ¹⁸⁸ حاصل ہوتا ہے۔ ڈائیوڈ 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 نقطے Q پر ڈائیوڈ کی مساوات کا خط مماس دکھایا گیا ہے جس کی ڈھلوان r_d^{-1} ہے۔ ڈائیوڈ کے سیدھے خطوط کے ریاضی نمونے میں r_d^{-1} استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کے قریب بہترین جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ باریک اشاراتی اسیدھے 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

piece wise linear model¹⁸⁸
small signal piece wise linear model¹⁸⁹

$$\begin{aligned}
 m &= \frac{y - y'}{x - x'} = \frac{y - 0}{x - X_0} \\
 y &= m(x - X_0) \\
 x &= \frac{y}{m} + X_0
 \end{aligned}$$



شکل 2.63: سیدھے خط کی مساوات

کرتے ہوئے مساوات 2.67 میں پچھے 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۔

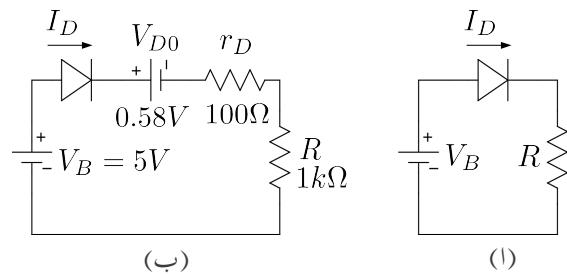
$$m = \frac{y - 0}{x - X_0}$$

اس کو مزید یوں دو طرح لکھا جاسکتا ہے۔

$$\begin{aligned}
 y &= m(x - X_0) \\
 (2.68) \quad x &= \frac{y}{m} + X_0
 \end{aligned}$$

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 لکھ جائے گا۔

$$i_D = \frac{1}{r_D}(v_D - V_{D0}) = \frac{v_D - V_{D0}}{r_D}$$



شکل 2.64: سیدھے خطوط ڈائیوڈ ریاضی نمونہ کی مثال

مثال 2.15: شکل 2.64 الف میں ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

مندرجہ بالا ریاضی نمونوں میں سیدھے مائل ڈائیوڈ پر برقی دباؤ v_D کو مختلف طریقوں سے نپتا گیا۔ عموماً دور میں مختلف برقی دباؤ کی قیمتیں v_D سے کئی گناہوتی ہیں اور اس صورت v_D کی قیمت کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسی جگہوں پر $v_D = 0 \text{ V}$ لیا جا سکتا ہے اور سیدھے مائل ڈائیوڈ کو کامل ڈائیوڈ¹⁹⁰ تصور کیا جا سکتا ہے۔

ideal diode¹⁹⁰

مثال 2.16: مثال 2.15 میں اگر $V_B = 200 \text{ V}$ اور $R = 100 \text{ k}\Omega$ ہوں تب اس میں برتنی رو سیدھے خطوط کے ریاضی فوننے کی مدد سے اور دوبارہ کامل ریاضی فوننے کی مدد سے حاصل کریں۔

حل: سیدھے خطوط ریاضی فوننے سے

$$I_D = \frac{V_B - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{200 - 0.58}{100000 + 100} = 1.9922 \text{ mA}$$

کامل ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ کا پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

حصہ 2.12 میں باریک اشاراتی مزاجمت r_d پر تذکرہ کیا گیا۔ اس حصے میں اس پر مزید غور کیا جائے گا۔ شکل 2.65 اف میں V_D ڈائیوڈ کا نقطہ کارکردگی تعین کرتا ہے جبکہ v_d باریک اشارہ ہے۔ یوں کسی بھی لمحہ ڈائیوڈ پر کل برتنی دباؤ

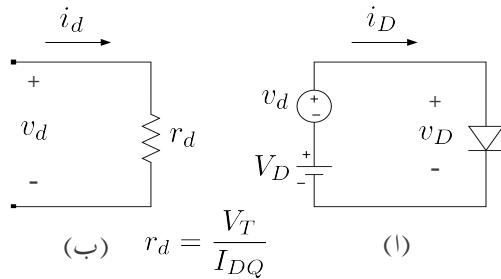
$$(2.69) \quad v_D = V_D + v_d$$

ہو گا اور اس میں برتنی رو

$$(2.70) \quad i_D = I_D + i_d$$

ہو گی۔ V_D اور I_D یک سمتی مقداریں ہیں۔ دراصل یہ V_{DQ} اور I_{DQ} ہی ہیں۔ صفر اشارہ یعنی کی صورت میں $v_D = V_D$ ہو گا اور ڈائیوڈ کی مساوات سے $i_d = 0 \text{ V}$

$$(2.71) \quad i_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_{DQ}$$



شکل 2.65: پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارہ کی موجودگی میں ڈائیوڈ کی مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.72) \quad i_D \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_D + v_d}{V_T}} = I_{DQ} e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

جہاں مساوات 2.71 کا استعمال کیا گیا۔ سلسلہ مکلارن¹⁹¹ 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 $v_d << V_T$) تو پہلے دو جزو کے علاوہ بقیا 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 ڈائیوڈ کا باریک اشاراق مزاحمت $r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}}$ استعمال کیا گیا۔ چونکہ مساوات 2.75 کا پہلا جزو نقطہ کار کردگی پر یک سمتی برقی رو $i_D = I_{DQ} + I_d$ ہے جبکہ اس

$(e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \dots)$ Maclaurin's series¹⁹¹

$$\begin{aligned}
 r_d &= \frac{V_T}{I_{DQ}} \\
 C_j &= \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_{DQ}}{V_o}\right)^n} & V_{DQ} < 0 \\
 C_j &\approx 2C_{j0} & V_{DQ} > 0 \\
 C_d &= \frac{\tau I_{DQ}}{V_T}
 \end{aligned}$$

شکل 2.66: بلند تعدد باریک اشاراتی ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

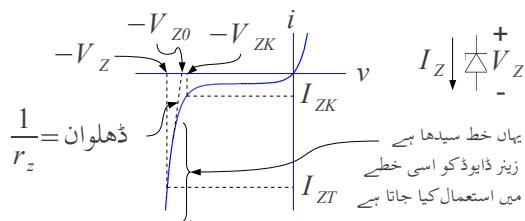
کا دوسرا جزو بدلتے اشارہ v_d پر منحصر بر قی رو i_d ہے یعنی

$$(2.76) \quad i_d = \frac{v_d}{r_d}$$

ڈائیوڈ کا پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی فونہ شکل 2.65 ب میں دکھایا گیا ہے۔ آپ تسلی کر سکتے ہیں کہ پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی فونہ بھی بر قی رو i_d پر مساوات 2.76 کی طرح بر قی دباؤ v_d دیتا ہے۔ ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ صرف ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت r_d پر مشتمل ہے۔

2.22.4 ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

اب تک ہم ڈائیوڈ کے وہ ریاضی نمونے دیکھتے رہے جو کم تعداد پر ڈائیوڈ کے کارکردگی پر صحیح اترتے ہیں۔ اگر بلند تعداد کے اشارات پر ڈائیوڈ کی کارکردگی پر غور کرنا ہو تو ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی فونہ استعمال کرنا ہو گا جو ڈائیوڈ کے اندرونی کپیسٹر کا بھی حساب رکھتا ہو۔ ڈائیوڈ کے اندرونی کپیسٹر دو طرح کے ہوتے ہیں۔ پہلا کپیسٹر C_j ویران خطے کے دونوں جانب الٹ بر قی باروں کی وجہ سے پیدا ہوتا ہے جبکہ دوسرے قسم کا کپیسٹر C_d باروں کے بہاؤ سے پیدا ہوتا ہے۔ ان کپیسٹروں کو ڈائیوڈ کے پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی فونہ میں مزاحمت r_d کے متوازی نسب کر کے ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی فونہ¹⁹² 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۔



شکل 2.67: زینر ڈائیوڈ کے خط پر ابھ نظر نہیں

2.23 زینر ڈائیوڈ اور اس کا ریاضی نمونہ

شکل 2.67 میں زینر ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی رو کا خط اور اس کی علامت دکھائی گئی ہے۔ اس کی علامت میں انگریزی حروف تہجی Z شامل کر کے اس کی پیچان کی جاتی ہے۔ سیدھا مائل زینر ڈائیوڈ بالکل ایک عام ڈائیوڈ کے مانند کام کرتا ہے اور اسے آپ عام ڈائیوڈ کی جگہ استعمال کر سکتے ہیں۔ بس یہ ذہن میں رکھیں کہ عام ڈائیوڈ استعمال کرتے وقت ہم کبھی نہیں چاہتے کہ یہ الٹی برقی رو گزرنے والے جبکہ زینر ڈائیوڈ کو عموماً ان مقلمات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں اس میں الٹی برقی رو ہی گزاری جاتی ہے۔ زینر ڈائیوڈ کے خط پر جہاں برقی رو بڑھنے شروع ہوتی ہے اسے زینر ڈائیوڈ کا گھٹھنا¹⁹³ کہتے ہیں۔¹⁹⁴ زینر ڈائیوڈ بنانے والے صنعت کار زینر ڈائیوڈ کے گھٹھنے پر برقی دباؤ V_{ZK} اور برقی رو I_{ZK} کی قیمت فراہم کرتے ہیں۔ چونکہ زینر ڈائیوڈ کو عموماً انسانی مائل رکھا جاتا ہے لہذا، جیسا کہ شکل 2.67 میں دکھایا گیا ہے، اس پر برقی دباؤ اور اس میں برقی رو عام ڈائیوڈ کے الٹ ناپی جاتی ہے۔ اس طرح اگر خط پر منفی تیس ولٹ 30V پر زینر گھٹھنا پایا جائے تو صنعت کار اس کی قیمت $V_{ZK} = 30V$ فراہم کرے گا۔

اسی طرح صنعت کار، زینر برقی دباؤ V_Z کی عمومی قیمت کسی خاص برقی رو I_{ZT} پر ناپ کر فراہم کرتا ہے۔ زینر ڈائیوڈ کو عموماً اس کے زینر برقی دباؤ سے بھی پکارا جاتا ہے یعنی $V_Z = 10V$ کی صورت میں اسے دس ولٹ کا زینر کہا جائے گا۔

اگر زینر ڈائیوڈ پر برقی دباؤ V_Z اور اس میں گزرتی برقی رو I_Z ہو تو اس میں برقی طاقت کے ضیاع¹⁹⁵ کا تخمینہ یوں لکھا جاتا ہے۔

(2.77)

$$P = V_Z \times I_Z$$

¹⁹³ زینر ڈائیوڈ کا گھٹھنا بالکل انسانی گھٹھنے کی طرح معلوم ہوتا ہے۔¹⁹⁴ knee¹⁹⁵ power loss

صنعت کار زینر ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء کی مقررہ حد بھی فراہم کرتا ہے۔ زینر ڈائیوڈ استعمال کرتے وقت اس حد سے کسی صورت تجاوز کرنے سے زینر ڈائیوڈ تباہ ہو جاتا ہے۔

یوں اگر $V = 5.6\text{ V}$ اور $W = 0.25\text{ W}$ کے زینر میں 10 mA کا برقی رو گزرا رہا ہو تو اس میں برقی طاقت کا ضیاء $5.6 \times 0.01 = 56\text{ mW}$ ہو گا جو کہ اس زینر ڈائیوڈ کے طاقت کے ضیاء کی حد یعنی 0.25 W سے کم ہے لہذا زینر ڈائیوڈ صحیح سلامت کام کرتا رہے گا۔ اس کے برعکس اگر اسی زینر میں 100 mA برقی رو گزرا تو اس میں برقی طاقت کا ضیاء $5.6 \times 0.1 = 0.56\text{ W}$ ہو گا جو کہ 0.25 W سے زیادہ ہے۔ اس صورت زینر ڈائیوڈ گرم ہو کر تباہ ہو جائے گا۔ ڈیزائن انجینئر¹⁹⁶ عموماً زینر ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء کو مقررہ حد کے نصف سے نیچے ہی رکھتے ہیں۔ یوں اس زینر ڈائیوڈ میں ڈیزائن انجینئر کبھی بھی 22 mA سے زیادہ برقی رو نہیں گزرنے دے گا۔ 22 mA پر طاقت کا ضیاء $W = 0.123\text{ W} = 5.6 \times 0.022 = 0.25\text{ W}$ کا نصف ہے۔

زینر ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء سے حرارتی توانائی پیدا ہوتی ہے جس سے زینر ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتا ہے۔ اگر زینر ڈائیوڈ سے حرارتی طاقت کے اخراج کی شرح اس میں برقی طاقت کے ضیاء سے پیدا ہوتے ہیں تو زینر ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتے ناقابل برداشت ہو جاتا ہے جس سے یہ تباہ ہو جاتا ہے۔ بر قیافی پر زہ جات عموماً اسی طریقے سے تباہ ہوتے ہیں۔ درجہ حرارت بڑھنے سے نیم موصل مادہ پکھل جاتا ہے اور یوں پر زہ تباہ ہو جاتا ہے۔

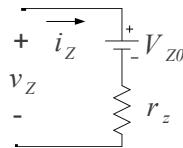
زینر ڈائیوڈ کے خط کی ڈھلوان اور اس کے باریک اشاراتی زینر مزاحمت r_z کا تعلق عام ڈائیوڈ کی طرح ہی ہے لیکن

$$(2.78) \quad \frac{1}{r_z} = \frac{1}{\text{ڈھلوان}}$$

بس فرق صرف اتنا ہے کہ زینر ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ 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 جا سکتا ہے

$$(2.79) \quad \Delta v_Z = \Delta i_Z r_z$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ r_z کی قیمت جتنی کم ہو برقی رو کے تبدیلی سے برقی دباؤ میں اتنی کم تبدیلی رو نہما ہو گی۔



شكل 2.68: زینر ڈائیوڈ کا ریاضی نمونہ

زینر ڈائیوڈ 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 افتنی محور تک پہنچایا جاتا ہے جہاں یہ محور کو $-V_{Z0}$ پر لکراتا ہے۔ اس خط کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(2.80) \quad v_Z = V_{Z0} + i_Z r_z$$

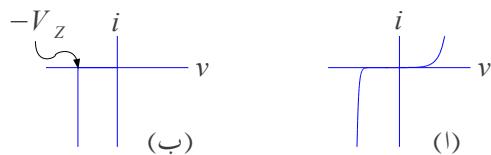
اس مساوات سے زینر ڈائیوڈ کا ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.68 میں دکھایا گیا ہے۔ زینر گھٹنے کے قریب خط کافی زیادہ مڑتا ہے جبکہ زیادہ برقی رو (یعنی $I_Z >> I_{ZK}$) پر یہ خط تقریباً سیدھا رہتا ہے۔ زینر ڈائیوڈ کا عمومی استعمال اس سیدھے خطے میں ہی کیا جاتا ہے۔

زینر ڈائیوڈ کو عموماً زینر گھٹنے کے قریب استعمال نہیں کیا جاتا۔ زینر گھٹنے کے قریب خط کو نظر انداز کرتے ہوئے اور $r_z = 0$ لیتے ہوئے زینر ڈائیوڈ کے خط کو سادہ شکل دی جاسکتی ہے جسے شکل میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 2.67 میں زینر ڈائیوڈ کا لبریزی برق رو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے تاکہ شکل میں اہم نکات دکھانا ممکن ہو۔ شکل 2.69 الف میں زینر ڈائیوڈ کے خط کو صحیح جسمات کے لحاظ سے دکھایا گیا ہے جہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ لبریزی برقی رو قابل نظر انداز ہوتی ہے۔

جیسا اپر ذکر ہوا کہ زینر ڈائیوڈ کو عموماً الٹا ہی مائل کیا جاتا ہے اور ایسا کرتے وقت زینر گھٹنے کے قریب خط کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے۔ اگر زینر گھٹنے کے قریب خط کو نظر انداز کیا جائے اور $r_z = 0$ تصور کیا جائے تو زینر ڈائیوڈ کے خط کو شکل 2.69 - ب کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے۔ اس سادہ خط کے مطابق زینر ڈائیوڈ 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 ہوتی ہے یعنی

$$(2.81) \quad 0 \leq |v_Z| < |V_Z| \\ |i_Z| = 0$$



شکل 2.69: زینر ڈائیوڈ 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

$$(2.82) \quad |v_Z| = |V_Z| \\ 0 \leq |i_Z| \leq |I_{Zmax}|$$

جہاں I_{Zmax} وہ برقی رو ہے جس پر زینر ڈائیوڈ میں برقی طاقت کا ضیاع قابل برداشت حد کے برابر ہوتا ہے۔ اس صورت میں اسے بے قابو حالت میں تصور کیا جائے گا۔

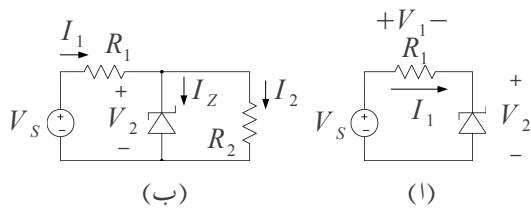
شکل 2.69 - ب زیادہ آسانی اور جلدی سے قابل قبول جوابات حاصل کرنے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔ شکل 2.70 - الف میں دئے دوئے میں زینر ڈائیوڈ کو بے قابو حالت میں رکھ کر اس دور کو عموماً سادہ منبع برقی دباؤ (یعنی برقی دباؤ کی منبع) کے طور استعمال کیا جاتا ہے جس کی خارجی یک سستی برقی دباؤ کی قیمت V_Z کے برابر ہوتا ہے۔ اس پر، جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، برقی بوجہ 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 زینر ڈائیوڈ V_Z کی قیمت 5.6 V ہے جبکہ $R_1 = 1\text{k}\Omega$ ہے۔ مندرجہ ذیل V_S پر کامل زینر ڈائیوڈ کے برقی دباؤ اور اس میں گزرتی برقی رو حاصل کریں۔

$$V_S = 3\text{V} .1$$

$$V_S = 8\text{V} .2$$

$$V_S = 20\text{V} .3$$



شکل 2.70: زینر ڈائیوڈ کا استعمال

حل: شکل 2.70 ب کو استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

1. لاگو برقی دباؤ $V_S = 3\text{V}$ کو شش کرے گا کہ زینر ڈائیوڈ میں برقی رو گزارے۔ البتہ زینر ڈائیوڈ کے خط کے مطابق زینر ڈائیوڈ 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 اُوہم کے قانون سے

$$V_1 = V_S - V_2 = I_1 \times R_1 = 0$$

$$V_2 = V_S$$

$$V_2 = 3\text{V}$$

حاصل ہوتا ہے یعنی زینر ڈائیوڈ پر 3V برقی دباؤ ہو گا جبکہ اس میں صفر برقی رو ہو گا۔

2. اس مرتبہ لاگو برقی دباؤ زینر برقی دباؤ سے زیادہ ہے لہذا زینر ڈائیوڈ برقی رو گزارے گا۔ مساوات 2.82 کے تحت اس صورت زینر ڈائیوڈ پر V_Z یعنی 5.6V کا برقی دباؤ ہو گا جبکہ مزاحمت پر اُوہم 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 بھی برقی رو زینر ڈائیوڈ سے بھی گزرتا ہے لہذا $I_Z = 2.4\text{mA}$ حاصل ہوتا ہے۔

3. یہاں بھی لاگو برقی دباؤ زینر ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ کے متوازی مزاحمت $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ جوڑ کر شکل 2.70 ب حاصل ہوتا ہے۔ مثال 2.17 میں دے معلومات استعمال کرتے ہوئے برقی دباؤ V_2 حاصل کریں۔

حل:

1. گزشته مثال میں $V_S = 3 \text{ V}$ پر دیکھا گیا کہ زینر ڈائیوڈ منقطع رہتا ہے اور یوں $I_Z = 0$ ہو گا۔ منقطع زینر کو دور سے نکلا جاسکتا 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 ڈائیوڈ میں صفر برقی رو گزرتا ہے المذا ونوں مزاحمت میں برابر برقی رو گزرے گا جسے یوں حاصل کیا جاسکتا 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 ڈائیوڈ 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 ہوئی ہے۔

شکل 2.70 ب کے تحت زینر ڈائیوڈ دو ہی صورتوں میں رہ سکتا ہے یعنی منقطع یا بے قابو۔ نہیں دو صورتوں کو مساوات 2.81 اور مساوات 2.82 بیان کرتے ہیں۔

اسکیں موجودہ مثال میں زینر کو منقطع تصور کریں۔ منقطع زینر ڈائیوڈ کا دور پر کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہوتا اور اسے دور سے مکمل طور نکلا جاسکتا 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۔ $V_2 = 4\text{V}$ ہونے سے صاف ظاہر ہے کہ زیز ڈائیوڈ منقطع رہے گا۔ یوں زیز ڈائیوڈ کو منقطع تصور کرنا درست تھا۔ منقطع زیز ڈائیوڈ 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 زیز ڈائیوڈ نہیں لگایا گیا۔ اس طرح $V_2 = 4\text{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اب اگر زیز ڈائیوڈ نسب کر دیا جائے تو یہ منقطع ہی رہے گا۔

آئیں اسی مثال کو تیسرا مرتبہ یوں حل کریں کہ زیز ڈائیوڈ کو بے قابو صورت میں تصور کیا جائے۔ چونکہ بے قابو زیز ڈائیوڈ پر زیز بر قی دباؤ ہی پایا جاتا ہے لہذا یوں $V_2 = V_Z = 5.6\text{V}$ ہو گا۔ شکل 2.70 ب میں $V_2 = 5.6\text{V}$ 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۔ زیز ڈائیوڈ اور دونوں مزاحمت کے مشترکہ جوڑ پر کرچاف کے قانون برائے برقی رو کے تحت $I_1 + I_Z = I_2$ 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 زیز بر قی رو کا مطلب ہے کہ زیز ڈائیوڈ میں برقی رو کی سمت شکل 2.70 ب کے الٹ ہے۔ ایسا ہونے سے صاف ظاہر ہے کہ زیز ڈائیوڈ ہرگز بے قابو حالت میں نہیں ہے۔ بے قابو حالت میں برقی رو شکل میں دکھائے رکھ میں ہوتا۔ یوں ہم نے زیز ڈائیوڈ کو غلط حالت میں تصور کیا تھا اور یہ بے قابو صورت میں نہیں ہے۔ اس طرح زیز ڈائیوڈ منقطع ہی ہے۔ یہاں سے ہم پہلے ہی حل کر چکے ہیں۔

۳۔ اس مثال کو بھی کئی طریقوں سے حل کیا جا سکتا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ زیز ڈائیوڈ بے قابو ہے۔ اس صورت میں $V_2 = V_Z = 5.6\text{V}$ 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۔ کچاف کے قانون بر قی رو سے

$$\begin{aligned}I_1 &= I_2 + I_Z \\14.4 \text{ mA} &= 5.6 \text{ mA} + I_Z \\I_Z &= 8.8 \text{ mA}\end{aligned}$$

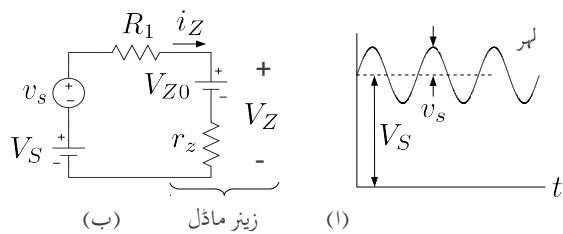
حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ زینر ڈائیوڈ میں بے قابو بر قی رو کے رخ ہی بر قی رو گزر رہی ہے لہذا جواب درست ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب تک I_1 کی قیمت I_2 کے قیمت سے زیادہ ہو اس صورت میں زینر ڈائیوڈ میں بے قابو بر قی رو گزرے گا جس کی قیمت $I_Z = I_1 - I_2$ ہو گی۔ اس کے علاوہ یہی ممکن ہے کہ $I_1 = I_2$ اور $I_Z = 0$ ہو۔ تیری 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 بر قی دباؤ کی منبع کو داخلی جانب بر قی دباؤ مہیا کیا گیا ہے جس کو شکل 2.71 الف میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ داخلی بر قی دباؤ کامل طور یک سمتی نہیں ہے بلکہ اس میں ناپسندیدہ لہر v_s پایا جاتا ہے جبکہ یک سختی بر قی دباؤ V_S اس کا بیشتر حصہ ہے۔ ان دونوں حصوں کی نمائندگی شکل میں کی گئی ہے۔ زینر ڈائیوڈ سے بنائی گئی بر قی دباؤ کے منبع سے توقع کی جاتی ہے کہ اس میں لہر کی مقدار کم سے کم ہو گی۔

مثال 2.19: شکل 2.70 الف میں $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ اور $v_s = 1.2 \sin \omega t$ اور $V_S = 15 \text{ V}$ جبکہ زینر ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے کے جزو $V_{Z0} = 5.6 \text{ V}$ اور $r_z = 10 \Omega$ ہونے کی صورت میں خارجی بر قی دباؤ V_2 حاصل کریں۔

حل: شکل 2.70 الف میں زینر ڈائیوڈ کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 2.71 ب حاصل ہوتا ہے۔ خارجی بر قی دباؤ حاصل زینر پر پائے جانے والا بر قی دباؤ V_Z ہی ہے جسے یوں حاصل کرتے ہیں۔



شکل 2.71: زینر میں

پہلے دور میں برقی رو حاصل کرتے ہیں۔

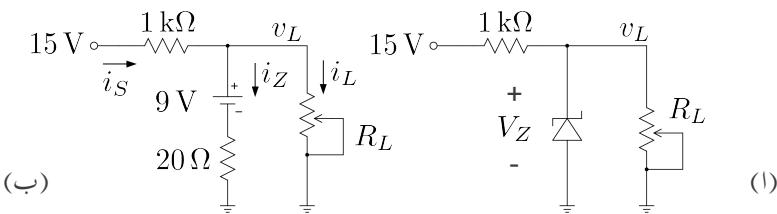
$$\begin{aligned} i_Z &= \frac{V_S + v_s - V_{Z0}}{R_1 + r_z} \\ &= \frac{15 + 1.2 \sin \omega t - 5.6}{1000 + 10} \\ &= (9.3 + 1.18811 \sin \omega t) \times 10^{-3} A \end{aligned}$$

اس سے زینر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_Z &= V_{Z0} + i_Z r_z \\ &= 5.6 + (9.3 + 1.18811 \sin \omega t) \times 10^{-3} \times 10 \\ &= 5.693 + 0.01188 \sin \omega t \end{aligned}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ داخلی برقی دباؤ میں لہر، یک سمیتی ہے کا $\frac{1.2}{15} \times 100 = 8\%$ بنتا ہے جبکہ خارجی برقی دباؤ میں لہر صرف $\frac{0.01188}{5.693} \times 100 = 0.2086\%$ ہے۔ زینر ڈائیوڈ کے استعمال سے لہر نہیں کم ہو گئی ہے۔

مثال 2.20: شکل 2.72 میں زینر منع 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 ولٹ درکار ہیں لہذا نو ولٹ کا زینر استعمال کیا جاتا ہے۔ زینر ڈائیوڈ کا



شکل 2.72: زینر منبع پر بدلنی بوجہ

حدود میں بوجھ پر برتنی دباؤ v_L کا تخمینہ لگائیں۔

حل: شکل ب میں اس کا باریک مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ زینر ڈائیوڈ بے قابو صورت میں رہتا ہے۔ یوں زینر ڈائیوڈ اور برتنی بوجھ پر تقریباً $9\text{k}\Omega$ رہتے ہیں اور

$$i_S = \frac{15 - 9}{1000} = 6\text{ mA}$$

اوگر $R_L = 2\text{k}\Omega$ ہو تو

$$i_L = \frac{9}{2000} = 4.5\text{ mA}$$

اور

$$i_Z = 6\text{ mA} - 4.5\text{ mA} = 1.5\text{ mA}$$

ہوں گے۔ اس طرح حقیقت میں

$$(2.83) \quad v_L \Big|_{R_L=2\text{k}\Omega} = V_{Z0} + i_Z r_z = 9 + 1.5 \times 10^{-3} \times 20 = 9.03\text{ V}$$

پایا جائے گا۔

اب چونکہ ہمیں زینر ڈائیوڈ پر پائے جانے والے برتنی دباؤ کی زیادہ درست قیمت دریافت ہو گئی ہے لہذا ہم مندرجہ بالا تمام معلومات دوبارہ حاصل کر سکتے ہیں۔ اس طرح $i_Z = 4.515\text{ mA}$, $i_S = 5.97\text{ mA}$ اور $i_L = 4.515\text{ mA}$

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 زیز منج 9.03 V برقی دباؤ مہیا کرتی ہے۔

برقی بوجھ $6 \text{ k}\Omega$ کرنے سے i_S پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ باقیا 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 $2 \text{ k}\Omega$ تبدیل ہونے سے اس کی برقی رو 4.5 mA تو 1.5 mA تبدیل ہوتی ہے۔ زیز منج کا برقی دباؤ صرف 9.03 V تو 9.09 V یعنی 60 mV ہوتا ہے۔ چونکہ ہم نو ولٹ کی منج بنانے لگے تھے المانا نو ولٹ کی نسبت سے دیکھتے ہوئے بوجھ کے برقی دباؤ میں صرف

$$\frac{9.09 - 9.03}{9} \times 100 = 0.66 \%$$

کی تبدیلی ہے۔ زیز منج کے برقی دباؤ میں تبدیلی کا دارود مدار زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی پر ہے۔ اگر کسی طرح زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کیا جائے تو منج سے حاصل برقی دباؤ میں تبدیلی مزید کم ہو گی۔ حصہ 3.22 میں ایسا کرنا دکھایا جائے گا۔

2.24 یک سمتی اور بدلنے متغیرات کے حساب کی علیحدگی

شکل 2.73 الف میں ڈائیوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں ڈائیوڈ 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

$$\begin{aligned} V_{SS} + v_s &= V_{D0} + i_D(R + r_d) \\ (2.85) \quad &= V_{D0} + (I_D + i_d)(R + r_d) \\ &= V_{D0} + I_D R + I_D r_d + i_d R + i_d r_d \end{aligned}$$

بدلنا اشارہ کے عدم موجودگی میں (یعنی جب v_d اور i_d کے قیمتیں صفر ہوں) اس مساوات کو یوں لکھا جائے گا

$$(2.86) \quad V_{SS} = V_{D0} + I_D R + I_D r_d$$

بدلنے متغیرات کے موجودگی میں مساوات 2.85 کو یوں حل کر سکتے ہیں۔

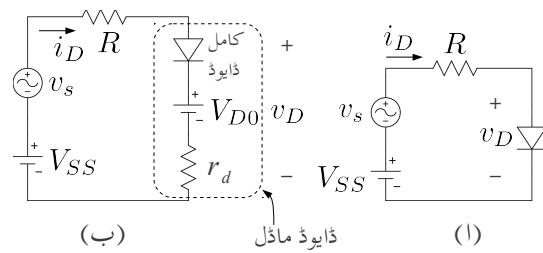
$$\begin{aligned} \widehat{V_{SS}} + v_s &= \widehat{V_{D0} + I_D R + I_D r_d} + i_d R + i_d r_d \\ (2.87) \quad v_s &= i_d R + i_d r_d \end{aligned}$$

جہاں مساوات 2.86 کی مدد سے دائیں اور باعین بازو کے یک سمتی مقداروں کی نشاندہی کرتے ہوئے انہیں کاٹ کر مساوات کا دوسرا جزو حاصل کیا گیا۔

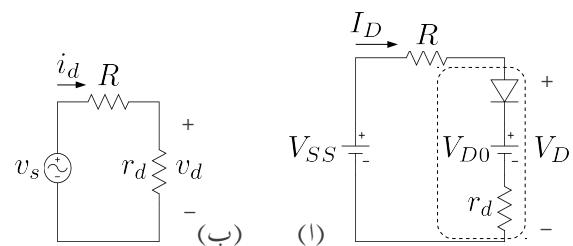
مساوات 2.86 اور مساوات 2.87 کے دوسرے جزو کے ادوار شکل 2.74 میں دکھائے گئے ہیں۔ شکل 2.74 ب اس دور کا مساوی باریک اشاراتی دور کہلاتا ہے۔ ڈائیوڈ کے باریک اشارات i_d اور v_d یوں حاصل کیا جائیں گے۔

$$\begin{aligned} (2.88) \quad i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\ v_d &= i_d r_d = \frac{r_d v_s}{R + r_d} \end{aligned}$$

مندرجہ بالا طریقہ کارائیک عمومی طریقہ کار ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے ادوار بالعموم اور ٹرانزیستر کے ادوار بالخصوص حل کئے جاتے ہیں۔ اس طریقے میں ادوار حل کرتے وقت پہلے بدلنے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے۔ اس نقطے پر ڈائیوڈ (ٹرانزیستر) 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 منع بر قی دباؤ کو تصریح کرتے ہوئے ڈائیوڈ (ٹرانزیستر) کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کیا جاتا ہے۔ یوں حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو عام بر قی دور کے مانند حل کرتے ہوئے باریک اشاراتی بر قی دباؤ اور باریک اشاراتی بر قی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔



شکل 2.73: یک سمتی اور بدلائے متغیرات کی علیحدگی



شکل 2.74: یک سمتی اور باریک اشاراتی مساوی ادوار

یک سمتی اور باریک اشاراتی حساب و کتاب کا یوں علیحدہ کرنا بر قیات 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 $R = 5 \text{ k}\Omega$ اور $v_s = 0.5 \sin \omega t$ اور $V_{SS} = 12 \text{ V}$ ہے۔ ڈایوڈ سے گزرتی بدلتی بر قی رو i_d اور اس پر بدلتا بر قی 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 ڈایوڈ کے باریک اشاراتی مراجحت r_d کی قیمت جانا ضروری ہے۔ ڈایوڈ کا باریک اشاراتی مراجحت 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

$$(2.91) \quad \begin{aligned} i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\ &= \frac{0.5 \sin \omega t}{5000 + 11} \\ &= 9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t \\ v_d &= i_d r_d \\ &= (9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t) \times 11 \\ &= 1.0976 \times 10^{-3} \sin \omega t \end{aligned}$$

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 جیسے اتر کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے چوتھی 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 مردج 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 رویڈیو اشارہ v_i فراہم کیا گیا ہے۔ دراصل جس بھی دور کو رویڈیو 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 سائنس نما برقی دباؤ $V_p \cos \omega t$ کی موثر¹⁹⁸ قیمت کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت R_S میں برقی طاقت کے ضیاء کو

$$(2.92) \quad P = \frac{V_{rms}^2}{R_S} = \frac{V_p^2}{2R_S}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس طاقت کو نانپنے کی غرض سے R_S کے متوازی ڈائیوڈ اور مزاحمت R_L نسب کئے گئے ہیں جہاں سلسلہ وار جڑے ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ 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۔ آئیں اب تخلیلی تجزیہ کریں۔

کسی بھی خمار تفاضل $f(x)$ کو سلسلہ طاقت¹⁹⁹

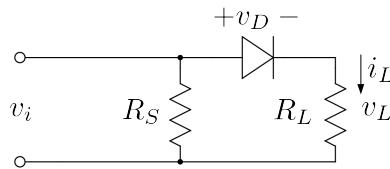
$$f(x) = c_1 x + c_2 x^2 + c_3 x^3 + \dots$$

سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح اس شکل میں ڈائیوڈ اور مزاحمت R_L کے برقی رو کو داخلی برقی دباؤ v_i =

communication systems¹⁹⁷

rms¹⁹⁸

power series¹⁹⁹



شکل 2.75: ڈائیوڈ قانون مربع حیطہ اتار کار

کے سلسلہ طاقت سے یوں ظاہر کیا جاسکتا ہے۔

$$\begin{aligned} i_L &= c_1 v_i + c_2 v_i^2 + c_3 v_i^3 + \dots \\ &= c_1 V_p \cos \omega t + c_2 V_p^2 \cos^2 \omega t + \dots \end{aligned}$$

اس مساوات میں $\cos^2 \omega t = \frac{1+\cos 2\omega t}{2}$ استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} i_L &= c_1 V_p \cos \omega t + c_2 V_p^2 \left(\frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \right) + \dots \\ &= \frac{c_2 V_p^2}{2} + c_1 V_p \cos \omega t + \frac{c_2 V_p^2}{2} \cos 2\omega t + \dots \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں یک سمی 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 یک سمی جزو کو علیحدہ کیا جاسکتا ہے۔ R_L کے متوازی ایک عدد کپیٹر نسب 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 ڈائیوڈ کا خارجی یک سمی برقی دباؤ اس کے داخلی بدلتے برقی دباؤ کے مریع 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 جا سکتا ہے جہاں $c = c_2 R_L R_S$ لکھا گیا ہے۔ یہ قانونِ مربع کی دوسری شکل ہے جس کے تحت کم طاقت پر مزاحمت R_L کا یک سمتی برقی دباؤ اور R_S میں طاقت کا ضیاع راست تناسب کا تعلق رکھتے ہیں۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے ذراعِ ابلاغ میں ڈائیوڈ کے استعمال سے اشارے کی طاقت ناپی جاتی ہے۔ ڈائیوڈ کے اس دور کو ڈائیوڈ قانونِ مربع شناسندہ²⁰¹ کہتے ہیں۔

2.26 سپائٹ ریاضی نمونہ

انجینئرنگ کے میدان میں کمپیوٹر کا استعمال ناگزیر ہے۔ بر قیاتی ادوار عموماً کمپیوٹر پروگرام استعمال کرتے ہوئے تحقیق دئے جاتے ہیں۔ کمپیوٹر پر ہی دور کی کارکردگی دیکھتے ہوئے اس میں روبدل پیدا کیا جاتا ہے حتیٰ کہ درکار مندرج حاصل ہوں۔ اس کے بعد اصل دور بنانے کا مرحلہ آتا ہے۔ اس قسم کا نہایت مقبول کمپیوٹر پروگرام سپائٹ²⁰² کہلاتا ہے۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ سپائٹ²⁰³ کا بھرپور استعمال کریں۔ اس حصے میں سپائٹ میں استعمال کئے جانے والے ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے پر تبصرہ کیا جائے گا۔ بیہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ بر قیات کو سمجھے بغیر کمپیوٹر کی مدد سے کسی صورت کام کرتا ہوا دور تحقیق دینا ناممکن ہے۔

شکل 2.76 میں ڈائیوڈ کا سپائٹ ریاضی غونہ دکھایا گیا ہے جو کہ وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔ اس ریاضی نمونے میں ڈائیوڈ کے ثابت اور مقنی خطوط کے مزاحمت کو R_S کھا لیا گیا ہے۔ اس کی قیمت اکائی تا دہائی کے حدود میں ہوتی ہے۔ یہ مزاحمت ڈائیوڈ کی ناپسندیدہ خوبیوں میں سے ایک ہے۔

ڈائیوڈ کے ساکن یا یک سمتی روحال کو اس کے $i_D - v_D$ مساوات سے ہی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ بدلتی روحال میں ڈائیوڈ کی تغیر پذیر کپیسٹنس 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 سپائٹ پروگرام ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت r_d اور اس کی باریک اشاراتی کپیسٹنس C_d اور C_j استعمال کرتا ہے۔

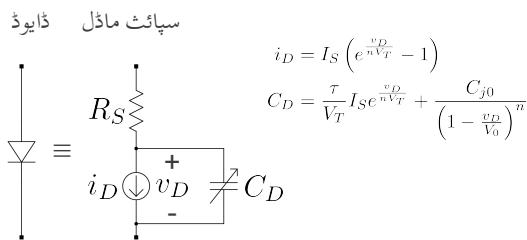
diode square law detector²⁰¹

spice²⁰²

²⁰³ پہلا سپائٹ کمپیوٹر پروگرام کیلئے فورنی، برقی کسی یونیورسٹی میں تیار کیا گیا۔

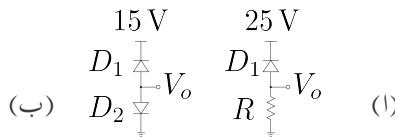
جدول 2.4: سپائٹ ریاضی نمونے کے جزو

ریاضی نمونے کے جزو کا نام	علامت	سپائٹ کا جزو	قیمت
لبریزی برقی رو		I_S	10^{-14} A
مزاحمت		R_S	0Ω
اخراجی جزو		n	1
اوسط دورانیہ عبور		τ_T	0 s
صفر برقی دباؤ پر الٹی کپیسٹس		C_{j0}	0 F
جزو شرہ بندی		m	0.5
نا قابل برداشت برقی دباؤ		V_{ZK}	$\infty \text{ V}$
ناقابل برداشت برقی رو		I_{ZK}	10^{-19} A
رکارڈی برقی دباؤ		V_0	1 V



شکل 2.76: ڈائیوڈ کا سپائٹ ریاضی نمونہ

جدول 2.4 ڈائیوڈ 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: الٹے برقی رو کی ناپ

سوالات

سوال 2.1: ایک ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ پر جب 0.66 V برقی دباؤ پایا جائے تو اس میں برقی رو حاصل کریں۔ اس ڈائیوڈ کی I_S حاصل کریں۔

$$I_S = 2.53 \times 10^{-14} \text{ A} , 7.389 \text{ mA}$$

سوال 2.2: ایک ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ کی n اور I_S حاصل کریں۔

$$I_S = 10^{-14} \text{ A} , n = 1.05$$

سوال 2.3: الٹے مائل ڈائیوڈ سے رستا برقی رو کو نانپنے کے لئے شکل 2.77 الف میں دکھایا دو۔ استعمال کرتے ہیں۔ اتنا حساس اشارہ نانپنے کی خاطر نہیت زیادہ داخلی مزاجمت رکھنے والا آلم 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 نانپے جائیں گے۔ $R = 500 \text{ k}\Omega$

$$\text{جوابات: } 0.025 \text{ V}, 1.6 \text{ V}$$

سوال 2.4: شکل 2.77 ب میں دونوں ڈائیوڈ بالکل یکساں ہیں جن کا $I_D = 10 \text{ mA}$ اور $n = 1$ اور $V_o = 0.11 \text{ V}$ ناپا جاتا ہے۔ 25°C پر $V_D = 0.62 \text{ V}$ ہے۔

- الٹا رستا برقی رو حاصل کریں۔

• الٹا رستا برقی رو لبریزی بر قی رو I_S کے کتنے گنا ہے۔

جوابات: 81.45، 13.8 pA

سوال 2.5: ایک ڈائیوڈ کی بر قی رو د گنی کر دی جاتی ہے۔ $n = 1$ اور $n = 2$ کی صورت میں بر قی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 34.657 mV، 17.328 mV

سوال 2.6: ایک ڈائیوڈ کی بر قی رو دس گنا کر دی جاتی ہے۔ $n = 1$ اور $n = 2$ کی صورت میں بر قی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 115 mV، 57.56 mV

سوال 2.7: ایک ڈائیوڈ میں یکدم 2 A گزارنے سے اس پر شروع میں $V_D = 0.69\text{ V}$ پائے جاتے ہیں جو کچھ دیر میں گھٹتے ہوئے 0.64 V ہو کر اسی قیمت پر رہتے ہیں۔ بر قی رو گزرنے سے ڈائیوڈ کی اندر وونی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔ گرم ہونے کے بعد ڈائیوڈ میں بر قی طاقت کا ضایع حاصل کریں۔ فی واث طاقت کے ضایع سے درجہ حرارت میں اضافہ حاصل کریں۔ اس کو ڈائیوڈ کی حراری مزاحمت²⁰⁴ کہتے ہیں۔

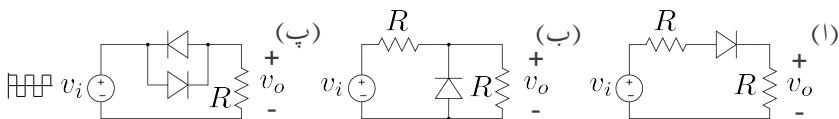
جوابات: $19.53 \frac{\text{C}}{\text{W}}$ اور 1.28 W ، 25°C

سوال 2.8: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے مستطیل داخلي اشارہ v_i سے خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ داخلي اشارے کا جیٹ $\pm 1\text{ V}$ لیں۔

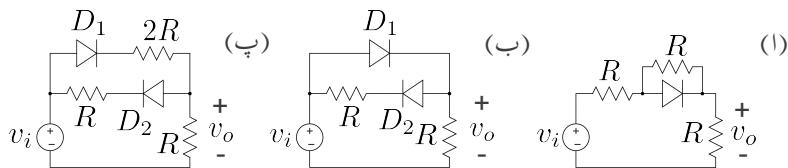
جوابات: الف) صرف ثبت 0.5 V جیٹ کا مستطیل اشارہ۔ ب) صرف ثبت 0.5 V جیٹ کا مستطیل اشارہ۔ پ) بالکل داخلي اشارے کی طرح $\pm 1\text{ V}$ کا مستطیل اشارہ۔

سوال 2.9: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں سیدھے ڈائیوڈ پر 0.7 V کا گھٹاؤ لیتے ہوئے مستطیل داخلي اشارہ v_i سے خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ داخلي اشارے کا جیٹ $\pm 1\text{ V}$ لیں۔

جوابات: الف) مستطیل اشارہ جس کا ثبت جیٹ 0.15 V جبکہ منفی جیٹ صفر وولٹ ہے۔ ب) مستطیل جس کا ثبت جیٹ 0.5 V جبکہ منفی جیٹ -0.7 V ہے۔ پ) مستطیل $\pm 0.3\text{ V}$ جیٹ۔



شکل 2.78: ڈائیوڈ کے سوالات



شکل 2.79: ڈائیوڈ کے دیگر سوالات

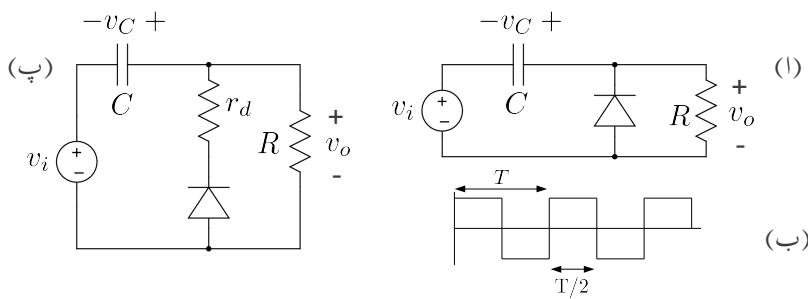
سوال 2.10: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے v_i کو سائن-منا لیتے ہوئے خارجی اشارے v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹ $\pm 1\text{V}$ ہے۔

سوال 2.11: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں سیدھے مائل ڈائیوڈ پر 0.7V برقی دباد کا گھٹاؤ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے v_i کو سائن-منا لیتے ہوئے خارجی اشارے v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹ $\pm 1\text{V}$ ہے۔

سوال 2.12: شکل 2.79 میں $\pm 15\text{V}$ جیٹ کا مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارات حاصل کریں۔

حل: (ا) ثابت داخلی اشارے کی صورت میں ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو گا۔ یوں $v_o = 7.5\text{V}$ ہو گا۔ منفی داخلی اشارے کے وقت ڈائیوڈ اثماںکل ہو گا لہذا $v_o = 5\text{V}$ ہو گا۔ (ب) ثبت v_i کے وقت D_1 سیدھا مائل اور یوں $v_o = 15\text{V}$ ہو گا۔ منفی v_i کی صورت میں D_2 سیدھا مائل ہو گا لہذا $v_o = -7.5\text{V}$ ہو گا۔ (پ) ثبت v_i پر $v_o = 5\text{V}$ جبکہ منفی v_i پر $v_o = -7.5\text{V}$ ہے۔

سوال 2.13: شکل 2.80 اف میں شکنجه دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگتا رہ مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے جس کا جیٹ $\pm 10\text{V}$ ہے۔ $RC = \frac{T}{2}$ کی صورت میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارے کا خط کچھ پہنچیں۔



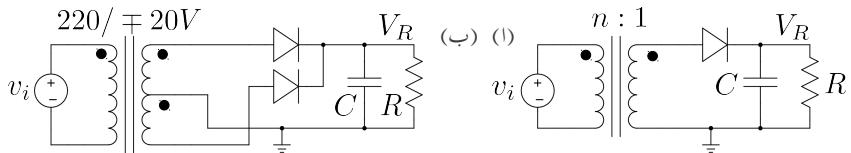
شکل 2.80: شکنجہ

جواب: داخلي اشاره منفي ہوتے ہي خارجي اشاره $v_C = 10V$ پر ہو جاتا ہے جبکہ کپیسٹر جلدی سے پہنچتا ہے۔ داخلي اشاره ثابت ہوتے ہي خارجي اشاره $v_C = 20V$ ہو جاتا ہے جو $T/2$ سینڈوں میں گھستے ہوئے رہ جاتا ہے۔

سوال 2.14: شکل 2.80 پ میں ڈائیوڈ کی مزاجمت r_d کو واضح دکھاتے ہوئے شکنجہ دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگتا رہ میں ڈائیوڈ کیا جاتا ہے جس کا حیطہ $\mp 10V$ اور $RC = \frac{T}{2}$ ہے۔ اسے شکل ب کی صورت میں خارجي اشارے کا خط کچھیں۔

جواب: پچھلے سوال کی طرح داخلي اشارہ ثابت ہونے کے لمحے پر $v_C = 10V$ اور خارجي اشارہ $v_C = 20V$ ہوتا ہے۔ $\frac{T}{2}$ سینڈ بعد خارجي اشارہ $v_C = -2.64V$ جبکہ $v_o = -12.64V$ ہو گا۔ $r_dC \ll T$ ہونے کے ناطے یہ صورت زیادہ دیر نہیں پائی جائے گی اور جلد ہي کپیسٹر r_d کے راستے $10V$ پر پہنچ جائے گا جس سے $v_o = 0V$ ہو جائے گا۔ یوں داخلي اشارہ منفي ہونے کے لمحات پر خارجي اشارے پر منفي سوئی نما برقي دباو پایا جائے گا۔

سوال 2.15: شکل 2.81 الف میں گھر لیو واپڈا²⁰⁵ کی بجلی استعمال کرتے ہوئے بارہ وولٹ کی منبع بنائی گئی ہے۔ $R_L = 1.2\text{k}\Omega$ ہے جبکہ یک سمی برقی دباو میں بل $\pm 1V$ سے کم رکھنا ہے۔ ٹرانسفارمر کی شرح $n : 1$ اور کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ واپڈا 50 Hz تعداد کی $220 \cos \omega t$ ہے جس کی موثر²⁰⁶ قیمت 220 V ہے۔ ڈائیوڈ پر برقی دباو کے گھٹاؤ کو نظر انداز کریں۔



شكل 2.81: بارہ ولٹ کے برقی دباؤ کی منع

جوابات: $n = 23.93$ ، $100 \mu\text{F}$

سوال 2.16: شکل 2.81 ب میں قدر مختلف ٹرانسفارمر استعمال کرتے ہوئے دو ڈائیوڈ کی مدد سے مکمل سمت کار حاصل کیا گیا ہے۔ ٹرانسفارمر کے داخلی جانب گزشتہ سوال کی طرح واپڈا کی بھلی فراہم کی گئی ہے۔ ٹرانسفارمر کے داخلی جانب V 220 موثر قیمت کا برقی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے۔ خارجی جانب ٹرانسفارمر کے درمیان پیمانہ پر زمین تصور کرتے ہوئے باقی دونوں پر آپس میں الٹ میں ولٹ حاصل ہوتے ہیں۔ $C = 4700 \mu\text{F}$ اور $R = 50 \Omega$ کی صورت میں خارجی یک سمتی برقی دباؤ V_R اور اس میں بل حاصل کریں۔ کامل ڈائیوڈ تصور کریں۔

جوابات: تقریباً 27.68 V ، $\pm 0.6 \text{ V}$

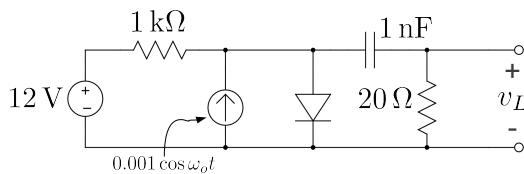
سوال 2.17: $I_S = 5 \text{ fA}$ کے ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بالمقابل برقی رو کا خط کھپیں۔ اس پر سے چالو کردہ برقی دباؤ کا تخمینہ لگائیں۔

سوال 2.18: ڈائیوڈ پر برقی دباؤ 50 mV بڑھانے سے برقی رو i_{D1} اور i_{D2} کی شرح حاصل کریں۔ یہی شرح 100 mV اور 200 mV کے لئے بھی حاصل کریں۔

سوال 2.19: برقی رو دس گناہ کرنے سے ڈائیوڈ کے برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔ برقی رو سو گناہ کرنے سے ڈائیوڈ کے برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 115 mV ، 57 mV

سوال 2.20: ڈائیوڈ کے مساوات $i_D = I_o e^{\frac{v_D}{V_T}}$ کا مکلارن سلسلہ²⁰⁷ حاصل کریں۔ اگر $v_D \ll V_T$ ہو تو 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 ڈائیوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔ $V_T = 10 \text{ fA}$ اور $I_S = 25 \text{ mV}$ لیتے ہوئے ڈائیوڈ 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 $\omega_0 = 5 \times 10^8 \text{ rad/s}$ ، $\omega_0 = 5 \times 10^6 \text{ rad/s}$ اور $\omega_0 = 5 \times 10^{10} \text{ rad/s}$ پر شکل میں بدلتا برقی دباد v_L حاصل کریں۔

جوابات:

$$\begin{aligned} r_d &= 2.2 \Omega \\ 0.000044 \cos(5 \times 10^6 t + 1.55) \\ 0.0018 \cos(5 \times 10^8 t + 0.42) \\ 0.00198 \cos(5 \times 10^{10} t + 0.0045) \end{aligned}$$

سوال 2.23: ڈائیوڈ کے خط کے گول حصے کو دیکھتے ہوئے یوں معلوم ہوتا ہے جیسے یہ $y = x^2$ کا خط ہے۔ ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ استعمال کئے گئے ہیں جن کی مساوات بھی شکل میں دی گئی ہے۔ V_o حاصل کریں۔

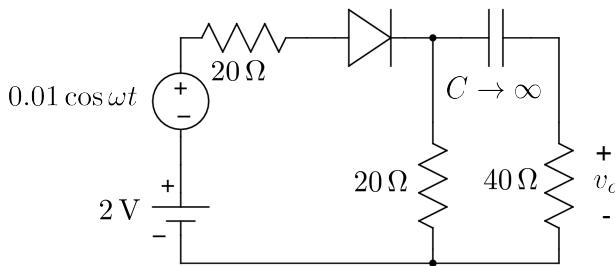
جواب: $V_o = 10 - 600I_o$

سوال 2.24: شکل 2.84 میں $I_D = 30 \text{ mA}$ ، $V_D = 0.68 \text{ V}$ پر ڈائیوڈ میں گزارتا ہے۔

Maclaurin's series²⁰⁷
iteration method²⁰⁸

$$i_D = \begin{cases} 2 \times 10^{-3} v_D^2, & v_D \geq 0 \\ -I_o, & v_D < 0 \end{cases}$$

شکل 2.83: ڈائیوڈ کی مربع مساوات



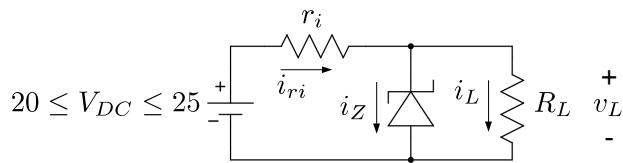
شکل 2.84: خط بوجہ کا سوال

1. ڈائیوڈ کے خط پر یک سمیت خط بوجہ کھینچ کر نقطہ مائل حاصل کریں۔
2. نقطہ مائل پر ڈائیوڈ کی مزاحمت r_d حاصل کریں۔
3. بدلتا برقی دباؤ v_o حاصل کریں۔
4. نقطہ مائل پر بدلتی رو، خط بوجہ کھینپیں۔

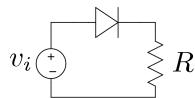
جوابات: $0.0019 \cos \omega t$ ، 36.7Ω ، $(0.68 \text{ V}, 33 \text{ mA})$

سوال 2.25: شکل 2.85 میں دکھائے زیور ڈائیوڈ پر اس وقت تک 12 V کا برقی دباؤ برقرار رہتا ہے جب تک اس میں 2 mA تا 200 mA کا برقی رو گزر رہا ہو۔ $R_L = 60 \Omega$ ہے۔

1. r_i کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر یک سمیت برقی دباؤ 20 V تا 25 V تبدیل کرتے ہوئے زیور ڈائیوڈ پر 12 V برقرار رہیں۔



شکل 2.85: زیر ڈائوڈ کا سوال



شکل 2.86: ڈائوڈ کی برقی رو

2. زیر ڈائوڈ میں زیادہ سے زیادہ طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔

جوابات: جب تک زیر پر بارہ ولٹ رہیں تب تک $i_L = \frac{12}{60} = 0.2 \text{ A}$ رہے گا۔ لہذا داخلی برقی دباؤ تبدیل کرنے سے صرف زیر ڈائوڈ میں برقی رو تبدیل ہوتا ہے۔ 20 V پر زیر 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 $i_{ri} = \frac{25-12}{39.6} = 0.1282 \text{ A}$ ہو گا۔ پوں $i_Z = 0.3282 - 0.2 = 0.1282 \text{ A}$ اور طاقت کا ضیاع 1.5384 W ہو گا۔

سوال 2.26: شکل 2.85 میں بدلتے مزاجمت R_L اور بدلتے داخلی برقی دباؤ کی صورت میں v_L کو زیر ڈائوڈ کے مدد سے برقرار رکھا گیا ہے۔ اس سوال میں R_L کی قیمت 150Ω اور 1200Ω تا 20.2 V جبکہ داخلی برقی دباؤ 20.2 V تا 20.2 V تبدیل ہو سکتے ہیں۔ گزشتہ سوال میں اس زیر ڈائوڈ 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 اور i_{ri} اور i_Z حاصل کریں۔

3. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے 150Ω بوجھ اور $25V$ داخلی برقی دباؤ پر i_L ، i_{ri} اور i_Z حاصل کریں۔

4. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے 1200Ω بوجھ اور $20.2V$ داخلی برقی دباؤ پر i_L ، i_{ri} اور i_Z حاصل کریں۔

5. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے 1200Ω بوجھ اور $25V$ داخلی برقی دباؤ پر i_L ، i_{ri} اور i_Z حاصل کریں۔

جوابات:

$$r_i = 100\Omega .1$$

$$i_L = 80 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 82 \text{ mA}, \quad i_Z = 2 \text{ mA} .2$$

$$i_L = 80 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 130 \text{ mA}, \quad i_Z = 50 \text{ mA} .3$$

$$i_L = 10 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 82 \text{ mA}, \quad i_Z = 72 \text{ mA} .4$$

$$i_L = 10 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 130 \text{ mA}, \quad i_Z = 120 \text{ mA} .5$$

سوال 2.27: سوال 2.26 میں $r_i = 100\Omega$ استعمال کیا جاتا ہے۔ داخلی برقی دباؤ $20.2V$ کی صورت میں $R_L = 50\Omega$ کر دیا جاتا ہے۔ اس صورت میں v_L ، i_L اور i_Z حاصل کریں۔

جوابات: 134.666 mA ، 6.7333 V اور زیز گٹھے سے کم برقی دباؤ پر زیز ڈائیوڈ میں برقی رو 0 A ہوتی ہے۔

سوال 2.28: شکل 2.86 میں آدھا سمت کار دکھایا گیا ہے جسے $v_i = 310 \cos \omega t$ داخلی برقی دباؤ کیا گیا ہے۔ استعمال شدہ ڈائیوڈ زیادہ سے زیادہ 1A کی اوسط برقی رو برداشت کر سکتا ہے۔ مزاحمت کی کم سے کم ممکنہ قیمت حاصل کریں۔

جواب: ڈائیوڈ آدھے لہر کے لئے چالو رہتا ہے۔ آدھے لہر کی اوسط برقی رو $\frac{V_p}{\pi R}$ کے برابر ہے۔ لیوں $R = 98.676 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

الباب 3

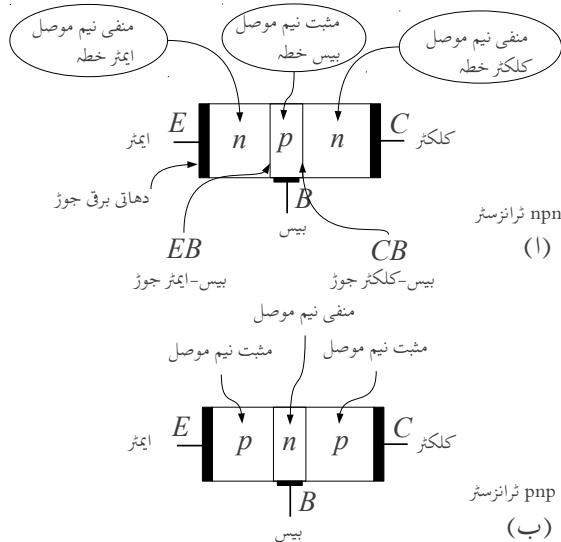
ٹرانزسٹر (دو جوڑ ٹرانزسٹر)

برقیات میں دو اقسام کے پرزہ جات پائے جاتے ہیں۔ ان میں مزاحمت، کپیسٹر، امالہ اور ڈائیوڈ 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 بناؤث دکھائی گئی ہے۔ شکل الف میں دو منفی نیم موصل خطوطوں کے مابین ایک ثابت نیم موصل خط سمیاگیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر یا *npn* ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ ان تین نیم موصل خطوں کو ایکثر خطہ⁵، بیس خطہ⁶ اور کلکٹر خطہ⁷ کہتے ہیں۔ شکل میں ان کی وضاحت کی گئی۔

passive¹
transistor²
active³
field effect transistor⁴
emitter⁵
base⁶
collector⁷

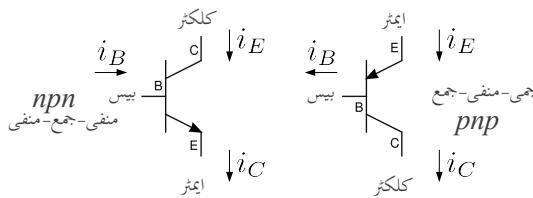


شکل 3.1: منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر اور جمع-منفی-جمع ٹرانزسٹر کی بناءت

ہے۔ اس کے برعکس شکل ب میں دو ثابت نیم موصل خطوں کے مابین ایک منفی نیم موصل خطہ سمیتا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو جمع-منفی- جمع ٹرانزسٹر یا pnp ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ منفی- جمع- منفی ٹرانزسٹر کے تین برقی سرے ہیں جنہیں ایمٹر⁸, E , کلکٹر⁹, C اور بیس¹⁰, B کہتے ہیں۔ اس ٹرانزسٹر میں منفی نیم موصل n اور ثابت نیم موصل p خطوں کے درمیان دو $-n$ - p 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 روکی صحیح سمت دکھلاتا ہے۔ یوں pnp ٹرانزسٹر میں ایمٹر سرے سے برقی روکی i_E بہر 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 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

emitter⁸
collector⁹
base¹⁰



شکل 3.2: ٹرانزسٹر کے علامات

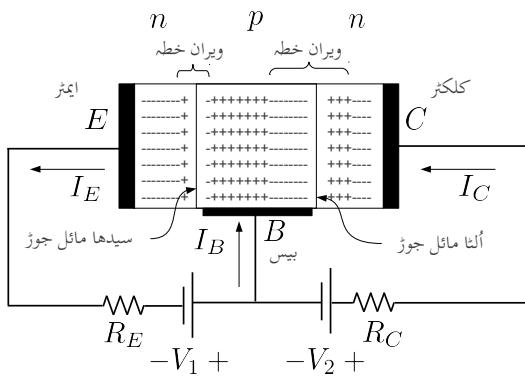
جدول 3.1: ٹرانزسٹر کے تین مختلف انداز کارکردگی

انداز کارکردگی	بیس-ایمپر جوڑ	بیس-کلکٹر جوڑ
افزائندہ حال	سیدھا مائل	غیر چالو یا الٹا مائل
غیر افزائندہ حال	سیدھا مائل	چالو
منقطع حال	الٹا مائل	الٹا مائل

3.1 میں ٹرانزسٹر مائل کرنے کے تین ممکنہ طریقے دکھائے گئے ہیں۔ ٹرانزسٹر کو بطور ایک پلیناٹر 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 $n-p-n$ ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل 3.3 میں منفی-جمع-منفی $n-p-n$ ٹرانزسٹر کو اس طرح بر قی دباؤ مہیا کئے گئے ہیں کہ اس کا بیس-ایمپر BE جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا بیس-کلکٹر BC جوڑ الٹا مائل ہو۔ یوں بیس-ایمپر BE جوڑ پر پیدا ویران خطے کی لمبائی کم ہو جائے گی جبکہ بیس-کلکٹر BC جوڑ پر پیدا ویران خطے کی لمبائی بڑھ جائے گی۔ شکل میں منفی-جمع-منفی $n-p-n$ ٹرانزسٹر کے بر قی سروں پر بر قی رو کی سمتیں دکھائی گئی ہیں۔ شکل میں بیس خطے کے لمبائی کو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے۔ $n-p-n$ ٹرانزسٹر کی کارکردگی کا دارو مدار دو n خطوں کا انتہائی 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-ایمپر جوڑ بالکل ڈایوڈ کی مانند عمل کرتا ہے۔ بیروفی بر قی دباؤ کی وجہ سے آزاد ایکٹران ایمپر خطے سے



شكل 3.3: بیس-ایمپ جوڑ سیدھا مائل جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ اُنکا مائل کیا گیا ہے

بیس خطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان الکٹرانوں کو شکل میں مداخل الیکٹران¹² کہا گیا ہے۔ اسی طرح بیس خطے سے آزاد خول ایمپر نخطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان خولوں کو شکل میں مداخل خول¹³ کہا گیا ہے۔ منقی-جمع-منقی ٹرانزسٹر کی کارکردگی مداخل الکٹرانوں پر منحصر ہوتی ہے جبکہ مداخل خول اس میں کوئی کردار ادا نہیں کرتے۔ چونکہ مداخل الکٹرانوں کی تعداد ایمپر نخطے میں ملاوی ایمپوں کی تعدادی کثافت¹⁴ N_D پر منحصر ہے جبکہ مداخل خولوں کی تعداد بیس خطے میں ملاوی ایمپوں کی تعدادی کثافت N_A پر منحصر ہے لہذا ٹرانزسٹر کے ایمپر نخطے میں N_D کی قیمت بیس خطے میں N_A کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل 3.5 میں منقی-جمع-منقی $n-p-n$ ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ روایتی برقی رو اور الکٹران کے بہاؤ کی سمتیں آپس میں الٹ ہوتی ہیں لہذا اس ٹرانزسٹر کے ایمپر سرے پر الکٹران کا بہاؤ اور کی جانب ہو گا۔ فرض کریں کہ ایمپر سرے پر ہر سینٹ¹⁵ x الکٹران ٹرانزسٹر میں داخل ہوتے ہیں۔ الکٹران کا برق بار¹⁶ $-q$ ۔ لکھتے ہوئے یوں ایمپر سرے پر برقی رو I_E کی قیمت

$$(3.1) \quad I_E = xq$$

ہو گی۔ یہ دونی برقی بہاؤ میں۔ ایمپر جوڑ کو سیدھا مائل کئے ہوئے ہے۔ یوں اس جوڑ میں بالکل سیدھے ماکل ڈایوڈ کی طرح برقی رو کا گزر ہو گا اور تمام کے تمام x الکٹران میں نخطے میں پہنچ جائیں گے۔¹⁶ میں نخطے میں مداخل الکٹران ہر جانب نفوذ پذیر ہوں گے۔ جیسا پہلے ذکر ہوا میں نخطے کا پیشتر حصہ ویران خطہ بن چکا ہے۔ میں نخطے میں مداخل

injected electrons¹²

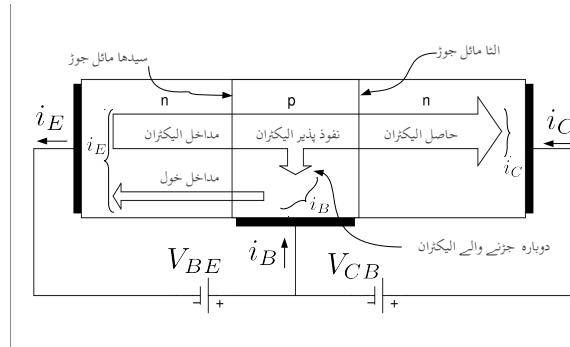
injected holes¹³

number density¹⁴

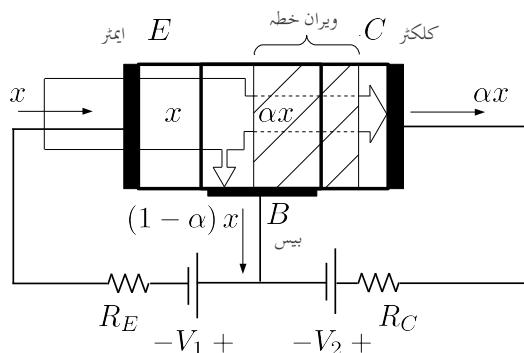
charge¹⁵

¹⁶ بہاؤ خول کے بہاؤ کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس کی بات آگئے جا کر ہو گئی

3.2. افراطیه حال منفی-جمع-منفی $n-p-n$ ٹرانزسٹر کی کارکردگی



شکل 4: npn ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت



شکل 5: npn ٹرانزسٹر میں الیکٹرون کا بھاول

ایکٹران اس پاریک لمبائی والے بیس خطے سے ٹرانزسٹر کے بیرونی سرے B تک پہنچنے کی کوشش کریں گے۔ ایسے ایکٹران حرارتی توانائی کی بدولت بیس 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 ایکٹرانوں میں سے متعدد ایکٹران اس سفر کے دوران میں۔ کلکٹر جوڑ کے ویران خطے میں داخل ہو جاتے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ اس ویران خطے سے منفی بار نیزی سے دامی جانب یعنی کلکٹر خطے میں منتقل ہو جاتے ہیں۔ یوں α ایکٹرانوں کا پیشتر حصہ کلکٹر خطے میں پہنچ جاتا ہے اور بیہاں سے ٹرانزسٹر کے بیرونی کلکٹر سرے پر پہنچ کر برقی رو I_C پیدا کرتا ہے۔ کلکٹر خطے پہنچنے والے ایکٹرانوں کی تعداد کو α 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۔ بقايا ایکٹران یعنی $x(\alpha - 1)$ ایکٹران ٹرانزسٹر کے بیرونی بیس 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 کلکٹروں میں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$(3.7) \quad I_C = \alpha I_E$$

$$(3.8) \quad \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$(3.9) \quad I_E = (\beta + 1) I_B$$

3.2. افراطیہ حال منفی-جمع-منفی $n-p-n$ ٹرانزسٹر کی کارکردگی

چونکہ $1 \approx \alpha$ ہوتا ہے لہذا مساوات 3.7 سے ظاہر ہے کہ I_C کی قیمت تقریباً I_E کے برابر ہو گی۔ مساوات 3.8 سے ظاہر ہے کہ β ٹرانزسٹر کی افزائش برق رو¹⁷ 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۔

$$\alpha = 0.9 .1$$

$$\alpha = 0.99 .2$$

$$\alpha = 0.999 .3$$

حل:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.9}{1-0.9} = 9 .1$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.99}{1-0.99} = 99 .2$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.999}{1-0.999} = 999 .3$$

مثال 3.2: $\alpha = 74$ کے لئے β حاصل کریں۔

current gain¹⁷

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{74}{74+1} = 0.987$$

مثال 3.3: ایک ٹرانزسٹر میں ہر سینڈ $10^{15} \times 6$ الکٹرون بیس-ایمپٹر جوڑ سے گزرتے ہیں۔ اگر $\alpha = 0.993$ ہو تو اس کے برقی سروں پر برقی رو حاصل کریں۔

حل: الکٹرون کا بار $-1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ لیتے ہوئے

$$(3.11) \quad \begin{aligned} I_E &= -nq = 6 \times 10^{15} \times 1.6 \times 10^{-19} = 9.6 \times 10^{-4} = 0.96 \text{ mA} \\ I_C &= \alpha I_E = 0.993 \times 0.96 \times 10^{-3} = 0.95328 \text{ mA} \\ I_B &= I_E - I_C = 6.72 \mu\text{A} \end{aligned}$$

ٹرانزسٹر کی اہمیت β سے منسک 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 گناہ ہے۔ یوں اگر β کی قیمت 35 ہو تو بیس کے برقی رو کم یا زیادہ کرنے سے کلکٹر سرے پر برقی رو کی قیمت 35 گناہ کم یا زیادہ ہو گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس سرے پر تجوڑی 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 رو¹⁹ کہیں گے۔ ٹرانزسٹر کے افزائش کی صلاحیت ہی کی وجہ سے برقيات کے میدان کا وجود ہے۔

ٹرانزسٹر کا BE جوڑ بالکل سادہ ڈائوڈ کی طرح کردار ادا کرتا ہے۔ یوں اس جوڑ کے برقی رو کو

$$I_E = I_S' \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

gain¹⁸
current gain¹⁹

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 I'_S کو لکھیں تب ان مساوات کو

$$(3.12) \quad I_E = \frac{I_C}{\alpha} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

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۔ میں ایسٹر جوڑ پر برقی دباؤ V_{BE} کم یا زیادہ کرنے سے I_E مساوات 3.12 کے تحت کم یا زیادہ ہو گی اور I_B بھی کم یا زیادہ ہو گی۔ اور I_B کی شرح β رہے گا۔

اب تک کی گنتگو سے ظاہر ہے کہ $n-p-n$ ٹرانزسٹر میں مداخل خلوں کا I_C کے پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اسی لئے جیسا شروع میں ذکر ہوا مداخل خلوں کی تعداد کم سے کم رکھی جاتی ہے۔

مندرجہ بالا گنتگو میں میں۔ ٹرانزسٹر جوڑ کو الٹ مائل رکھا گیا۔ ائے مائل ڈائیوڈ کی طرح اس جوڑ میں الٹی جانب برقی رو I_S گزرے گی۔ ڈائیوڈ کی طرح حقیقت میں الٹی برقی رو کی اصل قیمت تجربی سے حاصل I_S کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے اور اس کی قیمت الٹی برقی دباؤ پر مختص ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر میں اس برقی رو کو I_{CB0} لکھا جاتا ہے۔ I_{CB0} سے مراد ایسٹر سرے کو کھل سرے رکھتے ہوئے میں۔ ٹرانزسٹر جوڑ پر الٹی برقی رو ہے۔ اور 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 درج حرارت 10°C بڑھانے سے تقریباً دو گنی ہوتی ہے۔ جدید ٹرانزسٹروں میں I_{CB0} قبل نظر انداز ہوتا ہے لہذا اس کتاب میں ہم I_{CB0} کو نظر انداز کریں گے۔

n-p-n ٹرانزسٹر اسی صورت افزاں نہ رہتا ہے جب اس کے بیس-ایمپٹر جوڑ کو سیدھا مائل جکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ کو غیر چالو رکھا جائے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افزاں نہ حال رکھنے کی خاطر اس کے بیس-کلکٹر جوڑ پر برقی دباؤ V_{BE} ثابت رکھی جاتی ہے جکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ پر برقی دباؤ V_{BC} کو یا تو منقی رکھا جاتا ہے اور یا اسے چالو کرده برقی دباؤ یعنی 0.5V سے کم رکھا جاتا ہے۔ سیدھے مائل بیس-ایمپٹر جوڑ پر کسی بھی سیدھے مائل جمع-منقی 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 مخصر 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 روکے 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۔

دو یک سمجھی برقی رو یعنی I_C اور I_B کی شرح ہے جسے عموماً h_{FE} بھی لکھا جاتا ہے یعنی β

$$(3.14) \quad \beta = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

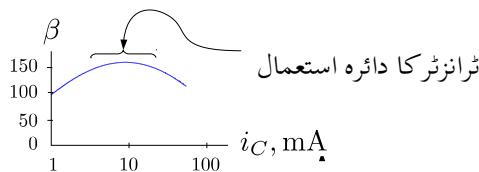
ٹرانزسٹر کو اشارے کی افزائش کے لئے استعمال کیا جاتا ہے جو کہ یک سمجھی نہیں بلکہ بدلتا برقی دباؤ یا بدلتی برقی رو ہوتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے ہمیں اس کے $\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$ یعنی h_{fe} سے زیادہ دلچسپی ہے۔ اس شرح کو کہتے ہیں یعنی

$$(3.15) \quad h_{fe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{i_c}{i_b}$$

یوں h_{FE} کو ٹرانزسٹر کا یک سمجھی افزائش برقی رو جکہ 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۔

3.3 غیر افزاں نہ کرده برقی دباؤ

شکل 3.7 میں ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایمپٹر جوڑ پر $V_{BE} = 0.7V$ جکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ پر $V_{BC} = 0.5V$ دکھائے گئے ہیں۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے اس صورت میں برقی دباؤ V_{CE} کی قیمت



شکل 3.6: افراش بالمقابل برقی رو

$$V_{BC} = V_B - V_C$$

$$V_{BE} = V_B - V_E$$

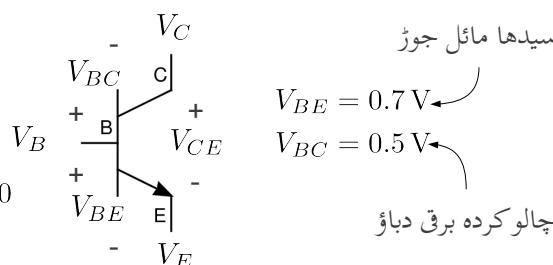
$$V_{CE} = V_C - V_E$$

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

$$V_{CE} = V_{BE} - V_{BC}$$

$$= 0.7 - 0.5$$

$$= 0.2 \text{ V}$$

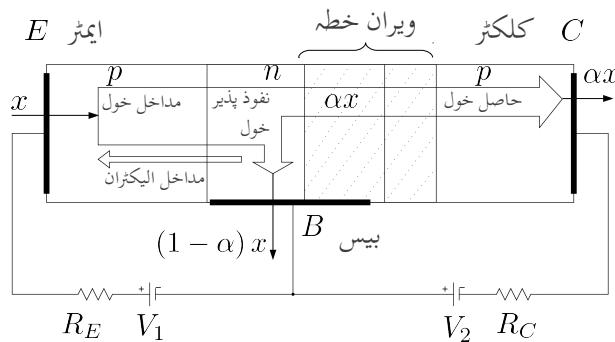


شکل 3.7: ٹرانزسٹر کی غیر افزائندہ کردہ برقی دباؤ

0.2 V ہوتی ہے۔ اگر میں۔ لکھر جوڑ پر برقی دباؤ کو اس حد (یعنی چالو کردہ برقی دباؤ) سے بڑھایا جائے تو V_{CE} کی قیمت 0.2 V سے کم ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر غیر افزائندہ صورت اختیار کر لے گا۔ لہذا افزائندہ حال ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ V_{CE} کی قیمت 0.2 V سے زیادہ رہتی ہے۔ V_{CE} کے اس قیمت کو ٹرانزسٹر کا غیر افزائندہ برقی دباؤ V_{CEsat} کہتے ہیں²⁰ یعنی

$$(3.16) \quad V_{CEsat}^{\text{غیر افزائندہ}} = 0.2 \text{ V}$$

$$V_{CEsat}^{20}$$

شکل 3.8: pnp ٹرانزسٹر میں خول کا بہاو

3.4 افزائندہ حال جمع-منفی-جمع pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل 3.8 میں pnp ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ نیس-کلکٹر جوڑ کو الٹا مائل کرتے ہوئے اسے افزائندہ خطے میں رکھا گیا ہے۔ pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی بالکل npn ٹرانزسٹر کی طرح ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ npn ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں الیکٹرانوں کی حرکت سے ہوتا ہے جبکہ pnp ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں خولوں کی حرکت سے ہوتا ہے۔

جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، بیروفنی لاؤ گو برقی دباؤ V_1 ایمپٹر-بیس جوڑ کو سیدھا مائل کرتا ہے جس سے ایمپٹر سے بیس خطے میں خول داخل ہوتے ہیں اور بیس خطے سے ایمپٹر خطے میں الیکٹران داخل ہوتے ہیں۔ چونکہ بیس خطے میں الیکٹران کی تعدادی کثافت ایمپٹر میں خول کی تعدادی کثافت سے کمی درجے کم رکھی جاتی ہے لہذا ایمپٹر سے بیس خطے میں داخل ہونے والے خولوں کی تعداد بیس سے ایمپٹر داخل ہونے والے الیکٹرانوں کی تعداد سے کمی 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 ایمپٹر 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 بیروفنی دور میں برقی روکا الیکٹران کے حرکت سے جبکہ pnp کے اندر برقی روکا خول کے حرکت سے پیدا ہوتا ہے۔

V_{EC} اور V_{EB} کے pnp 3.4.1

npn ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایمپٹر جوڑ پر $V_{BE} = 0.7\text{V}$ پایا جاتا ہے اور $V_{EC} = 0.2\text{V}$ ^{غیر افرائندہ} پر ٹرانزسٹر غیر افراستنہ ہو جاتا ہے۔ npn ٹرانزسٹر میں بھی ایسا ہی ہوتا ہے پس جوڑ کے نام الٹے لکھتے ہیں لیکن pnp کے سیدھے مائل ایمپٹر-بیس جوڑ پر $V_{EB} = 0.7\text{V}$ پایا جاتا ہے اور $V_{EC} = 0.2\text{V}$ ^{غیر افرائندہ} پر ٹرانزسٹر غیر افراستنہ ہو جاتا ہے۔

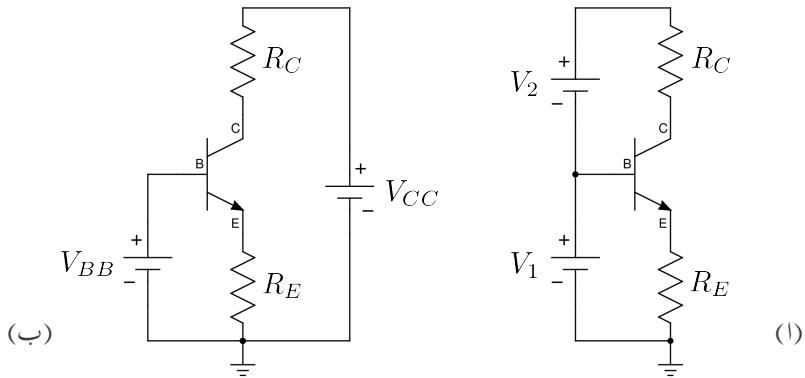
3.5 نقطہ کارکردگی اور یک سمتی ادوار کا تحلیلی تجزیہ

ٹرانزسٹر کے ساتھ مزاحمت (مراجمتیں) اور یک سمتی منبع برقی دباؤ (برقی رو) مسلک 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_{CE} , V_{BE} , V_{BC} لکھتے ہیں۔ ڈائیوڈ کے نقطہ مائل کی طرز پر ان قیتوں کے لکھنے کا درست انداز I_{BQ} , I_{EQ} , I_{CQ} , V_{CEQ} , I_{EQ} وغیرہ ہے۔ اس کتاب میں جہاں علمی کی گنجائش نہ ہو وہاں ان قیتوں کو پہلی طرز پر لکھا جائے گا جیسے I_C کو I_{CQ} لکھا جائے گا۔

اس حصے میں ٹرانزسٹر کے یک سمتی ادوار حل کرنے پر غور کیا جائے گا جہاں ٹرانزسٹر کے مختلف حال یعنی افرائندہ حال، غیر افرائندہ حال اور منقطع حال باری باری دیکھے جائیں گے۔

3.5.1 افرائندہ ٹرانزسٹر کے یک سمتی ادوار کا حل

ٹرانزسٹر کی علامت استعمال کرتے ہوئے شکل 3.5 کو شکل 3.9 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.9 اف 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۔



شکل 3.9: ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال مائل کرنے کے طریقے

مثال 3.4: شکل 3.9 الف میں V_1 کی قیمت تین ولٹ اور V_2 کی قیمت آٹھ ولٹ ہونے کی صورت میں اس کے مساوی دور شکل 3.9 ب میں V_{CC} اور V_{BB} کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل:

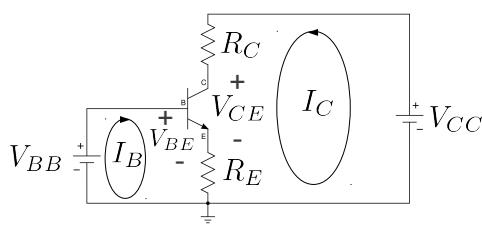
$$(3.17) \quad V_{BB} = V_1 = 3 \text{ V}$$

$$(3.18) \quad V_{CC} = V_1 + V_2 = 3 + 8 = 11 \text{ V}$$

لہذا V_{BB} کی قیمت تین ولٹ جبکہ V_{CC} کی قیمت گیارہ ولٹ ہے۔

شکل 3.10 میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے۔ داخلی جانب کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ہم ٹرانزسٹر میں برقی رو I_C یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$(3.19) \quad \begin{aligned} V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\ V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\ I_C &= \alpha I_E \\ I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\&= V_{BE} + I_E R_E \\I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\&\approx I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\V_{CE} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E)\end{aligned}$$

شکل 3.10: ٹرانزسٹر کا بیانی دوڑ

جہاں دوسرے قدم پر $I_E = I_B + I_C$ لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے عموماً I_C کو کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل میں۔ ایمیٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو V_{BE} لکھا جاتا ہے جس کی عمومی قیمت کسی بھی سیدھے مائل ڈائیوڈ کی طرح 0.7V ہے۔ یعنی

$$(3.20) \quad V_{BE} = 0.7\text{V}$$

اسی طرح خارجی جانب کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ٹرانزسٹر کے ٹکلٹر-ایمیٹر سروں کے مابین برقی دباؤ V_{CE} یوں حاصل کی جاتی ہے۔

$$\begin{aligned}V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C)R_E \\V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\(3.21) \quad V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)\end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر $I_E \approx I_C$ لیا گیا۔ حاصل کردہ برقی دباؤ V_{CE} کی قیمت _{غیر افوندہ} 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 میں شکل 3.10 میں

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 12\text{V} \\V_{BB} &= 1.2\text{V} \\R_C &= 10\text{k}\Omega \\R_E &= 1\text{k}\Omega\end{aligned}$$

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

$$V_{CE} \approx V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

$$= 12 - 0.5 \times 10^{-3}(10000 + 1000)$$

$$= 6.5 \text{ V}$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراہنڈہ حال ہے اور یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

مثال 3.6: مثال 3.5 میں ٹرانزسٹر کی افراہش برقی رو $\beta = 99$ تصور کرتے ہوئے برقی رو I_C اور برقی دباؤ V_{CE} کی اصل قیمتیں حاصل کریں۔ ان قیتوں کا گزشتہ مثال میں حاصل کی گئی قیتوں سے موازنہ کریں۔

حل: مساوات 3.10 سے مساوات 3.21 سے

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{99}{99+1} = 0.99$$

یوں جبکہ مساوات 3.21 سے

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$= 12 - (0.495 \times 10^{-3} \times 10000) - (0.5 \times 10^{-3} \times 1000)$$

$$= 6.55 \text{ V}$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراہنڈہ حال 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% فیصد 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 جاتی ہے۔ ٹرانزسٹر کے ادوار قلم و کاغذ کی مدد سے حل کرتے ہوئے عموماً ایسا ہی کیا جاتا ہے اور تینجاً 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 3.11 شکل 3.7 میں ٹرانزسٹر کا β حاصل کریں۔ مزید $V_C = 2.584 \text{ V}$ اور $V_B = 1.884 \text{ V}$ ہیں۔ ٹرانزسٹر کا مطلب $\beta = 29$ ہے۔

حل: شکل کو دیکھ کر

$$I_B = \frac{1.884}{60000} = 31.4 \mu\text{A}$$

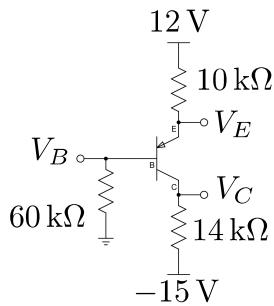
$$I_E = \frac{12 - 2.584}{10000} = 0.942 \text{ mA}$$

لکھے جا سکتے 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

$$I_C = \beta I_B = 29 \times 31.4 \mu\text{A} = 0.91 \text{ mA}$$



شکل 3.11: ٹرانزسٹر کے β کا حصول۔

اور

$$V_C = 0.91 \times 10^{-3} \times 14000 - 15 = -2.26 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 3.8: شکل 3.12 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

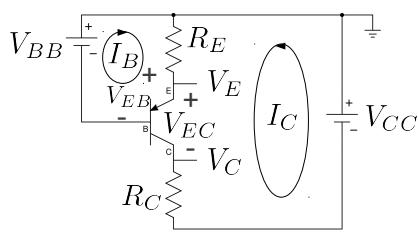
$$R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ V_{EC} اور I_C حاصل کریں۔

حل: ہیں جانب کرجاف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$\begin{aligned} V_{BB} &= (I_B + I_C) R_E + V_{EB} \\ &= I_E R_E + V_{EB} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}V_{BB} &= (I_B + I_C) R_E + V_{EB} \\&= I_E R_E + V_{EB} \\I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} \approx I_C\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\&\approx I_C R_E + V_{EC} + I_C R_C \\V_{EC} &= V_{CC} - I_C (R_E + R_C)\end{aligned}$$

شکل 12.12: جمع منفی جمع ٹرانزسٹر کا سادہ دور

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر $I_E = I_B + I_C$ کو لکھا گیا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA} \\I_C &\approx I_E = 0.5 \text{ mA}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$\begin{aligned}V_{CC} &= (I_B + I_C) R_E + V_{EC} + I_C R_C \\&= I_E R_E + I_C R_C + V_{EC}\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر $I_E \approx I_C$ لیا جائے تو

$$\begin{aligned}V_{EC} &= V_{CC} - I_C (R_E + R_C) \\&= 12 - 0.5 \times 10^{-3} \times (1000 + 10000) \\&= 6.5 \text{ V}\end{aligned}$$

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 بر قی دباؤ اور بر قی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کرچاف کے قانون برابرے بر قی 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 بیہاں خصوصی طور پر تمام بر قی رو مانگی گئی ہیں لذا ہم ان کی اصل قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$= \frac{36}{36 + 1}$$

$$= 0.97297$$

$$I_C = \alpha I_E$$

$$= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3}$$

$$= 0.432 \text{ mA}$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1}$$

$$= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1}$$

$$= 12.01 \mu\text{A}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ β کی قیمت کم ہونے کی صورت میں I_E اور I_C کی قیتوں 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۔

$$\begin{aligned}V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\&= 15 - 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\&= 12.581 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_E &= I_E R_E \\&= 0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\&\approx 0.4 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_B &= V_E + V_{BE} \\&= 0.4 + 0.7 \\&= 1.1 \text{ V}\end{aligned}$$

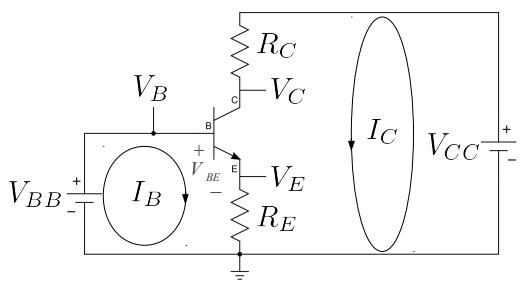
$$\begin{aligned}V_{CE} &= V_C - V_E \\&= 12.581 - 0.4 \\&= 12.181 \text{ V}\end{aligned}$$

چونکہ ٹرانزسٹر کے بیس پر 1.1 V لاگو کیا گیا ہے لہذا میکٹر 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

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 15 \text{ V} \\V_{BB} &= 1.1 \text{ V} \\R_C &= 5.6 \text{ k}\Omega \\R_E &= 900 \Omega \\\beta &= 36\end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= V_{BE} + I_E R_E \\
 I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C \\
 V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\
 V_E &= I_E R_E \\
 V_B &= V_E + V_{BE} \\
 &= I_E R_E + V_{BE} \\
 V_{CE} &= V_C - V_E \\
 &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E
 \end{aligned}$$

شکل 3.13: ٹرانزسٹر دور کی مثال

ہیں۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے I_E حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} \\
 I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} \\
 &= \frac{1.1 - 0.7}{900} \\
 &= 0.44 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

عوماً I_C اور I_E کے ٹھیک ٹھیک قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\ &= \frac{36}{36 + 1} \\ &= 0.97297\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_C &= \alpha I_E \\ &= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\ &= 0.432 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\ &= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\ &= 12.01 \mu\text{A}\end{aligned}$$

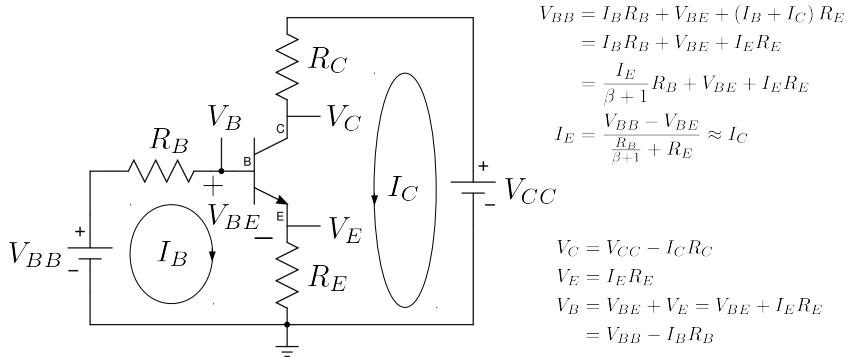
ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_C &= -V_{CC} + I_C R_C \\ &= -15 + 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\ &= -12.581 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_E &= -I_E R_E \\ &= -0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\ &\approx -0.4 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_B &= V_E - V_{EB} \\ &= -0.4 - 0.7 \\ &= -1.1 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{EC} &= V_E - V_C \\ &= -0.4 + 12.581 \\ &= 12.181 \text{ V}\end{aligned}$$



شکل 3.14: ٹرانزسٹر دور جہاں تینوں سروں کے ساتھ مراحمت مسلک بین

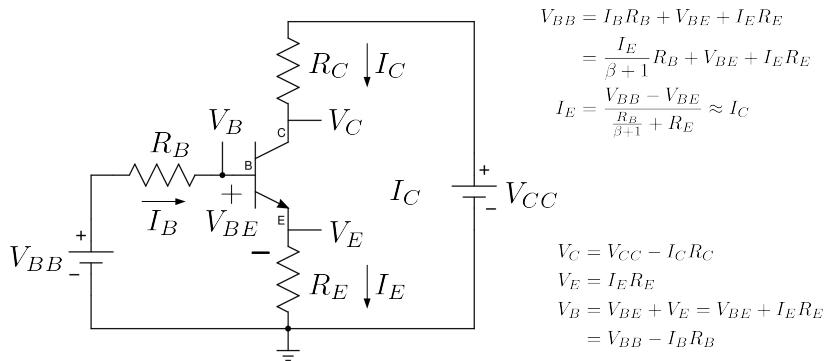
چونکہ بیس پر برقی دہاو $V_E = V_B + V_{EB} = -1.1 + 0.7 = -0.4 \text{ V}$ لگ کر بھی حاصل کیا جاسکتا ہے لیکن

$$V_E = V_B + V_{EB} = -1.1 + 0.7 = -0.4 \text{ V}$$

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 کرچاف کے قانون برائے برقی دہاو 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



شکل 3.15

(3.23) $V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E$

(3.24) $V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$

(3.25) $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$

(3.26) $V_{CE} \approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$

مثال 3.11: شکل 3.15 میں

$V_{CC} = 15 \text{ V}$

$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$

$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$

$R_E = 900 \Omega$

$R_B = 3.3 \text{ k}\Omega$

$\beta = 36$

ہونے کی صورت میں I_C اور V_{CE} حاصل کریں۔

حل: شکل میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر ٹرانزسٹر کے بر قی روکھے گئے ہیں۔ یوں میں جانب

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \left(\frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \left(\frac{R_B}{\beta + 1} \right) I_E + V_{BE} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا 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۔ پونکہ V_{CE} غیر افراہندہ $< V_{CE}$ کا یہی درست جواب ہے۔

مثال 3.12: شکل 3.16 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

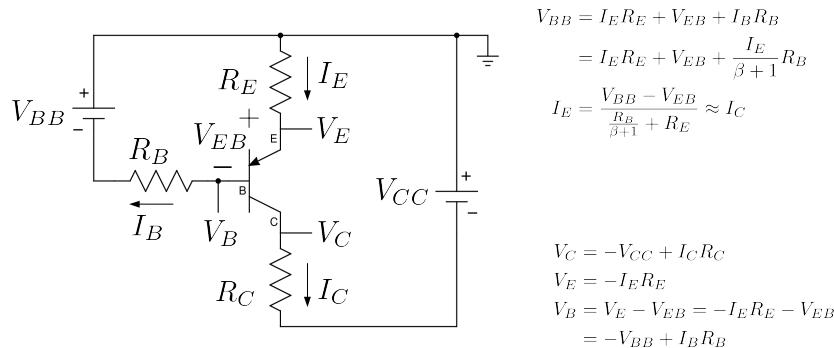
$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 2.8 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 27$$



شکل 3.16

ہونے کی صورت میں V_{EC} اور I_C حاصل کریں۔

حل: بیں جانب

$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\
 &= I_E R_E + V_{EB} + \left(\frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B \\
 &= V_{EB} + \left(R_E + \frac{R_B}{\beta + 1} \right) I_E
 \end{aligned}$$

۔

$$\begin{aligned}
 I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E + \frac{R_B}{\beta + 1}} \\
 &= \frac{1.2 - 0.7}{1200 + \frac{2800}{27 + 1}} \\
 &= 0.385 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

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 افراستنڈہ ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔

ٹرانزسٹر کو افراستنڈہ حال رکھنے کی خاطر اس کے بیس۔ ایمپر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ اس کے بیس۔ گلکٹر جوڑ کو غیر چالو رکھا جاتا ہے۔ اب تک دکھائے گئے ادوار میں ایسا کرنے کی خاطر دو عدد منبع برقی دباؤ یعنی V_{BB} اور V_{CC} 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 تدریج مختلف طرز پر بنایا گیا ہے جہاں داخلی جانب کے حصے کو نقطہ 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 بیباں 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 اندر وہی 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

$$\begin{aligned} V_{th} &= \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} \\ \frac{1}{R_{th}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \\ R_{th} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned} \tag{3.27}$$

²¹ اندر وہی منبع برقی رو کو کھلے سرے کیا جاتا ہے

یوں نقطے دار لکیر میں گھیرے حصے کا مساوی تھونن دور شکل 3.17 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.17 الف میں داخلی جانب اس مساوی تھونن دور کے استعمال سے شکل 3.17 ث حاصل ہوتا ہے جو کہ ہو بہو شکل 3.14 میں دکھایا گیا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ V_{th} کو R_B اور R_{th} کو دکھایا گیا ہے۔

شکل ث میں دکھائے دور کو بالکل شکل 3.14 میں دکھائے دور کی طرح حل کیا جاتا ہے۔ آئیں اس کی ایک مثال دیکھیں۔

مثال 3.13: شکل 3.17 الف میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 820 \Omega$$

$$R_1 = 8.9 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 99 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 100$$

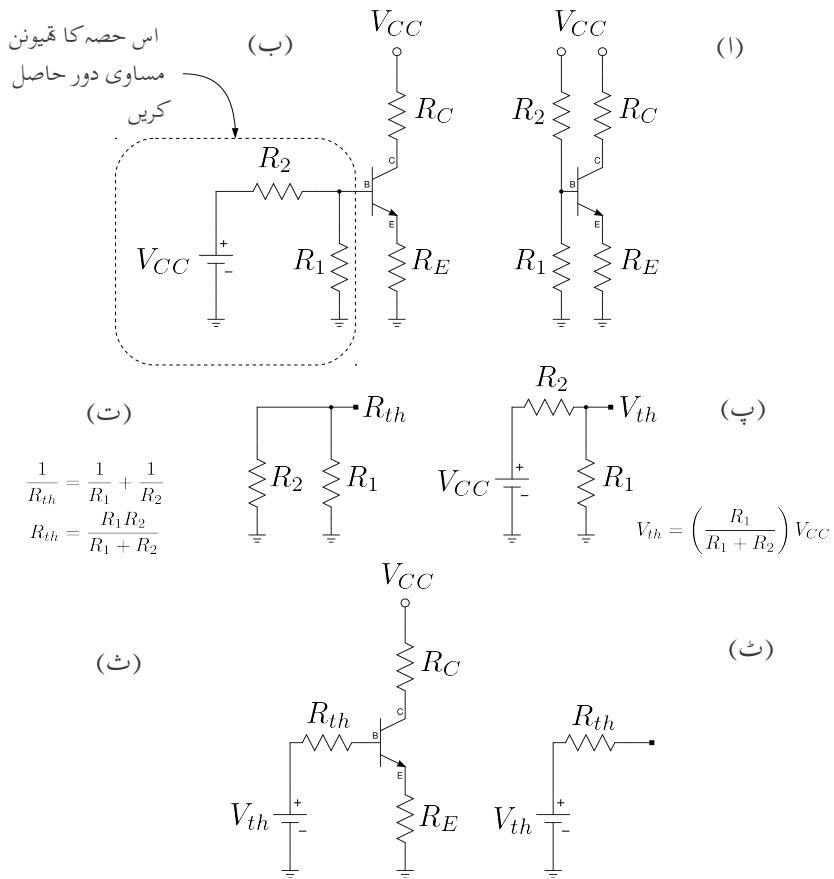
ہیں۔ ٹرانزسٹر کی برقی رو I_C اور اس پر برقی دباؤ V_{CE} حاصل کریں۔

حل: اس طرح کے ادوار حل کرنے کا طریقہ شکل 3.17 میں قدم بقدم دکھایا گیا ہے۔ مساوات 3.27 کی مدد سے

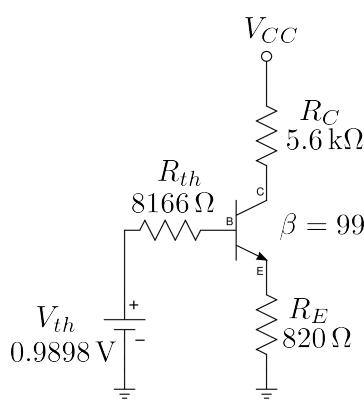
$$V_{th} = \frac{12 \times 8900}{8900 + 99000} = 0.9898 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{8900 \times 99000}{8900 + 99000} = 8166 \Omega$$

ان مساوی تھونن 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 افاضہ سے زیاد ہے لہذا ٹرانزٹر افزائندہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔



شکل 3.17: ایک عدد منبع برقی دیا کی مدد سے ٹرانزسٹر کا مائل 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

مثال 3.14: شکل 3.19 اف میں

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= 20 \text{ V}, & R_C &= 10 \text{ kΩ}, & R_B &= 200 \text{ kΩ} \\
 R_E &= 100 \text{ Ω}, & \beta &= 99
 \end{aligned}$$

ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر کرچاف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

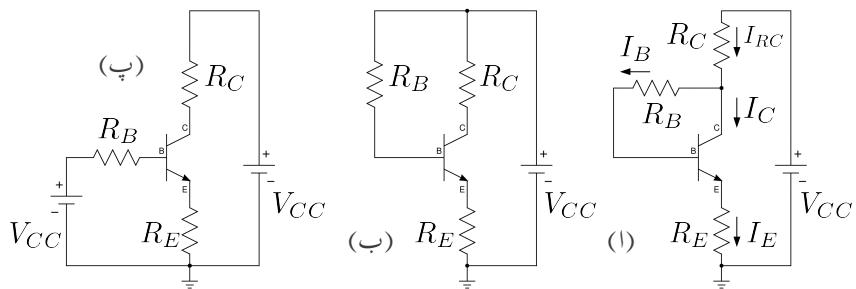
$$I_{RC} = I_B + I_C$$

لکھا جاسکتا ہے۔ چونکہ $I_{RC} = I_E$ ہوتا ہے لہذا $I_B + I_C = I_E$ ہو گا۔ یوں کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{CC} = I_E R_C + I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$لکھ کر i_B = \frac{I_E}{\beta+1} پر کرتے حاصل ہوتا ہے$$

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$



شکل 3.19: ایک عدد منع برقی دباؤ کے استعمال سے نقطہ کارکردگی کے دیگر اشکال

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۔ کچھ 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۔

مثال 3.15: شکل 3.19 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 دو بارہ بنایا گیا ہے جہاں داخلی اور خارجی جانب بالکل علیحدہ واضح نظر آتے ہیں۔ داخلی جانب کرچاف کے قانون برائے بر قی دباؤ سے

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right) \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں دی گئی قسمیں پر کرنے سے

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \\ &= \frac{20 - 0.7}{\frac{500000}{99+1} + 1000} \\ &= 3.21 \text{ mA} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

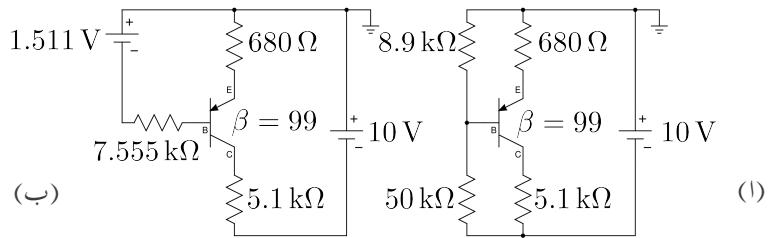
$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

میں لیتے ہوئے $I_C \approx I_E$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ &= 20 - 3.21 \times 10^{-3} (1000 + 1000) \\ &= 13.58 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.16: شکل 3.20 میں V_{EC} اور I_C حاصل کریں۔



شکل 3.20:

حل: مسئلہ تھونن کی مدد سے شکل 3.20 ب حاصل ہوتا ہے جس میں

$$V_{th} = \frac{-10 \times 8900}{8900 + 50000} = -1.511 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{8900 \times 50000}{8900 + 50000} = 7.555 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ یوں شکل ب سے

$$1.511 = 680 \times I_E + 0.7 + 7555 \times I_B$$

$$= 680 \times I_E + 0.7 + 7555 \times \frac{I_E}{99 + 1}$$

لکھتے ہوئے

$$I_C \approx I_E = 1.07 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح شکل ب سے ہی

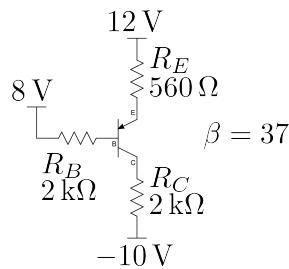
$$10 \approx I_C (680 + 5100) + V_{EC}$$

$$= 1.07 \times 10^{-3} \times (680 + 5100) + V_{EC}$$

یعنی

$$V_{EC} = 3.81 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ حاصل V_{EC} کی قیمت 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراستنڈہ ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔



شکل 3.21

مثال 3.17: شکل 3.21 میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$12 - 8 = I_B R_B + V_{EB} + I_E R_E$$

$$\text{لکھا جاسکتا ہے جس میں } I_B = \frac{I_E}{\beta+1} \text{ پُر کرنے ہیں۔}$$

$$4 = \frac{I_E}{37+1} \times 2000 + 0.7 + I_E \times 560$$

$$I_E = 5.39 \text{ mA}$$

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 3.13 کے تمام مزاحمت میں برقی طاقت کا ضایع حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑ پر بھی طاقت کا ضایع حاصل کریں۔

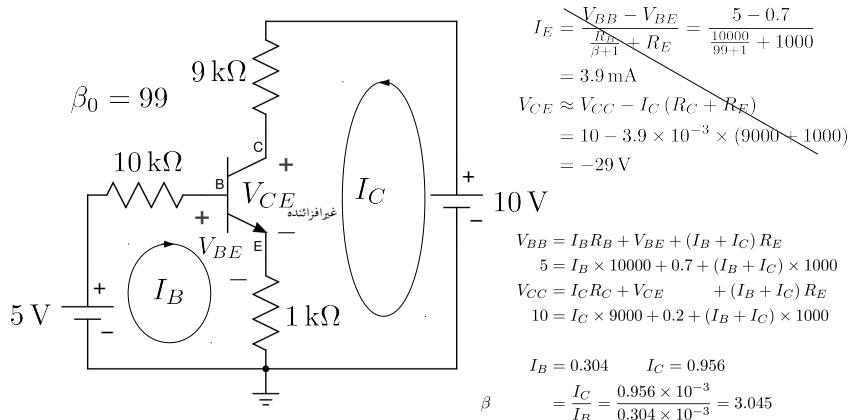
حل: مزاحمت R_E میں 0.3214 mA برقی رو سے اس میں برقی طاقت کا ضایع $P_{RE} = I_E^2 R_E$ یعنی $84.7 \mu\text{W}$ ہے۔ اسی طرح $I_C = I_E$ لیتے ہوئے R_C میں $578 \mu\text{W}$ حاصل ہوتا ہے۔

ٹرانزسٹر کے ایمپر 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 ضایع $\frac{0.96 \times 0.96}{8900} \text{ mW}$ جبکہ R_2 میں $\frac{(12 - 0.96)^2}{99000} \text{ mW}$ 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 پر $V_C - V_B = 10.2 - 0.96 = 9.24 \text{ V}$ ہو گا۔ بیس۔ کلکٹر جوڑ سے I_C گزرتا ہے جسے I_E کے برابر ہی لیا گیا ہے۔ بیس۔ ایمپر جوڑ پر برقی دباؤ 0.7 V لیتے ہوئے اس جوڑ پر طاقت کا ضایع $0.7 \times 0.3214 \text{ mA} = 0.225 \text{ mW}$ ہو گا۔

مندرجہ بالا مثال سے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ عمومی استعمال میں طاقت کے ضایع 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 اپنے خود زیادہ بڑی جسامت 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 ضایع حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر کسی پر زے میں طاقت کا ضایع اس پر زے کی برداشت حد سے تجاوز کر جائے تو ایسا پر زہ جمل 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 پر زہ استعمال کیا جائے گا۔



شکل 3.22: غیر افزائندہ مائل ٹرانزسٹر کا حل

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 انیس وولٹ -29 V - حاصل ہوتی ہے جو کہ 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 ترجیح لکھر لگا کہ 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 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۔

غیر افزائندہ ٹرانزسٹر پر پائے جانے والے برقی دباد V_{CE} کی قیمت 0.2 V 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 مدد 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 $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$ اور $I_B = 0.304 \text{ mA}$ اور $I_C = 0.956 \text{ mA}$ ہے۔ شکل 3.22 میں دور کے حل کرنے کا درست طریقہ دکھایا گیا ہے جہاں $\beta = 3.045$ ہے۔ ان قیتوں سے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کی افزائش β حاصل کی گئی ہے جو کہ اس کے دئے گئے افزائش $99 = \beta_0$ سے نہایت کم ہے۔

اگر دور حل کرنے سے پہلے ہی غیر افراستہ معلوم ہوتا اسے بالکل افراستہ حال کی طرح حل کیا جا سکتا ہے۔ قوی برقيات کے میدان میں ٹرانزسٹر بطور برقياتی سوچ استعمال کیا جاتا ہے جہاں اسے فی سینڈ کئی مرتبہ غیر افراستہ اور منقطع کیا جاتا ہے۔ افراستہ صورت میں یہ چالو سوچ اور منقطع صورت میں منقطع سوچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ تحقیق کار قبل از تحقیق فیصلہ کرتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو کس حد تک غیر افراستہ کیا جائے گا۔

مثال 3.19: شکل 3.22 میں

$$V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta_0 = 99$$

ہی رکھتے ہوئے V_{BB} کی وہ قیمت دریافت کریں جہاں ٹرانزسٹر افراستہ حال سے نکل کر غیر افراستہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

حل: جس لمحہ ٹرانزسٹر افراستہ سے غیر افراستہ صورت حال اختیار کرتا ہے اس وقت دور حل کرنے کی خاطر اس کی عمومی افراش β_0 قابل استعمال ہوتی ہے لیعنی 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

$$\alpha = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} = \frac{99}{99 + 1} = 0.99$$

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E$$

$$= V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E \right)$$

$$= 0.7 + I_E \times 1100$$

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E$$

$$= V_{CE} + I_E (\alpha R_C + R_E)$$

$$= 0.2 + I_E \times 99100$$

نچلی 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 $\beta = 30$ ہو۔ اس کو یوں بھی بیان کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو تین گنا غیر افزائندہ کریں یعنی β کی قیمت β_0 سے تین گنا کم ہو۔

حل: بیہاں β کی قیمت دی گئی ہے جسے استعمال کیا جا سکتا ہے۔ یوں

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{30}{30 + 1} = 0.9677$$

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$V_{CC} = \alpha I_E R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$10 = 0.2 + 9709 \times I_E$$

$$I_E = 1.009\text{ mA}$$

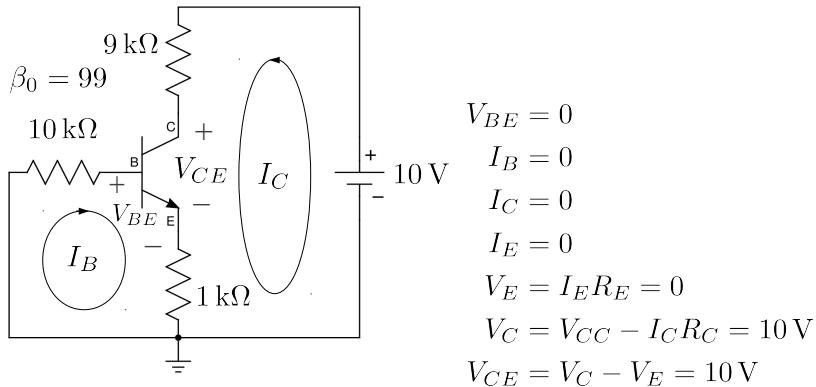
اسے استعمال کرتے ہوئے

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right)$$

$$5 = 0.7 + 1.009 \times 10^{-3} \times \left(\frac{R_B}{30 + 1} + 1000 \right)$$

$$R_B = 101.1\text{ k}\Omega$$



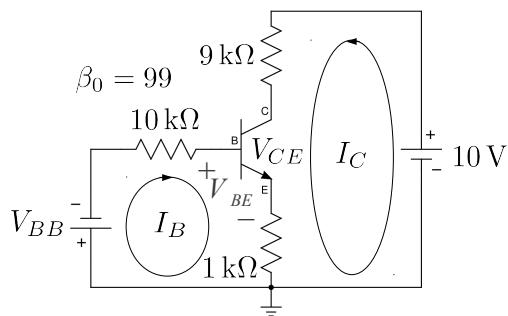
شکل 3.23: منقطع حال ٹرانزسٹر۔ بیس-ایمپٹر جوڑ سیدھا مائل نہیں ہے

حاصل ہوتا ہے۔

3.5.3 منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل

جدول کے تحت بیس-ایمپٹر جوڑ کو غیر-چالو کرنے سے ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹر کو منقطع کرنے کی خاطر اس کے بیس-ایمپٹر جوڑ کو عموماً الٹامائیں 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 ولٹ ہی ہوتی ہے۔

منقطع ٹرانزسٹر بالکل ایک منقطع برقی سوچ 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-ایمپٹر جوڑ غیر چالو ہو گا۔ لہذا داخلی جانب برقی رو I_B کی قیمت صفر ہو گی۔ I_B صفر ہونے کی وجہ سے ٹرانزسٹر کے باقی دو سروں پر بھی برقی رو کی قیمت صفر ہو گی۔ جیسا شکل میں حل کر کے دکھایا گیا اس صورت میں $V_{CE} = V_{CC}$ ہو گا۔



داخلی جانب مہیا کر دے برقی دباؤ
قابل۔ خارج جوڑ کو الٹا مائل کرتا ہے۔
لہذا اس جوڑ سے برقی رو نہیں
گزرے گا۔ یوں داخلی برقی رو صفر
بوگی جس کی وجہ سے خارجی
برقی رو بھی صفر ہو گی۔

شکل 3.24: الٹا مائل داخلی جوڑ

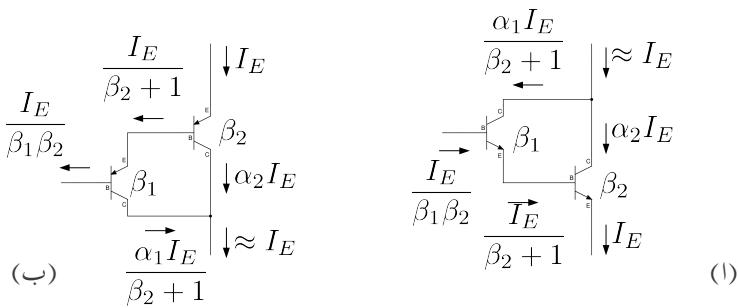
مثال 3.21: شکل 3.24 میں داخلی جوڑ الٹا مائل ہے اور یوں ٹرانزسٹر منقطع ہو گا۔ اگرچہ اس دور کو دیکھتے ہی آپ کہہ سکتے ہیں کہ یہ منقطع ہے، ہم پھر بھی اسے حل کر کے دیکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ ٹرانزسٹر افراستنہ حال ہے۔ یوں آپ $V_{BE} = 0.7\text{ V}$ لیں گے۔

$$V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B + I_E R_E$$

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \\ &= \frac{-3 - 0.7}{\frac{10000}{100} + 1000} \\ &= -3.36 \text{ mA} \end{aligned}$$

اس نا ممکن 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 عموی 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۔



شكل 3.25: ڈارلنگٹن جوڑیاں

3.6 ڈارلنگٹن جوڑی

شکل 3.25 اف میں دو عدد $n-p-n$ ٹرانزسٹر کو مخصوص طرز پر جوڑا گیا ہے جسے $n-p-n$ ڈارلنگٹن جوڑی²³ یا ڈارلنگٹن ٹرانزسٹر²⁴ کہتے ہیں۔ شکل ب میں $p-n-p$ ڈارلنگٹن جوڑی دکھائی گئی ہے۔

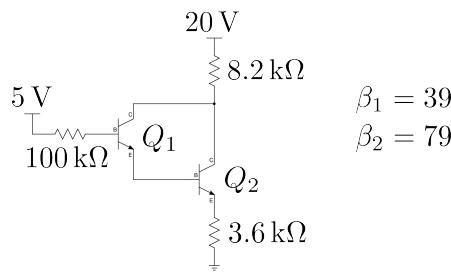
شکل الف میں اگر Q_2 کے ایمپٹر پر I_E برقی روپا پایا جائے تو اس کے کلکٹر پر $\alpha_2 I_E$ اور اس کے میں پر $\frac{I_E}{\beta_2 + 1}$ برقی روپا پایا جائے گا۔ Q_2 کے میں پر برقی روپا Q_1 کے ایمپٹر پر برقی روپا ہی ہے لہذا Q_1 کے ایمپٹر پر $\frac{I_E}{\beta_2 + 1}$ ہی پایا جائے گا۔ یوں Q_1 کے کلکٹر پر $\alpha_1 \frac{I_E}{\beta_2 + 1}$ اور اس کے میں 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 ٹرانزیستر تصور کیا جاسکتا ہے جس کی اندازش $\beta_1 \beta_2$ کے برابر ہے۔ اسی طرز پر تین ٹرانزیستر جوڑ کر $\beta_1 \beta_2 \beta_3$ حاصل ہو گا۔ یقیناً زیادہ ٹرانزیستر جوڑ کر زیادہ β حاصل کرنا ممکن ہے۔

مثال 3.22: شکل 3.26 کو حل کریں۔

حل: بیس جانب کرچاٹ کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$5 = I_{B1} \times 100000 + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2} \times 3600$$

²³جناب سُنی ڈارلنگٹن نے اس شکل کو دریافت کیا۔
²⁴npn darlington pair



شکل 3.26: ڈارلکٹن جوڑی کا دور

لکھا جاسکتا ہے۔ اس میں $I_{B1} \approx \frac{I_{E2}}{\beta_1 \beta_2}$ لیتے ہوئے

$$5 = \frac{I_{E2}}{39 \times 79} \times 100000 + 0.7 + 0.7 + I_{E2} \times 3600$$

$$I_{E2} = 0.991 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$V_{E2} = I_{E2} R_E = 0.991 \times 10^{-3} \times 3600 = 3.5676 \text{ V}$$

$$V_{B2} = V_{E2} + V_{BE2} = 3.5676 + 0.7 = 4.2676 \text{ V}$$

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE1} = V_{B2} + V_{BE1} = 4.9676 \text{ V}$$

$$V_{C2} \approx 20 - 0.991 \times 10^{-3} \times 8200 = 11.87 \text{ V}$$

اور

$$I_{B2} = I_{E1} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1} = \frac{0.991 \times 10^{-3}}{79 + 1} = 12.39 \mu\text{A}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1 + 1} = \frac{12.39 \times 10^{-6}}{39 + 1} = 309.7 \text{ nA}$$

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

$$(3.28) \quad \beta_{\text{بلندتر}} \approx 3 \times \beta_{\text{کمتر}}$$

مزید یہ کہ $\beta_{\text{بلندتر}}$ کی قیمت $\beta_{\text{کمتر}}$ کے تقریباً تین گناہ ہوتی ہے یعنی

$$(3.29) \quad \beta_{\text{کمتر}} = 3 \times \beta_{\text{بلندتر}}$$

اسیں 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 انداز برتی 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. کمتر β اور بلندتر β 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

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{100 + 1} + 1000} \\ &= 1.004975 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CEQ} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.004975 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 1.95 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت غیر افزایشی سے زیادہ ہے لہذا اڑانزٹر افراکنڈہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

2. آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\beta = 50$ اور $\beta = 150$ کے برابر ہیں چونکہ ان دو حدود کے مابین عمومی قیمت 100 ہے یعنی

$$\beta_0 = \frac{\beta_{کمتر} + \beta_{بلندتر}}{2} = \frac{150 + 50}{2} = 100$$

اور آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\beta_{کمتر} \approx \beta_{بلندتر}$ بھی ہے۔

β کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{50 + 1} + 1000} \\ &= 0.6755 \text{ mA} \end{aligned}$$

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 β استعمال کرتے ہوئے جوابات تبدیل ہو گئے ہیں۔ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر اب بھی افزائندہ حال ہو گا۔

β کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

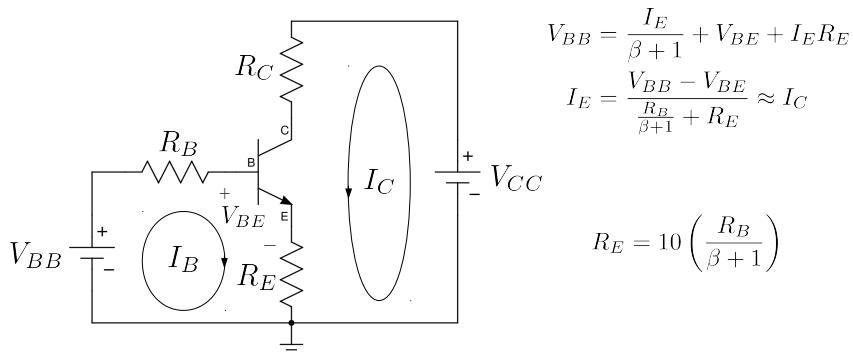
$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{150+1} + 1000} \\ &= 1.2032 \text{ mA} \end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.203 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= -0.032 \text{ V} \quad \text{اس ناممکن جواب کو رد کیا جاتا ہے} \\ &= 0.2 \text{ V} \quad \text{لہذا درست جواب ہے} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت V_{CE} سے کم ہے لہذا ٹرانزسٹر غیر افزائندہ حال ہو گا اور یہ بطور ایسپلیناگر کام نہیں کرے گا۔

مثال 3.23 سے ایک اہم حقیقت سامنے آتی ہے۔ چونکہ ایک ہی قسم کے دو عدد ٹرانزسٹر کے β کی تیزیں اس کے عمومی قیمت β_0 سے انحراف کر سکتے ہیں لہذا و بالکل ایک ہی طرح بنائے گئے ادوار میں ٹرانزسٹروں کے

شکل 3.27: تبدیلی β سے لاحق مسئلہ استوارنے کا شرط

نقاط کارکردگی اپنی تعین جگہ سے سرک سکتی ہے۔ جیسا اس مثال میں دکھایا گیا، یعنی ممکن ہے کہ کسی ایک دور میں ٹرانزسٹر افراکنڈہ حال اور دوسرے میں غیر افراکنڈہ حال ہو۔

آج کل لاتعداد بر قیانی آلات مثلاً موبائل فون وغیرہ بنائے جاتے ہیں اور ایسے ہر ایک عدد آہ 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 مزاجتوں اور منع بر قی 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۔

$$(3.30) \quad \begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C \end{aligned}$$

$$(3.31) \quad \begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \end{aligned}$$

مساوات 3.30 کے مطابق اگرچہ I_C پر β کے اثر کو ختم نہیں کیا جا سکتا 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 سے دس گناہ کھا جاتا ہے یعنی

$$(3.33) \quad R_E = \frac{10R_B}{\beta_0 + 1}$$

R_E کے قیمت کو $\frac{R_B}{\beta+1}$ کے دس گناہ 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 استوارانے کا شرط کہتے ہیں۔ آئیں مساوات 3.33 کے تحت بنائے گئے دور کی مثال دیکھیں۔

مثال 3.24: شکل 3.27 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.8 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 10.1 \text{ k}\Omega$$

ہیں جبکہ β_0 کی عمومی قیمت 100 ہے۔ اس دور میں بر قی رو I_C اور V_{CE} کی ممکنہ حدود حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں دئے گئے R_E اور R_B کے قیتیں مساوات 3.33 کے عین مطابق ہیں۔ جیسا مثال 3.23 میں دیکھا گیا کہ $\beta = 50$ اور $\beta = 150$ بلندتر ہیں۔

. 1. پر برقی رو اور برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔ $\beta_0 = 100$

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E} \\ &= \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{100+1} + 1000} \\ &= 1 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 2 \text{ V} \end{aligned}$$

2. کمتر افراش $\beta = 50$ پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{50+1} + 1000} = 0.918 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.918 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 2.82 \text{ V} \end{aligned}$$

ہوں گی۔ برقی رو اپنی عمومی قیمت سے 8.2% کم ہو گئی ہے یعنی

$$\frac{1 \times 10^{-3} - 0.918 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \times 100 = 8.2\%$$

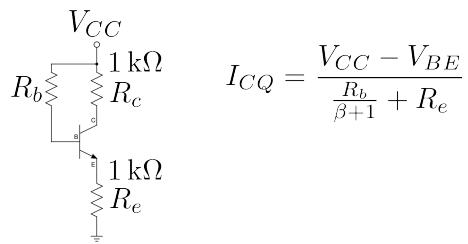
3. بلند تر افراش $\beta = 150$ پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{150+1} + 1000} = 1.031 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.031 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 1.69 \text{ V} \end{aligned}$$

ہوں گی۔ برقی رو 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۔ منج برقی دباؤ اور مزاحقوں کے استعمال سے ٹرانزسٹر مائل کرتے ہوئے تخلیق کار مساوات 3.33 کو بروئے کار لاء کر اس بات کو یقینی بناتا ہے کہ ٹرانزسٹر تخلیق کردہ نقطہ کار کردار 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۔ آئیں ایسی مثال دیکھیں جس میں مساوات 3.33 کو استعمال نہیں کیا گیا۔

مثال 3.25: شکل 3.28 میں $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ، $R_b = 150 \text{ k}\Omega$ ، I_{CQ} کی قیمت ٹھیک 50 ہے۔ اور V_{CEQ} حاصل کریں۔

حل: داخلی جانب کرچاف 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 $I_{CQ} \approx I_{EQ}$ کا استعمال کیا گیا۔ یوں $I_E = (\beta + 1) I_B$ 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 V_{BE} سے نقطہ کارکردگی کا سرک جانا

ڈائیوڈ کے باب میں صفحہ 99 پر شکل 2.4 میں درج حرارت کے تبدیلی سے سیدھے مائل ڈائیوڈ 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 درج 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 معین جگہ سے سرک جائے گا۔ آئیں نقطہ کارکردگی کے سرک کا تخمینہ لگائیں اور اس سے نجات حاصل کرنے کے طریقے تجھیں۔

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 تو ب مندرجہ بالا مساوات میں R_E کی قیمت سے بہت زیادہ ہو گی 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 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 جا سکتی ہے۔

3.7.3 نقطہ کارکردگی سوانح کے اسباب

حصہ 3.7.1 اور حصہ 3.7.2 میں نقطہ کارکردگی سرک جانے کے وجوہات بتائے گئے۔ اس مسئلے کو نہایت عمدگی سے یوں پیش کیا جا سکتا ہے۔ کوئی بھی تابع تفاضل مثلاً $I_C(\beta, V_{BE}, \dots)$ جو آزاد متغیرات مثلاً β ، V_{BE} وغیرہ کے تابع ہو، کی قیمت ان آزاد متغیرات پر مخصر ہو گی۔ یوں اگر ان آزاد متغیرات میں $\Delta\beta$ ، ΔV_{BE} ، ... کی باریک تبدیلی پیدا ہو تو تابع تفاضل 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 رو یوں 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 منقی کرنے سے ΔI_C حاصل ہوتا ہے۔ البتہ اس مساوات کی بہتر شکل بھی حاصل کی جاسکتی ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر دوسری مساوات کو پہلی مساوات سے تقسیم کرتے

stability factors²⁵

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 $\Delta \beta$ کھاگلیا 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 جاسکتا 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 کار کردگی سوارنے کے اسباب کی مدد سے برقی رو I_C کے کل تبدیلی کو مندرجہ بالا مساوات کے طرز پر لکھا جاسکتا ہے۔ نقطہ کار کردگی سوارنے کے اسباب کی قیمتیں قابو کرتے ہوئے اس تبدیلی کو قابل قبول حد کے اندر رکھا جاتا ہے۔

3.8 مزاحمت کا عکس

ٹکل 3.29 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 ایک ہی مزاحمت R''_E نسب ہو جس کی قیمت $(R'_B + R_E)$ ہے۔ شکل 3.30 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 $R'_B \frac{R_B}{\beta+1}$ کی قیمت مساوات 3.47 کے برابر ہوتا ہے۔ اور I_{Cb} کے برابر ہوں گے یعنی اگر

$$(3.49) \quad R'_B = \frac{R_B}{\beta + 1}$$

ہوتا ہے۔

$$(3.50) \quad I_{Ca} = I_{Cb}$$

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'_E اور R_B 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

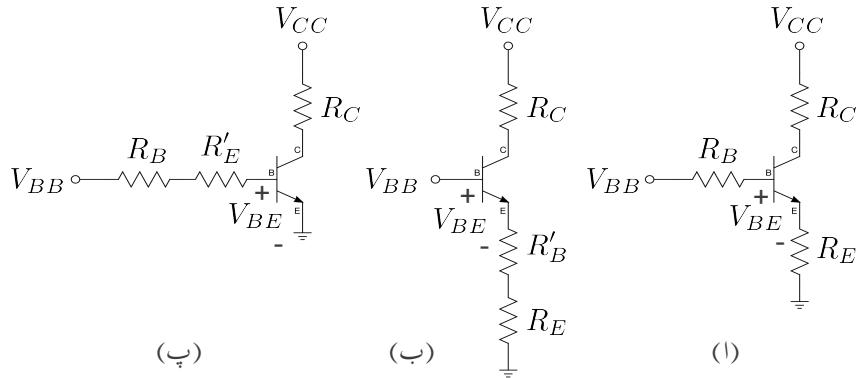
$$(3.51) \quad I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R''_B}{\beta+1} \right)} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R_B}{\beta+1} + \frac{R'_E}{\beta+1} \right)}$$

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

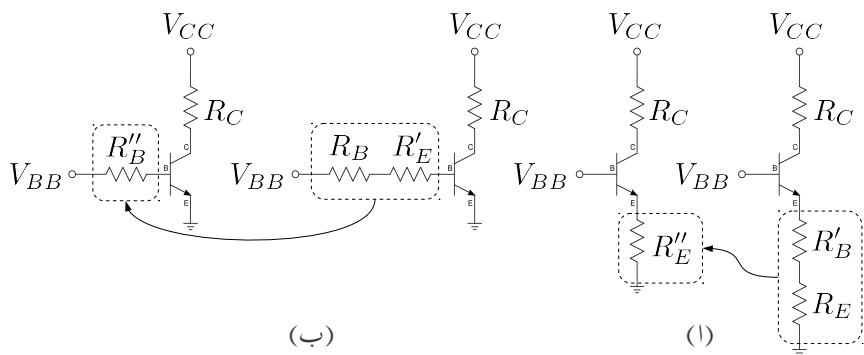
$$(3.52) \quad \frac{R'_E}{\beta + 1} = R_E$$

ہوتا ہے۔

$$(3.53) \quad I_{Cc} = I_{Ca}$$



شکل 3.29: مزاحمت کے عکس



شکل 3.30: مزاحمت کے عکس

ہوں گے، اگرچہ مساوات 3.52 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.54) \quad R'_E = (\beta + 1) R_E$$

مثال 3.26: شکل 3.29 الف میں

$$\begin{aligned}\beta &= 99 \\ V_{CC} &= 15 \text{ V} \\ V_{BB} &= 6.2 \text{ V} \\ R_C &= 5 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 5 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 50 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

ہے۔

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 ہو گی۔
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 ہو گی۔

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 اف میں R''_E کی قیمت

$$R'_B + R_E = 500 + 5000 = 5500 \Omega$$

ہو گی اور اس میں برقی روکی قیمت

$$I_{Cb} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R'_B + R_E} = \frac{6.2 - 0.7}{500 + 5000} = 1 \text{ mA}$$

ہی حاصل ہو گی۔

.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

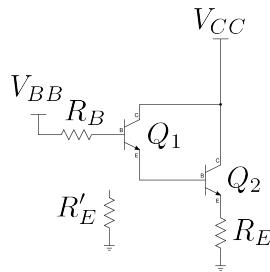
$$R''_B = R_B + R'_E = 50 \text{ k}\Omega + 500 \text{ k}\Omega = 550 \text{ k}\Omega$$

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 جلا ہو۔ اس تمام کو یوں بھی کہا جاسکتا ہے کہ ایمپر پر جڑے 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۔



شکل 3.31: ڈارلنگٹن میں مزاحمت کا عکس

اسی طرح ٹرانزیستر کے بین سرے کے ساتھ جڑے مزاحمت R_B کو اگر ٹرانزیستر کے ایمپٹ سرے سے دیکھا جائے تو یہ بالکل ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ایمپٹ 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 ٹرانزیستر ادوار میں برقی رو I_C حاصل کرتے وقت، ایمپٹ پر موجود مزاحمت کا عکس لیتے ہوئے اسے بین جانب منتقل کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزیستر کے بین جانب مزاحمت کا عکس لیتے ہوئے ایمپٹ جانب منتقل کیا جا سکتا ہے۔ یاد رہے کہ یہ صرف اور صرف حساب کتاب آسان بنانے کا ایک گرہ ہے۔ اصل ٹرانزیستر دور کی جگہ کبھی بھی عکس استعمال کرتے حاصل دور کام نہیں کرے گا۔

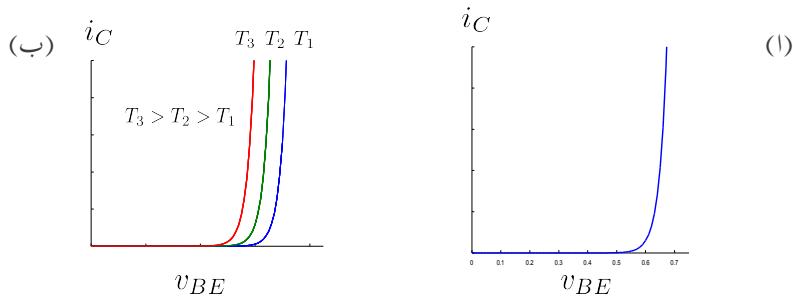
مثال 3.31 میں بین جانب R_E کا عکس حاصل کریں۔

حل: بین جانب کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$V_{BB} = I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2}R_E$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں $I_{E2} = \frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}$ ہوئے

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}R_E \\ &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{R_E}{\beta_1\beta_2}I_{B1} \\ &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{B1}R'_E \end{aligned}$$



شکل 3.32: ٹرانزسٹر کے خط اور اس پر درجہ حرارت کے اثرات

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 کا بیس جانب لکھس ہے۔

3.9 ٹرانزسٹر کے خط

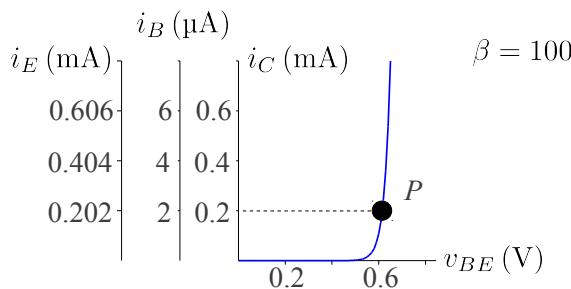
ٹرانزسٹر کے تین سرے ہونے کی بدولت اس کے تین برقی رو اور تین برقی دباؤ ممکن ہیں۔ ان میں کسی دو کو آپس میں گراف کیا جاسکتا ہے۔

$$i_C - v_{BE} \quad 3.9.1$$

شکل 3.32 اف میں $n-p-n$ ٹرانزسٹر کا $i_C - v_{BE}$ خط دکھایا گیا ہے جو بالکل ڈائیوڈ کے خط کی طرح کا ہے۔ $p-n-p$ کے $i_C - v_{EB}$ خط کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

$$(3.55) \quad i_C = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T} - 1} \right) \quad n-p-n$$

$$(3.56) \quad i_C = I_S \left(e^{\frac{v_{EB}}{V_T} - 1} \right) \quad p-n-p$$



شکل 3.33: برقی رو بال مقابل برقی دباؤ

جنہیں 1 کی صورت میں عموماً $e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \gg 1$

$$(3.57) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

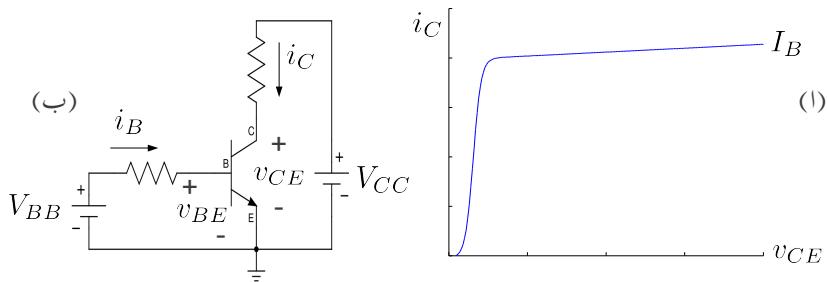
$$(3.58) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{EB}}{V_T}}$$

لکھا جاتا ہے۔ چونکہ $i_C = \alpha i_E$ اور $i_E - v_{BE}$ ہوتے ہیں لہذا $i_E = \beta i_B$ 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 حزبِ معمول ایک ہی افقی محدود ہے جو v_{BE} کو ظاہر کرتا ہے جبکہ عمودی محدودوں کی تعداد تین ہے جو i_E ، i_C اور i_B کو ظاہر کرتے ہیں۔ v_{BE} کی پیمائش ولٹ V میں دی گئی ہے جبکہ i_E اور i_C کی i_E اور i_C کی i_E میں دی گئی ہے۔ $i_B = 2 \mu\text{A}$ ، $i_C = 0.2 \text{ mA}$ ، $v_{BE} = 0.61 \text{ V}$ پر جبکہ $\beta = 100$ تصور کرتے ہوئے نقطہ P پر جبکہ $i_E = 0.202 \text{ mA}$ اور $i_C = 0.2 \text{ mA}$ ہیں۔ بالکل ڈایوڈ کی طرح، جہاں اشد درستگی درکار نہ ہو وہاں، ٹرانزسٹر کے ادوار کے یک سمتی حل حاصل کرتے وقت سیدھے مائل ہیں۔ ایک جوڑ پر برقی دباؤ v_{BE} کو 0.7 V ہی لیا جاتا ہے۔ اسی طرح یہاں بھی $v_{BE} = 0.5 \text{ V}$ سے کم برقی دباؤ پر برقی رو i_C کی قیمت قبل 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 3.34: $i_C - v_{CE}$ کا خط

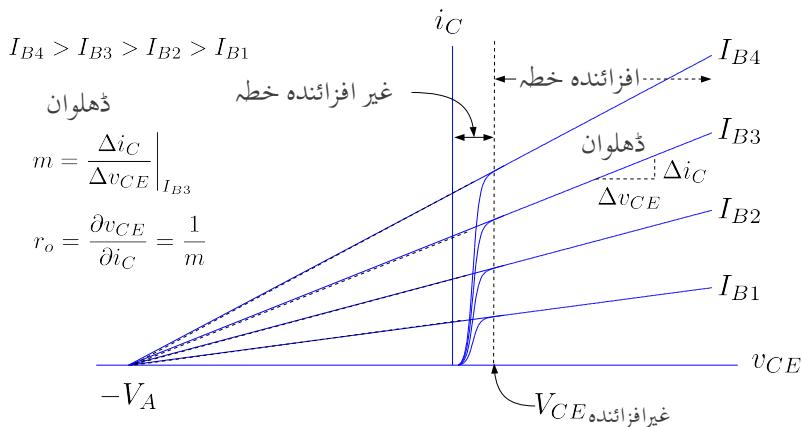
بلاک ڈائیوڈ کی طرح i_C برقرار رکھتے ہوئے، ایک ڈگری سمنی گرید درجہ حرارت بڑھانے سے v_{BE} کی قیمت 2 mV کھٹتی ہے یعنی

$$(3.61) \quad \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$$

شکل 3.35 میں pnp ٹرانزسٹر کا v_{EB} بھی اسی شرح سے حرارت کے ساتھ گھٹتا ہے۔

شکل 3.35: $i_C - v_{CE}$ خط

شکل 3.34 میں npn ٹرانزسٹر کے i_C بال مقابل 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 برتنی رو i_C اور برتنی دباؤ v_{CE} ناپے جاتے ہیں۔ یوں ناپ شدہ i_C اور v_{CE} کا گراف شکل 3.34 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 طرز پر i_B کو مختلف قیتوں 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 3.35: npn کے خطوط اور ارلی برقی دباؤ

بذریع کم کرتے ہوئے ایک مقام آتا ہے جہاں i_C کی قیمت نہایت تیزی سے گھنے شروع ہوتی ہے۔ اس مقام سے کم v_{CE} کے نقطے کو غیر افزائندہ خط²⁶ جبکہ اس سے زیادہ v_{CE} کے نقطے کو افزائندہ خط²⁷ کہتے ہیں۔ اس حصہ میں ہم افزائندہ خط پر غور کریں گے۔

افزائندہ خط 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 جامٹے 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 ثابت عدد کے بیان کیا جاتا ہے جسے ارلی برقی دباؤ²⁸ کہتے ہیں۔²⁹ دو جوڑ والے ٹرانزسٹروں کا ارلی 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

$$m = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{I_{B3}}$$

²⁶ saturation region²⁷ active region²⁸ Early voltage²⁹

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 کے گئے نقطہ دار لکیر کی ڈھلوان برابر ہیں لہذا ہم خارجی مزاحمت کو یوں بھی حاصل کر سکتے ہیں

$$(3.62) \quad r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$$

حقیقت میں افزائندہ نقطے کے نپلے حد پر (یعنی غیر افزائندہ نقطے کے بالکل قریب) کی قیمت استعمال کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

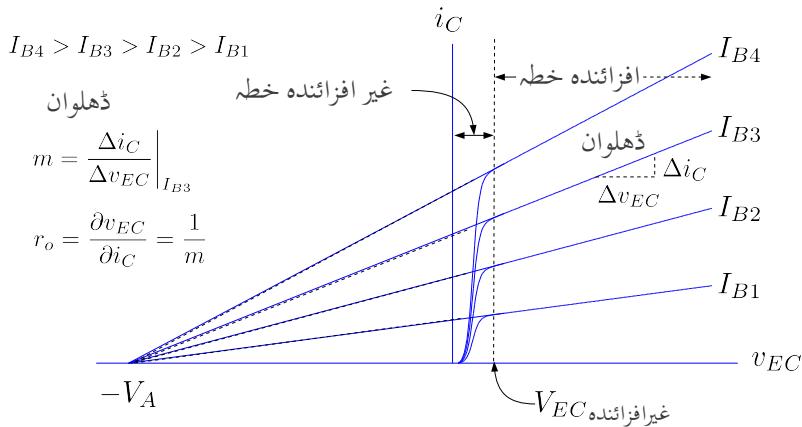
$$(3.63) \quad r_o \approx \frac{V_A}{I_C}$$

اگرچہ افزائندہ نقطے 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۔ $V_{EC,0}$ یہ ہے۔ اس سے کم v_{EC} پر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ پر افزائندہ ہوتا ہے۔

مثال 3.28: ایک ایسے npn ٹرانزسٹر جس کی ارلی برقی دباؤ کی قیمت پچاس وولٹ $V_A = 50V$ ہے کی خارجی مزاحمت $10mA$ ، $1mA$ اور $100\mu A$

: حل

شکل 3.36 خطوط $i_C - v_{EC}$ کے pnp : 3.36

.1

$$r_o \approx \frac{V_A}{I_C} = \frac{50}{100 \times 10^{-6}} = 500 \text{ k}\Omega$$

.2

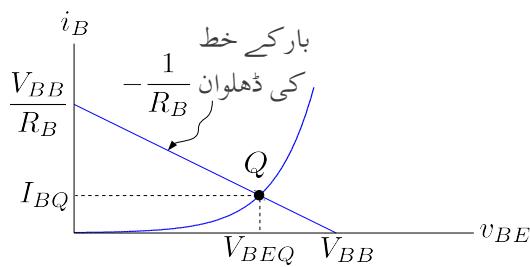
$$r_o = \frac{50}{10^{-3}} = 50 \text{ k}\Omega$$

.3

$$r_o = \frac{50}{10 \times 10^{-3}} = 5 \text{ k}\Omega$$

3.10 یک سمتی ادوار کا ترسیمی تجزیہ

اگرچہ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً الجبری 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۔ آئیں شکل 3.38 میں دئے دو رسمیں کو گراف کی مدد سے حل کرتے ہیں۔



شکل 3.37: داخلی جانب کے نقطہ مائل کا حصول

3.10.1 یک سمتی خط بوجہ

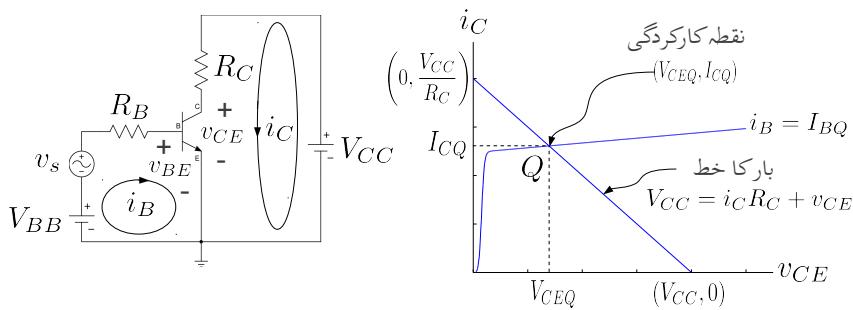
شکل 3.38 میں، بدلتے اشارہ v_s کو نظر انداز کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر دور کے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.64) \quad V_{BB} = i_B R_B + v_{BE}$$

چونکہ ٹرانزسٹر کا بیس-اینڈج ڈائوڈ کی مانند ہوتا ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو داخلی جانب کا یک سمتی بوجہ کا خط کہا جا سکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے $v_{BE} - i_B$ خط پر اس کو مساوات کو کھینچنے سے نقطہ مائل حاصل ہوتا ہے جس سے V_{BEQ} حاصل ہوتے ہیں۔ یہ عمل شکل 3.37 میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح، بدلتے اشارات 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۔ بوجہ کا خط بر قی دباؤ کے محور کو ($V_{CC}, 0$) پر اور بر قی رو کے محور کو $(0, \frac{V_{CC}}{R_C})$ پر لکھتا ہے اور اس کی ڈھلوان $\frac{1}{R_C}$ ہے۔ یہاں اس بات کو مر 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 شکل 3.38 میں حاصل کی گئی۔ خط بوجہ 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 بوجہ 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 یہی ان کا حل ہوتا ہے۔ شکل میں اسے نقطہ کار کردگی Q کہا گیا ہے اور اس نقطے پر متغیرات کی قیمت (V_{CEQ}, I_{CQ}) ہے۔ یہاں اس دور میں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب بر قی رو کی قیمت جبکہ اس کے بیس۔ ٹکٹر سروں کے مابین بر قی دباؤ کی قیمت V_{CEQ} ہو گی۔



شکل 3.38: یک سمتی خط بوجہ۔

3.10.2 باریک اشارات

اکیں اب شکل 3.38 میں باریک اشارات پر غور کریں۔ باریک اشارہ v_s کے موجودگی میں ٹرانزسٹر کے دخلی جانب کل برتنی دباؤ ($V_{BB} + v_s$) ہو گا اور ہم اس جانب خط بوجہ کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.66) \quad V_{BB} + v_s = i_B R_B + v_{BE}$$

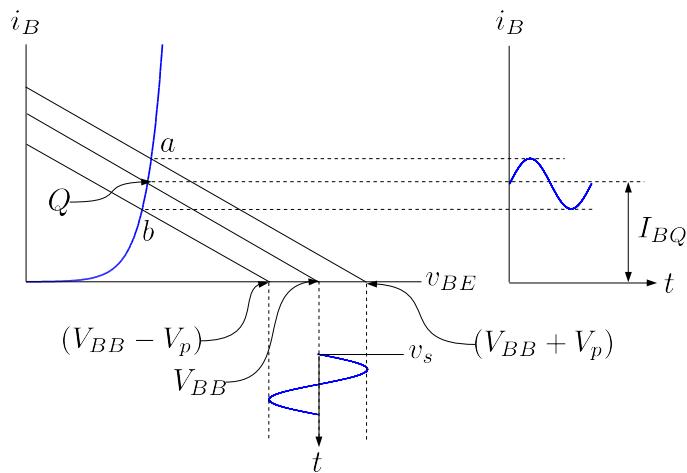
خط بوجہ کی یہ مساوات $i_B - v_{BE}$ کے گراف پر کھینچی گئی شکل 3.39 میں دکھائی گئی ہے جہاں

$$(3.67) \quad v_s = V_p \sin \omega t$$

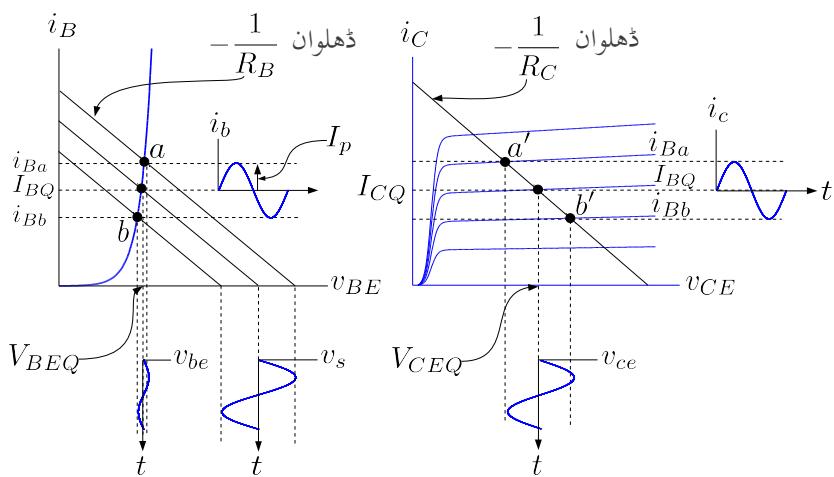
تصور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خط بوجہ اپنی جگہ سے ہلتا ہے جس کی وجہ سے نقطہ کارکردگی خط پر Q کے قریب رہتے ہوئے a اور b کے درمیان چال قدی کرتا ہے جس سے i_B کی قیمت بھی I_{BQ} سے انحراف کرتی ہے۔ i_B کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.68) \quad i_B = I_{BQ} + I_p \sin \omega t$$

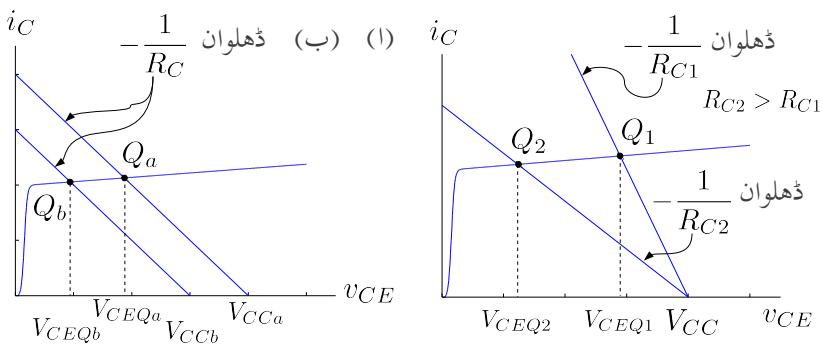
جہاں نقطہ کارکردگی کے قریب $i_B - v_{BE}$ خط کو سیدھا تصویر کیا گیا ہے۔ شکل 3.40 میں باریک اشارہ v_s اور اس کے پیدا کردہ i_b ، v_{be} ، i_c ، v_{ce} اور i_b ، v_s ، i_b ، v_{be} اور i_c اور v_{ce} ہم زاویہ ہیں جبکہ v_{ce} ان سب سے 180° کے زاویہ پر ہے۔ یاد رہے کہ تمام اشارات کا دوری عرصہ یکساں ہے چونکہ ایکلیفائر اشارے کے تعداد کو تبدیل نہیں کرتا۔



شکل 3.39: باریک اشارات پذیریع گراف



شکل 3.40: باریک اشارات

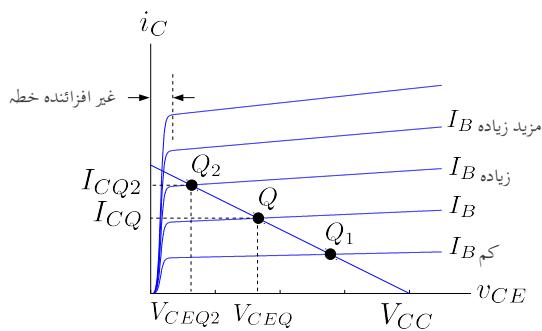


شکل 3.41: نقطہ کارکردگی پر منبع برقی دباؤ اور مزاحمت کے اثرات

3.10.3 برقی دباؤ V_{CC} اور مزاحمت R_C کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

شکل 3.38 میں ایک مرتبہ R_{C1} کی قیمت R_{C1} رکھی گئی اور دوسری مرتبہ اسے R_{C2} رکھا گیا جبکہ بقا یادوں میں کوئی تبدیلی نہیں کی گئی۔ R_{C1} 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 ٹرانزسٹر کے اس نقطہ کارکردگی پر برقی دباؤ v_{CE} کی قیمت V_{CEQ1} ہو گی۔ R_{C2} کی صورت میں خطِ بوجھ کی ڈھلوان کم ہو گئی ہے اور یہ $i_C - v_{CE}$ خط کو Q_2 پر ٹکراتا 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 ٹکراتے 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 منتقل ہو جاتا ہے جبکہ خطِ بوجھ کی ڈھلوان تبدیل نہیں ہوتی۔



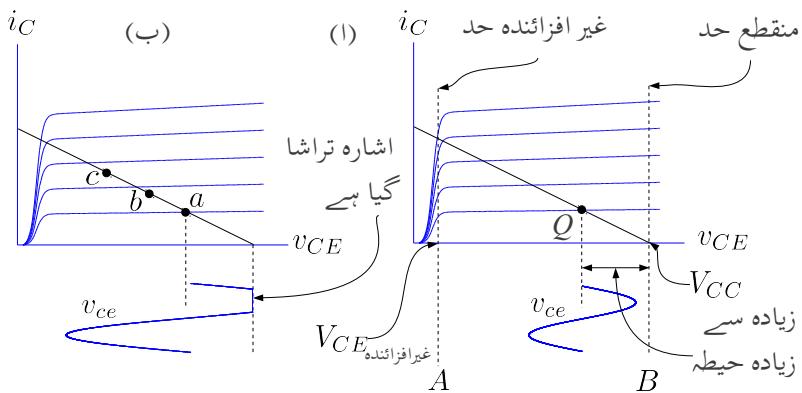
شکل 3.42: نقطہ کارکردگی بالمقابل داخلی برقی رو

3.10.4 داخلی برقی رو کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

شکل 3.42 میں خط بوجھ مختلف داخلی برقی رو $i_C - v_{CE}$ پر I_B سے بڑھا کر $I_{B, \text{زیادہ}}$ کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی Q سے Q_2 منتقل ہو جائے گا۔ یہاں برقی رو I_{CQ} سے بڑھ کر I_{CQ2} کیا جائے گی جبکہ برقی دباؤ v_{CEQ} سے کم ہو کر V_{CEQ2} ہو جائے گا۔ اگر I_B کو مزید بڑھا کر $I_{B, \text{مزید}} \rightarrow I_B$ کیا جائے تو نقطہ کارکردگی غیر افزائندہ خطے میں داخل ہو جاتا ہے جہاں v_{CE} کی قیمت $V_{CE, \text{کم}} = 0.2 \text{ V}$ یعنی $V_{CE} < V_{CE, \text{کم}}$ ہے۔ I_B کو مزید بڑھانے سے نہ تو i_C اور نہ v_{CE} کی قیمت میں خاطر خواہ تبدیلی رونما ہوتی ہے۔ یہی وجہ ہے کہ اس خطے کو غیر افزائندہ خطے 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 سوچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ یہ صورت حال شکل 3.42 میں دکھایا گیا ہے۔

اس کے بر عکس 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 نہیت کم یا اسے بالکل روک کر صفر کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی افقی محور سے نکلا جائے گا جہاں $V_{CEQ} = V_{CC}$ اور $I_{CQ} = 0 \text{ A}$ ۔ اس نقطے پر ٹرانزسٹر مکمل منقطع صورت اختیار کئے ہوتے ہے اور یہ ایک منقطع برقی سوچ کا کردار ادا کرتا ہے۔



شکل 3.43: خارجی اشارہ کے حدود

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 جاسکتا ہے جبکہ اسے گھٹا کر ٹرانزسٹر کو منقطع کیا جاسکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کو بطور ایکپلیفار استعمال کرتے ہوئے اس بات کو یقین رکھنا ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر افزائندہ نظر میں ہی رہے۔ نظر 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 ایکپلیفار کا خارجی اشارہ v_{ce} دکھایا گیا ہے۔ اگر ایکپلیفار 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 تراشنا 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 جائے تو v_{ce} لہر کا دوسرا جانب تراشنا 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 $V_{CE, \text{غیر افزائندہ}}$ ہے جبکہ اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت V_{CC} ہے۔ ان حدود کو A اور B نقطہ دار لکیروں سے دکھایا گیا ہے۔ v_{ce} ان حدود سے تجاوز نہیں کر سکتا لہذا نظر 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 سائیں۔ نما خارجی اشارہ v_{ce} کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کی حد کا تعین اس شکل سے

کر سکتے ہیں۔

3.10.6 بدلنی رو، خطِ بوجہ

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 352 پر مساوات 3.217 میں دیکھیں گے، R_E کے استعمال سے ٹرانزسٹر ایمپلیفیئر کی افراش کم ہو جاتی ہے۔ نقطہ کارکردگی یک سمتی رو سے تعین کیا جاتا ہے جبکہ افراش 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 لامدد قیمت کا کمیٹر نسب کیا گیا ہے۔ یک سمتی رو کمیٹر سے نہیں گرتی، لہذا نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت کمیٹر کو نظر انداز کیا جائے گا۔ لامدد کمیٹر کی برقی رکاوٹ صفواؤہم ہے جو R_E کے متوازی جڑا ہے۔ یوں بدلتا اشارہ R_E سے ہر گز نہیں گزرے گا بلکہ یہ کمیٹر کے راستے گزرے گا۔ بدلنی رو کو مزاحمت کے مقابل راستہ فراہم کرنے والا کمیٹر قصری کمیٹر³⁰ پکارا جاتا ہے۔ مددود کمیٹر کے کارکردگی پر باب 6 میں غور کیا جائے گا۔ اس حصے میں لامدد کمیٹر نسب کرنے کے اثرات پر غور کیا جائے گا۔ اس کتاب کے حصہ 2.12.1 میں ڈائیڈ ادوار کے بدلنی رو، خطِ بوجہ پر غور کیا گیا۔ آئیں ٹرانزسٹر کے بدلنی رو، خطِ بوجہ پر غور کریں۔

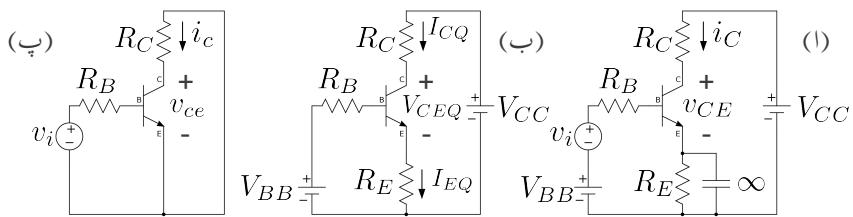
شکل 3.44 الف کے خارجی جانب

$$(3.69) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E \\ \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{یک سمتی رو، خطِ بوجہ}$$

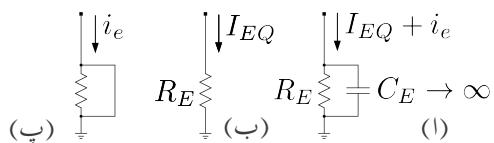
ہے جہاں $i_C \approx i_E$ لیا گیا ہے۔ ڈائیڈ کی طرح یہاں مندرجہ بالا مساوات کو یک سمتی رو، خطِ بوجہ پکارا جاتا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف یک سمتی خطِ بوجہ³¹ کہتے ہیں۔ شکل 3.45 الف میں i_E کو یک سمتی i_{EQ} اور بدلتے i_e حصوں میں لکھا گیا ہے۔ یک سمتی اشارے کے لئے کمیٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا، جیسے شکل 3.45 ب میں دکھایا گیا ہے، i_{EQ} صرف مزاحمت R_E سے گزرے گا۔ یوں ٹرانزسٹر کے ایمپلیٹر پر $V_{EQ} = I_{EQ} R_E$ ہو گا۔ کمیٹر پر بھی یہی یک سمتی برقی دباو پایا جائے گا۔

جیسے شکل 3.45 پ میں دکھایا گیا ہے، بدلتے اشارے کے لئے لامدد کمیٹر کی برقی رکاوٹ $0 = \frac{1}{j\omega C_E}$ ہو گی اور یوں i_e کمیٹر کے راستے گزرے گا۔ اس طرح ٹرانزسٹر کے ایمپلیٹر پر برقی دباو پیدا کرنے میں i_e کوئی

bypass capacitor³⁰
DC load line³¹



شکل 3.44: کپیسٹر اور بدلی رو، خطِ بوجہ۔



شکل 3.45: یک سمتی اور بدلی رو کی علیحدگی

کروار ادا نہیں کرے گا۔ صرف I_E کے بدولت ایکٹر پر برقی دباد $V_{EQ} = I_{EQ}R_E$ پیدا ہو گا۔ ان حقائق کو استعمال کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات میں متغیرات کو یک سمتی اور بدلیے حصوں میں لکھتے ہیں

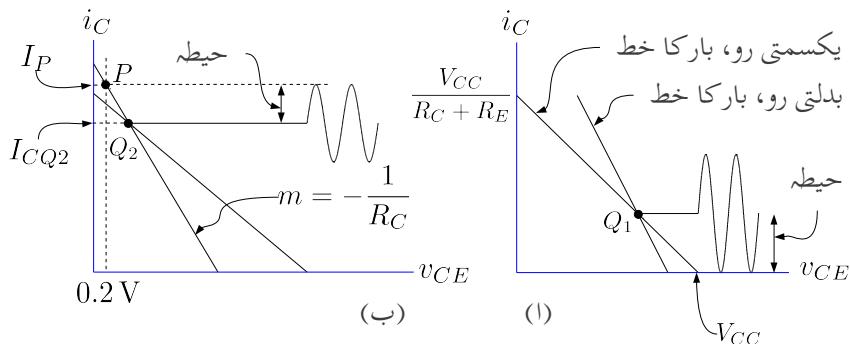
$$(3.70) \quad V_{CC} = (I_{CQ} + i_c) R_C + (V_{CEQ} + v_{ce}) + I_{EQ} R_E$$

بدلے اشارات کے عدم موجودگی میں مساوت 3.70 کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(3.71) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E) \quad \text{یک سمتی رو، خطِ بوجہ}$$

جہاں $I_{EQ} \approx I_{CQ}$ لیا گیا ہے۔ آپ تسلی کر لیں کہ بدلے اشارے کے عدم موجودگی میں مندرجہ بالا مساوات اور مساوت 3.69 ایک ہی خط کو ظاہر کرتے ہیں لہذا مساوات 3.71 بھی یک سمتی رو، خطِ بوجہ کی مساوات ہے۔

شکل 3.44 ب سے بھی مساوات 3.71 حاصل ہوتا ہے لہذا شکل 3.44 ب درحقیقت شکل 3.44 کا مساوی یک سمتی دور ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یک سمتی دور حاصل کرنے کی خاطر کپیسٹر کو کھلے سرے اور بدلے اشارہ v_i کو صفر کرنے ہوئے بقايا دور لیا جاتا ہے۔



شکل 3.46: بدلنی رو، خط بوجہ پر چہل قدمی

بدلنے اشارے کے موجودگی میں مساوات 3.70 کے یک سمتی اجزاء کو مساوات کے ایک جانب جکہ بدلنے اجزاء کو دوسرے جانب لکھتے ہیں۔

$$(3.72) \quad i_c R_C + v_{ce} = \underbrace{V_{CC} - I_{CQ} R_C - V_{CEQ} - I_{EQ} R_E}_0$$

مساوات 3.71 کو $V_{CC} - I_{CQ} R_C - V_{CEQ} - I_{EQ} R_E = 0$ لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مندرجہ بالا مساوات میں مساوی نشان کے دائیں جانب صفر لکھا جاسکتا ہے لہذا اس سے

$$(3.73) \quad i_c R_C + v_{ce} = 0 \quad \text{بدلنی رو، خط بوجہ}$$

حاصل ہوتا ہے جو بدلنی رو، خط بوجہ ہے جسے عموماً بدلنی رو خط بوجہ³² پکارا جاتا ہے۔ شکل 3.44 پ سے بھی یہی مساوات حاصل ہوتا ہے۔ بدلنی رو، مساوی شکل حاصل کرتے وقت تمام یک سمتی بر قی دباؤ کی منبع اور تمام کپیسٹروں کو قصر دور کرتے ہوئے دور کا باقیا حصہ لیا جاتا ہے۔

مساوات 3.71 سے یک سمتی خط بوجہ کی مزاجمت $R = R_C + R_E$ جکہ مساوات 3.73 سے بدلنی رو خط بوجہ کی مزاجمت $R = R_{\text{بدلنی}} + R_E$ حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ایک ولپسپ صورت ہے۔ بدلنے اشارے کے عدم موجودگی میں دور کا نقطہ کارکردگی یک سمتی رو خط بوجہ پر پایا جائے گا جکہ بدلنے اشارے کے موجودگی میں دور بدلنی رو خط بوجہ پر چہل قدمی کرے گا۔

AC load line³²

شکل 3.46 الف میں یک سمعتی رو خطِ بوجہ پر Q_1 نقطہ کارکردگی ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں ٹرانزسٹر اسی نقطے پر رہے گا۔ بدلتی رو، خطِ بوجہ اسی نقطے پر کھینچا جاتا ہے۔ یک سمعتی رو، خطِ بوجہ کی ڈھلوان $m = -\frac{1}{R_c}$ ہے۔ اسی طرح بدلتی رو، خطِ بوجہ کی ڈھلوان $m = -\frac{1}{R_c}$ ہے۔

بدلتے اشارے کے موجودگی میں ٹرانزسٹر بدلتی رو، خطِ بوجہ پر چیل قدمی کرے گا۔ سائن نما بدلتے اشارے کے موجودگی میں i_C دکھایا گیا ہے۔ شکل میں زیادہ سے زیادہ مکنہ منقی حیطے کا i_C دکھایا گیا ہے۔ اگر داخلی اشارے کو مزید بڑھایا جائے تو i_C کا نچلا یعنی منقی حصہ تراشا جائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی کو (V_{CEQ}, I_{CQ}) پر رکھتے ہوئے زیادہ سے زیادہ مکنہ منقی حیطے I_{CQ} حاصل ہوتا ہے۔

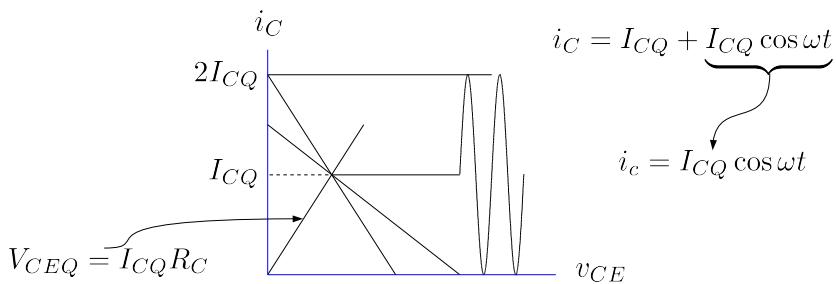
شکل 3.46 ب میں یک سمعتی رو خطِ بوجہ پر Q_2 نقطہ کارکردگی ہے۔ سائن نما بدلتے اشارے کے موجودگی میں i_C دکھایا گیا ہے۔ V_{CE} یعنی 0.2 V پر نقطے دار عمودی لکیر لگائی گئی ہے جسے بدلتی رو، خطِ بوجہ P پر مکراتا ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر V_{CE} سے کم برتنی دباؤ پر قوت افزائش کھو دیتا ہے لہذا i_C کی ثابت چھوٹی شکل میں دکھائے گی۔ اس طرح i_C کا زیادہ سے زیادہ مکنہ منقی حیطے $I_P - I_{CQ2}$ کے برابر ہو گا۔

اسکیں بدلتی رو خطِ بوجہ کے خط کی مساوات حاصل کریں۔ $y - x - i_C$ محدود پر m ڈھلوان اور نقطے $(x' - y')$ سے گزرتے خط کی مساوات $y - y' = m(x - x')$ ہوتی ہے۔ موجودہ مسئلہ میں $v_{CE} - v_{CEQ}$ محدود پر نقطے (V_{CEQ}, I_{CQ}) پر بدلتی رو خطِ بوجہ کی مساوات درکار ہے۔ بدلتی رو خطِ بوجہ 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 جا سکتا ہے کہ i_C کا جیٹہ دونوں جانب برابر تراشا جائے۔ اس طرح زیادہ سے زیادہ مکنہ منقی حیطے کا i_C حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مساوات 3.74 کو استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کو حاصل کرتے ہیں۔ شکل 3.47 میں یک سمعتی رو، خطِ بوجہ اور بدلتی رو، خطِ بوجہ دکھائے گئے ہیں۔ V_{CE} کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اگر بدلتی رو، خطِ بوجہ عمودی محدود کو $2I_{CQ}$ پر چھوئے $i_C = 2I_{CQ}$ کے دونوں جانب نا تراشا حیطے I_{CQ} ہو گا۔ مساوات 3.74 میں یوں $v_{CE} = 0$ پر رکھتے ہوئے

$$2I_{CQ} - I_{CQ} = -\frac{1}{R_c} (0 - V_{CEQ})$$



شکل 3.47: زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی

یعنی

$$(3.75) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_C$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کو بھی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ جہاں یہ مساوات اور یک سمتی روخت 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 جیتھے حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی پر بر قی رو

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_C + R_E}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات میں $R = R_C + R_E$ اور R بدلنی پر $I_{CQ} = R_C + R_E$ لکھتے ہوئے ایسا مساوات حاصل ہوتا ہے جو یاد رکھنے کے لئے زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے یعنی

$$(3.76) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R + R_E}$$

اس مساوات کو مساوات 3.75 کے ساتھ ملاتے ہوئے

$$(3.77) \quad V_{CEQ} = \frac{R}{R + R_E} V_{CC}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 3.76 اور مساوات 3.77 زیادہ سے زیادہ تکنہ حیطے 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۔ کپیٹر کی قیمت کو لاحدہ تصور کرتے ہوئے بدلتے اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.76 اور مساوات 3.77 میں $R_{BQ} = 1000 + 200 = 1200$ اور $R_{EQ} = 1000$ پہلی بخشی 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 برتنی روکا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ 5.45 mA ہے۔

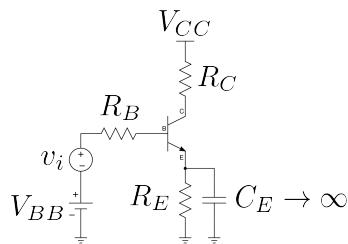
مثال 3.30: مندرجہ بالا مثال میں $R_B = 760\Omega$ اور $V_{BB} = 12\text{ V}$ حاصل کریں۔

حل: $R_E = \frac{10R_B}{\beta+1}$ کے استعمال سے $R_E = \frac{10 \times 760}{37+1} = 1900\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ کرچاف کے قانون برائے برتنی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta+1} + R_E \right)$$

$$= 0.7 + 8.57 \times 10^{-3} \left(\frac{760}{37+1} + 200 \right) = 2.58 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.48: بدلتی رو، خط بوجہ کی مثال

مثال 3.31: شکل 3.48 میں $V_{CC} = 17\text{V}$ ، $R_C = 1.2\text{k}\Omega$ ، β کی قیمت 50 تا 150 جبکہ V_{BE} کی قیمت 0.6 تا 0.8 ممکن ہے۔ غیرافائدہ V_{CE} کو 0.2V لیتے ہوئے، R_E اور R_B کے ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ i_C کم از کم $\pm 4\text{mA}$ تک ممکن ہو۔

حل: شکل 3.49 میں صورت حال دکھائی گئی ہے۔ یک سمتی رو، خط بوجہ افی محور کو V_{CC} پر جبکہ عمودی محور کو $\frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$ پر چھوتا ہے۔ بدلتی رو، خط بوجہ کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_C}$ ہے۔ جب تک بدلتی رو خط بوجہ Q_1 اور Q_2 کے درمیان یک سمتی رو خط بوجہ کو ٹکرائے اس وقت تک i_C کا حیطہ $\pm 4\text{mA}$ ممکن ہے۔ Q_1 اور Q_2 کے درمیان کسی اور مقام پر بدلتی رو خط بوجہ پائے جانے کی صورت میں i_C کا حیطہ $\pm 4\text{mA}$ یا اس سے زیادہ ممکن ہو گا۔

I_{CQ1} پر پائے جانے والا بدلتی رو، خط بوجہ کی صورت میں i_C کا حیطہ I_{CQ1} کے برابر ہو گا۔ اگر i_C کی قیمت 4mA ہوتی ہے تو i_C کا حیطہ $\pm 4\text{mA}$ ممکن ہو گا۔ یوں

$$(3.78) \quad I_{CQ1} = 4\text{mA}$$

Q_2 پر پائے جانے والا بدلتی رو خط بوجہ، V_{CE} پر عمودی کھینچے خط کو نقطے P پر ٹکراتا ہے۔ چونکہ V_{CE} سے کم برقی دہاد پر ٹرانزسٹر قوت اندازش کھو دیتا ہے لہذا $i_C = I_P - I_{CQ2}$ کے برابر ہو گا۔ اس طرح اگر Q_2 پر برقی رو $I_{CQ2} + 4\text{mA}$ پر نقطے P ہوتی ہے تو i_C کا حیطہ $\pm 4\text{mA}$ ممکن ہو گا۔

کسی بھی سیدھے خط کی مساوات (3.48) کے حاصل ہوتا ہے جہاں $m = \frac{\Delta y}{\Delta x}$ اور Δx اس خط پر کسی دو نقطوں سے حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ بدلتی رو، خط بوجھ پر P اور Q_2 دو نقطیں ہیں جن سے

$$-\frac{1}{1200} = \frac{I_{CQ2} + 4 \text{ mA} - I_{CQ2}}{V_{CE} - V_{CEQ2}}$$

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، خط بوجھ کی مساوات شکل 3.48 کے خارجی جانب کرچاف 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

$$V_{CC} = 5 + I_{CQ2} (R_C + R_E)$$

بس سے I_{CQ2} کی قیمت

$$(3.81) \quad I_{CQ2} = \frac{V_{CC} - 5}{R_C + R_E} = \frac{12}{1200 + R_E}$$

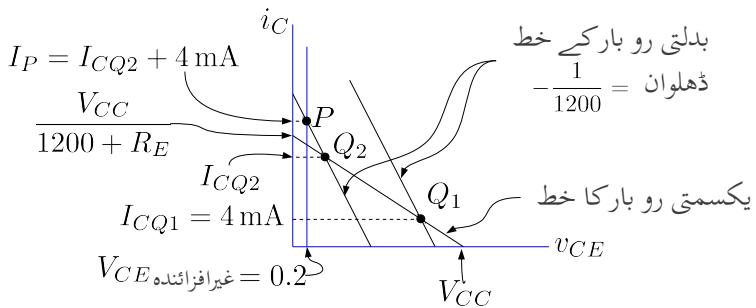
حاصل ہوتی ہے۔ نقطہ کارکردگی کو Q_1 اور Q_2 کے درمیان رکھنے کی خاطر I_{CQ} کا مندرجہ ذیل مساوات پر پورا اترتہ لازم ہے۔

$$(3.82) \quad I_{CQ1} < I_{CQ} < I_{CQ2}$$

$$4 \text{ mA} < I_{CQ} < \frac{12}{1200 + R_E}$$

بس سے R_E 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 جا سکتا ہے۔ مساوات 3.83 کا کوئی واحد حل نہیں پایا جاتا ہے بلکہ مختلف R_E لیتے ہوئے اسے حل کیا جا سکتا ہے۔ مثلاً اگر $R_E = 1\text{k}\Omega$ لیا جائے تب $R_B = 5.1\text{k}\Omega$ پر $\beta = 50$ حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ $I_{CQ1} = 4\text{mA}$ یعنی کمتر بر قی رواس وقت پائی جائے گی جب $V_{BE} = 0.8\text{V}$ اور $\beta = 50$ ہو۔ ان قیتوں 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۔ $\beta = 150$ اور $V_{BE} = 0.6\text{V}$ کی صورت میں مساوات 3.84 سے

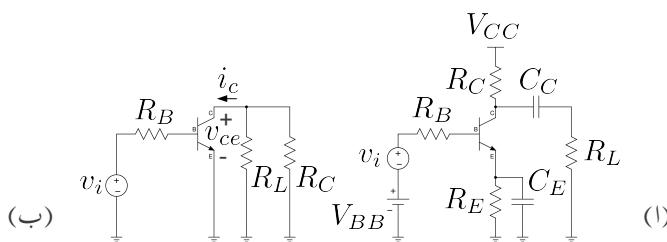
$$I_{CQ} = \frac{5.2 - 0.6}{\frac{5100}{150+1} + 1000} = 4.45 \text{ mA}$$

$I_{CQ2} = 5.45 \text{ mA}$ پر مساوات 3.82 سے حاصل ہوتا ہے جو کہ $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ سے زیادہ ہے۔ یوں 4.45 mA

$$R_E = 1\text{ k}\Omega$$

$$R_B = 5.1 \text{ k}\Omega$$

$$V_{BB} = 5.2 \text{ V}$$



شکل 3.50

مطلوبہ جوابات ہیں۔

مثال 3.32: شکل 3.50 اف میں C_C کے ذریعہ ایکلیفائر 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 لپکرا جاتا ہے۔ شکل میں i_C کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیطہ اور اس کے لئے درکار نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔ کپیسٹروں کی قیمت لا محدود تصور کریں۔

حل: یک سمتی رو کے لئے کپیسٹروں کو کھلے سرے کرتے ہوئے یک سمتی رو، خط بوجھ کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.85) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E$$

$$(3.86) \quad \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E)$$

یک سمتی رو، خط بوجھ

بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.87) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

coupling capacitor³³

شکل ب میں بدلتی رو، خطِ بوجھ حاصل کرنے کی خاطر V_{CC} اور کپیسٹروں کو قصر دور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بدلتے اشارے کے نقطہ نظر سے 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 $v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce}$ اور $i_C = I_{CQ} + i_c$ 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 کار کردگی حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{CC} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

جس سے

$$(3.91) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{بدلتی}} + R_{\text{بکسمی}}}$$

$$(3.92) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{بدلتی}} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{\text{بکسمی}}}{R_{\text{بدلتی}}}}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھے حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی ہے۔ جیسے شکل 3.47 میں دکھایا گیا ہے یوں i_C کا زیادہ سے زیادہ ناتراش جیٹھے 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 برتنی رو سے R_L میں برتنی رو i_{RL} کی قیمت $\frac{R_C I_{CQ}}{R_L + R_C}$ ہو گی۔ سائن نما اشارے کی صورت میں یوں

$$(3.93) \quad i_{RL} = \frac{R_C}{R_L + R_C} I_{CQ} = \frac{R_C}{R_L + R_C} \left(\frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} \right)$$

ہو گی۔

مثال 3.33: شکل 3.50 میں $R_E = 400 \Omega$ اور $R_C = R_L = 2 \text{k}\Omega$ اور $V_{CC} = 12 \text{V}$ ہیں۔ زیادہ سے زیادہ جیٹے کا i_C حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

حل: چونکہ $R_{E\text{ بیمسنٹ}} = 2.4 \text{k}\Omega$ جبکہ $R_{C\text{ بیمسنٹ}} = 1 \text{k}\Omega$ ہے لہذا مساوات 3.91 کے تحت نقطہ کار کردگی

$$I_{CQ} = \frac{12}{2400 + 1000} = 3.529 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = 3.529 \times 10^{-3} \times 1000 = 3.529 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں i_C کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹے 3.529 mA اور R_L سے گزرتے برقی رو i_{RL} کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹے 1.765 mA ہو گا۔

3.11 ٹرانزسٹر ریاضی 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 ایبرز-مال ریاضی نمونہ

ایبرز-مال ریاضی نمونہ ٹرانزسٹر کو افزاں کندہ، غیر افزاں کندہ 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 تعداد 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 ہو گی۔

عمومی طرز پر مائل کردہ npn ٹرانزسٹر کے مختلف مساوات لکھتے وقت مساوات میں (F) بطور زیرِ نوشت 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 ایمپٹر 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۔

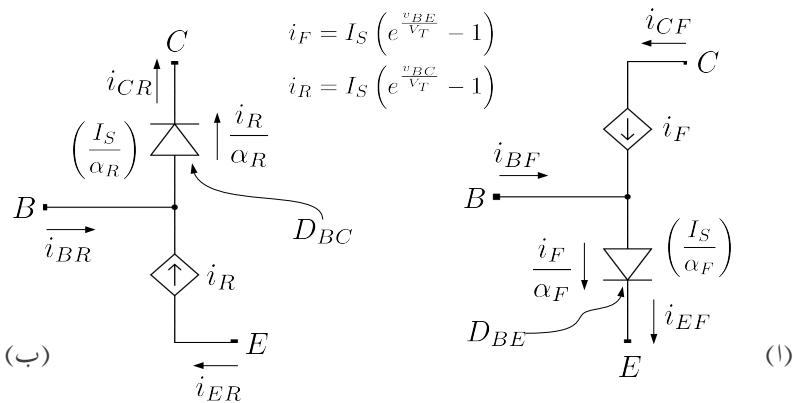
$$(3.97) \quad i_{BF} = I_S \left(\frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

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 $i_{CF} = \beta_F i_{BF}$ اور $i_{EF} = \alpha_F i_{BF}$ ہیں جو کہ ٹرانزسٹر کے جانے پہچانے مساوات ہیں۔ یوں شکل 3.51 اف 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 ایر-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 گوں 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 ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ جیسا کہ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمیٹر جوڑ کا ڈائیوڈ D_{BE} ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈائیوڈ کے لبریزی برقی رو کو یہاں I_{SBE} لکھتے ہوئے اس ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ 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 ڈائیوڈ کے قریب قوسین میں بند لکھا گیا ہے۔

آئین شکل 3.51 الف کے تین سروں پر برقی رو حاصل کریں۔ ہم دیکھتے ہیں کہ i_{CF} اور i_F برابر ہیں یعنی

$$(3.102) \quad i_{CF} = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ایکٹر سرے کی برقی رو i_{EF} اور ڈائیوڈ D_{BE} میں گزرتی برقی رو $I_{D_{BE}}$ بھی آپس میں برابر ہیں یعنی

$$(3.103) \quad i_{EF} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

میں سرے پر کرچاف 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 جاسکتا ہے۔

اب تصور کریں کہ ٹرانزسٹر کے ایکٹر اور ٹکٹر سروں کو استعمال کے نقطے سے آپس میں بدل دیا جائے یعنی میں۔ ایکٹر جوڑ کو غیر چالو جکبہ میں۔ ٹکٹر 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} 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 ایکٹر اور ٹکٹر سروں پر برقی رو کی سمیتیں الٹی ہوں گی۔

شکل ب میں میں۔ ٹکٹر جوڑ کے ڈائیوڈ کے لبریزی برقی رو I_{SBC} کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.105) \quad I_{SBC} = \frac{I_S}{\alpha_R}$$

یوں اس ڈائیوڈ 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 تالع منج 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 ڈائیوڈ 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 کرچاف 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 جا سکتا ہے۔

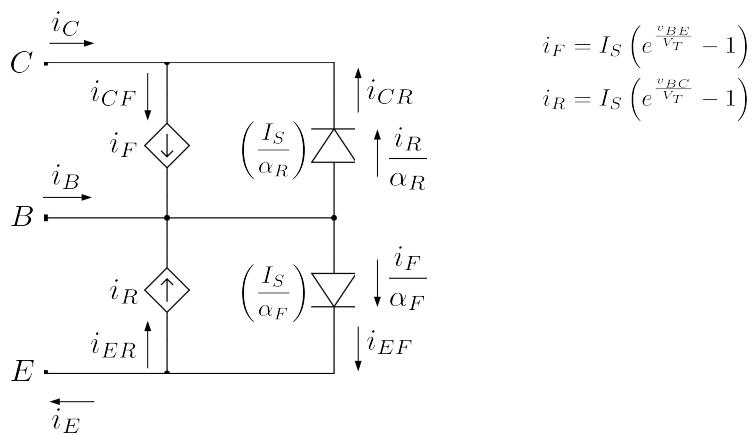
$$(3.111) \quad i_{BR} = I_S \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

جباں

$$(3.112) \quad \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) = \left(\frac{1 - \alpha_R}{\alpha_R} \right) = \frac{1}{\beta_R}$$

کا استعمال کیا گیا۔

n-p-n ٹرانزسٹر کی کارکردگی کو افراہندہ، غیر افراہندہ اور مقطوع تینوں خطوں میں بیان کرنے کی خاطر شکل 3.51 الف اور شکل ب کے اووار آپس میں متواری جوڑ کر شکل 3.52 حاصل کیا جاتا ہے جو *n-p-n* ٹرانزسٹر کا ابیر-مال ریاضی نمونہ ہے۔ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کا بیس-اینٹر 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



شکل 3.52: npn کا ٹرانزسٹر کا ایبر-مال ماذل

لیتے ہوئے ہوں تو $v_{BC} = -0.5\text{V}$ اور $I_S = 10^{-14}\text{A}$ اور $i_F = 1.957\text{mA}$ اور $i_R \approx I_S$ حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح i_R اور اس پر منحصر جزو نظر انداز کئے جاسکتے ہیں۔ شکل 3.53 میں ایسا ہی کرتے ہوئے ریاضی نمونہ کے وہ حصے دکھائے گئے ہیں جو عمومی طرز پر مائل npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی دینتے ہیں۔ ریاضی نمونہ کے بقایا حصوں پر کاملاً 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 کاملاً لگایا گیا ہے۔

i_R اور i_F کے مساوات ایک جیسے اشکال رکھتے ہیں اور یوں معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے دونوں جانب کی کارکردگی یکساں ہو گی۔ حقیقت میں ایسا نہیں۔ فرض کریں کہ $\alpha_F = 0.99$ ، $\alpha_R = 0.01$ 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

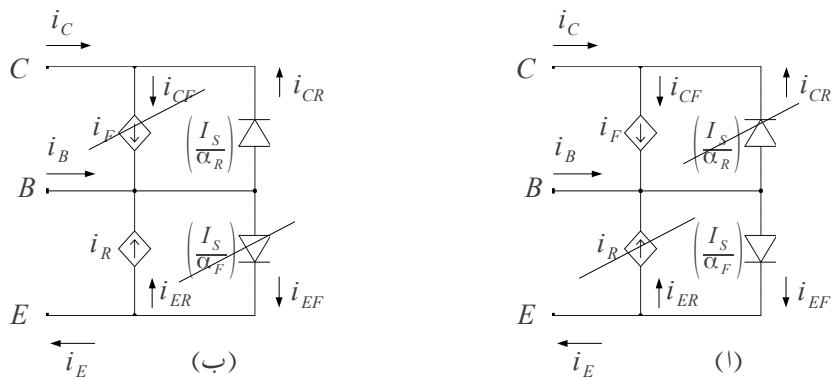
$$I_F = 1.9573\text{mA}$$

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 ایز مال 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 تو

$$I_R = 1.9573 \text{ mA}$$

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 افراہندہ خطے میں بیس۔ ایکٹر جوڑ اور بیس۔ گلکٹر جوڑ دونوں سیدھے مائل ہو سکتے ہیں۔ ایسی صورت میں i_F اور i_R دونوں کی قیمتیں ناقابلِ 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 قسمیں کے باہر کالئے 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 برتنی دباؤ کے مابین تعقیل بیان کیا گیا ہے یعنی

$$(3.121) \quad v_{CE} = v_{BE} - v_{BC}$$

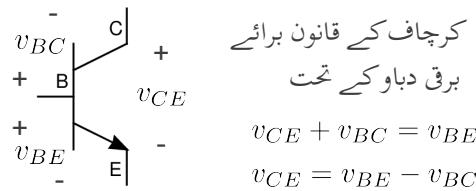
جسے استعمال کرتے ہم اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$(3.122) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)$$

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

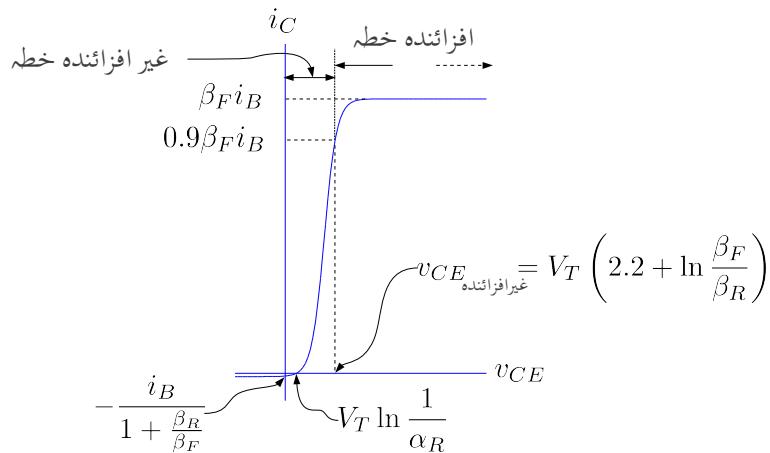
$$(3.125) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right) = \beta_F \frac{\left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{\left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} + \frac{\beta_F}{\beta_R} \right)}$$

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 اجھا سے ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے ایمپر اور لکٹر سروں کو آپس میں بدلنا جاسکتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹر یوں بنائے جاتے ہیں کہ عموماً $\alpha_F \approx 0.01$ اور $\alpha_R \approx 0.01$ کے برابر ہوتے ہیں۔ یوں β_F کی قیمت β_R کی قیمت سے کئی گناہ 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 افراکندہ اور غیر افراکندہ خطوں کی نمائندگی 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

$$(3.127) \quad V_{CE} = V_{CE_{\text{غير افراکندہ}}} = V_T \ln \left(\frac{\frac{1+\beta_R}{\beta_R} + \frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right)$$



شکل 3.55: ایکر-مال ریاضی نمونہ سے حاصل کردہ ٹرانزسٹر کا خط

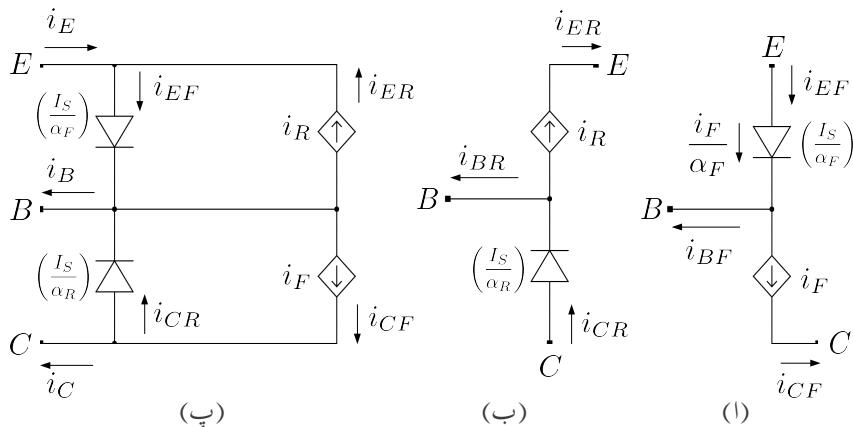
جسے $V_{CE_{\text{غير افزائندہ}}} = V_T \ln \frac{\beta_F}{\beta_R}$ لکھتے ہیں۔ عموماً β_F کی قیمت β_R سے کئی گناہ زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو اس طرح بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.128) \quad V_{CE} \approx V_T \ln \left(\frac{\frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right) = V_T \ln \frac{9\beta_F}{\beta_R} = V_T \left[2.2 + \ln \left(\frac{\beta_F}{\beta_R} \right) \right]$$

اگر $\beta_F = 180$ اور $\beta_R = 0.01$ ہوں تب $V_{CE} = 0.2995 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح اگر $\beta_F = 100$ اور $\beta_R = 0.15$ ہوں تب $V_{CE} = 0.21756 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس کتاب میں جہاں خاص طور بتایا جائے وہاں $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$ لیا جائے گا۔

صفحہ 275 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 ہر گز نہیں۔ $v_{CE} = V_T \ln \frac{1}{\alpha_R}$ پر $i_C = 0 \text{ A}$ کے برابر ہوتا ہے۔ اسی طرح i_C کی قیمت بھی یہاں شکل پر دکھائی گئی ہے۔

کچھ ادوار مثلاً ٹرانزسٹر-ٹرانزسٹر 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 ایکس-مال مادل3.11.2 pnp ٹرانزسٹر کا ایکس-مال مادل

شکل 3.56 میں ایکس-مال ریاضی نمونہ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل اف میں عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر کاریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کاریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ان دونوں کو متوازی جوڑ کر شکل پ میں pnp ٹرانزسٹر کا مکمل ایکس-مال ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ چونکہ عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر میں ایکٹر-میں ($E - B$) 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) $n-p-n$ 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 میں۔ ایمپٹر جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا میں۔ کلکٹر جوڑ غیر چالو رکھا جاتا ہے۔ اس شکل میں تابع منفی رو i_F استعمال کیا گیا ہے۔ i_F وہ بر قی رو ہے جو ایمپٹر خطے اور کلکٹر خطے کے مابین میں خطے کے ذریعہ باروں کی مال برداری سے پیدا ہوتا ہے۔ اسے سیدھے رخ مال برداری سے پیدا بر قی رو کہہ سکتے ہیں۔

اس ریاضی نمونہ میں ایک عدد ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے جو دراصل ٹرانزسٹر کے میں۔ ایمپٹر جوڑ کے ڈائیوڈ D_{BE} کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈائیوڈ کے لبریزی بر قی 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 ڈائیوڈ D_{BE} کے قریب تو سین میں بند I_{SBE} کی قیمت $\frac{I_S}{\beta_F}$ کو یاد دہانی کے خاطر لکھا گیا ہے۔ اس طرح ڈائیوڈ 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

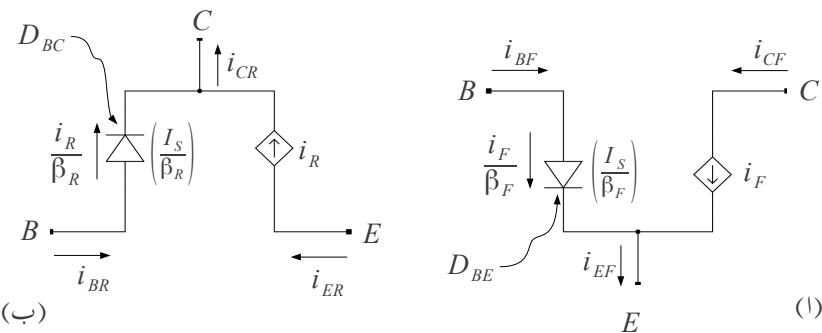
$$(3.131) \quad i_{CF} = i_F = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.132) \quad i_{BF} = i_{DF} = \frac{i_F}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.133) \quad i_{EF} = i_{BF} + i_{CF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل 3.58 ب میں ٹرانزسٹر کے میں۔ کلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ میں۔ ایمپٹر جوڑ کو غیر چالو رکھ کر ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر (یعنی الٹا) مائل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ڈائیوڈ D_{BC} استعمال کیا گیا ہے جو ٹرانزسٹر کے میں۔ کلکٹر جوڑ کے ڈائیوڈ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس ڈائیوڈ کے لبریزی بر قی 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 ڈائیوڈ کے قریب اس قیمت کو قوسمیں میں بند لکھا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کے علاوہ ایک عدد قابو منج برقی رو i_R استعمال کیا گیا ہے جو اینٹر اور کلکٹر خطوں کے مابین، میں 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۔

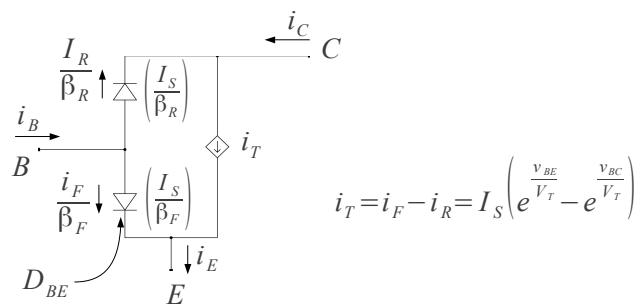
$$(3.136) \quad i_{ER} = i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.137) \quad i_{BR} = \frac{i_R}{\beta_R} = \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.138) \quad i_{CR} = i_{BR} + i_{ER} = \frac{i_R}{\alpha_R} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

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 میں 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۔

3.57 شکل ب کو افراستنڈہ، غیر افراستنڈہ اور منقطع تینوں خطوں میں ظاہر کرنے کی خاطر شکل 3.58 شکل کو متوازی جوڑ کر شکل 3.58 حاصل کیا گیا ہے جو npn ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ ہے۔ دونوں



شکل 3.58 ٹرانزسٹر کا مال برداری ماذل

اشکال کو متوازی جوڑتے وقت i_T اور i_R کے مجموع کو 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 بر قی رو تصور کیا جا سکتا 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 رُخ ٹرانزسٹر کے سرے پر باہر جانب کو ہے، i_{ER} کا رُخ اندر کی جانب کو ہے، i_{CF} کا رُخ اندر جانب کو جبکہ i_{CR} کا رُخ باہر جانب کو ہے۔ یوں

$$(3.140) \quad i_C = i_{CF} - i_{CR}$$

$$(3.141) \quad i_E = i_{EF} - i_{ER}$$

$$(3.142) \quad i_B = i_{BF} - i_{BR}$$

$$\begin{aligned}
 i_C &= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(1 + \frac{1}{\beta_R} \right) \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &\approx I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)
 \end{aligned} \tag{3.143}$$

اس مساوات کے حصول میں دوسری قدم پر $\alpha = \frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta}$ کا استعمال کیا گیا جس سے حاصل کر کے استعمال کیا گیا۔ مساوات کے حصول کے آخری قدم پر I_S کو نظر انداز کیا گیا۔

$$\begin{aligned}
 i_E &= \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &= I_S \left(1 + \frac{1}{\beta_F} \right) \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &\approx I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) + \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)
 \end{aligned} \tag{3.144}$$

مساوات 3.144 کے حصول میں دوسری قدم پر $\alpha = \frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta}$ کا استعمال کیا گیا جس سے حاصل کر کے استعمال کیا گیا۔ مساوات کے حصول کے آخری قدم پر I_S کو نظر انداز کیا گیا ہے۔

$$i_B = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \tag{3.145}$$

مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 میں پہلی توسین میں خطے میں کل باروں کی مال برداری سے پیدا بر قی رو_T i_T کو ظاہر کرتا ہے جس کی قیمت شکل 3.57 کے الف اور ب سے یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$i_T = i_F - i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) \tag{3.146}$$

یوں مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 کو اس طرح لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_C = i_T - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \tag{3.147}$$

$$i_E = i_T + \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \tag{3.148}$$

مثال 3.34: مال برداری ریاضی نمونہ سے $n-p-n$ ٹرانزسٹر کے i_B ، i_C اور i_E برقی رو حاصل کریں۔

حل: شکل 3.58 کو دیکھتے ہوئے دو ڈائوڈ کے برقی رو یوں 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 کرچاف کے قانون برائے برقی رو سے i_B حاصل کیا جاسکتا ہے یعنی

$$(3.149) \quad i_B = i_{D_{BE}} + i_{D_{BC}}$$

$$(3.150) \quad = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

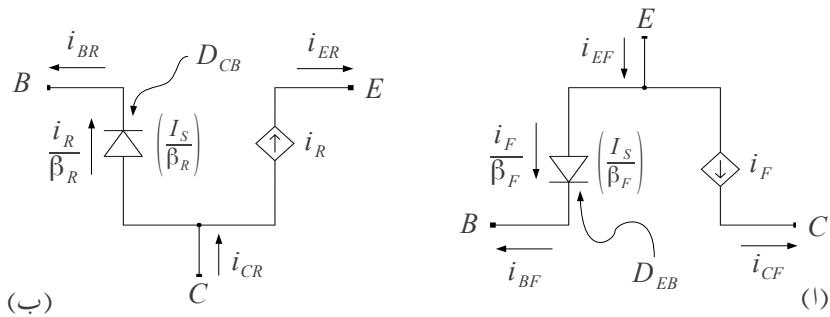
یہ بالکل مساوات 3.145 ہی حاصل ہوا ہے۔ اسی طرح لگٹھر اور ایکٹر سروں پر کرچاف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.151) \quad i_C = i_T - i_{D_{BC}} = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.152) \quad i_E = i_T + i_{D_{BE}} = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

یہ بالکل مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 کے جواب ہی ہیں۔

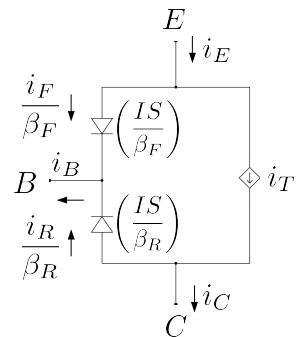
مشق 3.1: مشق: شکل 3.59 کی مدد سے $p-n-p$ ٹرانزسٹر کے مساوات لکھیں اور ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ حاصل کریں جسے شکل 3.60 میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 3.59: pnp ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

ڈائیوڈ کے لیبریزی برق 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 ایمپر - بیس جوڑ کو سیدھا مائل $v_{EB} \geq 0V$ جبکہ لگلٹر - 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 رُنخ اور اٹھے رُنخ پاروں کے مال برداری سے پیدا برتنی روکے 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

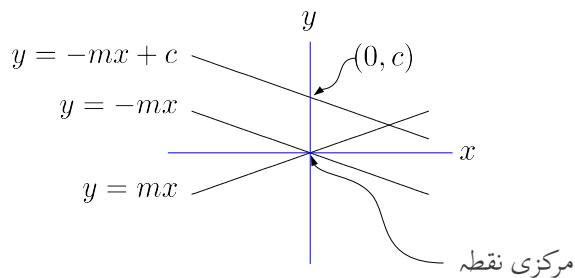
شکل 3.61 میں چند خطوط دکھائے گئے ہیں۔ آپ $y = mx$ کے خط سے بخوبی واقف ہیں۔ یہ خط کارپی محدود کے مرکزی نقطہ $(0,0)$ سے گزرتا ہے۔ اسی شکل میں $y = -mx$ کو بھی دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ x محور میں $y = mx$ کا عکس لینے سے $y = -mx$ حاصل ہوتا ہے۔ اگر $y = mx$ کو $(0,0)$ سے $(0,c)$ منتقل کیا جائے تو $y = -mx + c$ حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح $y = -mx + c$ کو $(0,0)$ سے $(0,c)$ منتقل کرنے سے $y = mx + c$ حاصل ہوتا ہے۔

اسی طرح $y = f(x)$ کا y محور میں عکس $x = -f(y)$ ہو گا اور خط کو ثابت x جانب c اکائی منتقل کرنے سے $x = f(y) + c$ حاصل ہوتا ہے۔ ان حقائق کو یوں بیان کیا جا سکتا ہے۔

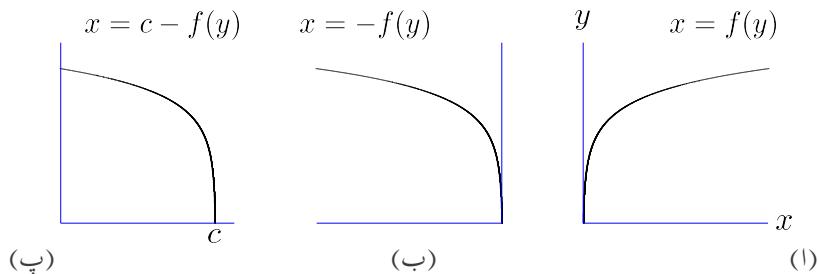
• y محور میں $x = f(y)$ کا عکس لینے سے $x = -f(y)$ حاصل ہوتا ہے۔

• x کو y محور پر ثابت $x = f(y) + c$ کا عکس لینے سے $x = f(y)$ حاصل ہوتا ہے۔

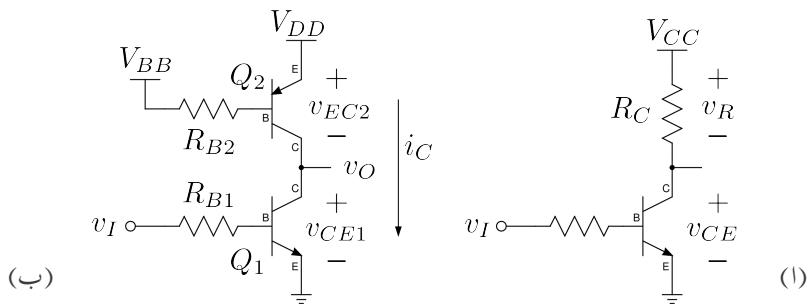
شکل 3.62 الف میں $x = f(y)$ بیکہ شکل ب میں اسی کا عمودی محور میں عکس $x = -f(y)$ دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں عکس کو دائیں جانب c اکائی منتقل کرتے ہوئے $x = c - f(y)$ حاصل کیا گیا ہے۔



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: نفی کار

ان معلومات کو مد نظر رکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ شکل 3.63 اف میں ٹرازیسٹر کا سادہ دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور پر ہم تفصیلیًا بحث کر پکے ہیں۔ آئیں اس کے خط بوجھ کھپنیں۔ 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

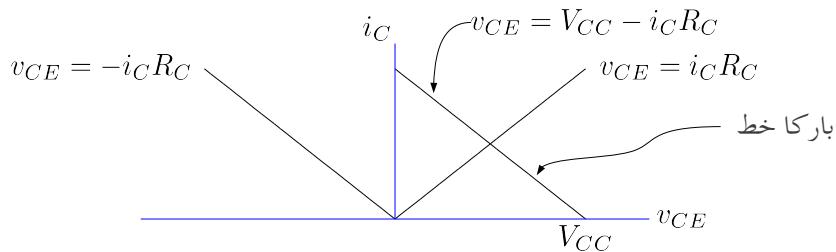
$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$$

v_{CE} کو افني محور اور i_C کو عمودي محور پر رکھتے ہوئے $v_{CE} = f(i_C)$ کو طرز پر کھینچا جاسکتا ہے۔ عمودی محور میں اس خط کا عکس لینے سے $v_{CE} = -i_C R_C$ حاصل ہوتا ہے جسے V_{CC} اکا یاں افني محور پر دائیں منتقل کرتے ہوئے خط بوجھ $v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$ حاصل ہوتا۔ شکل 3.64 میں قدم با قدم ایسا کرنا دکھایا گیا ہے۔

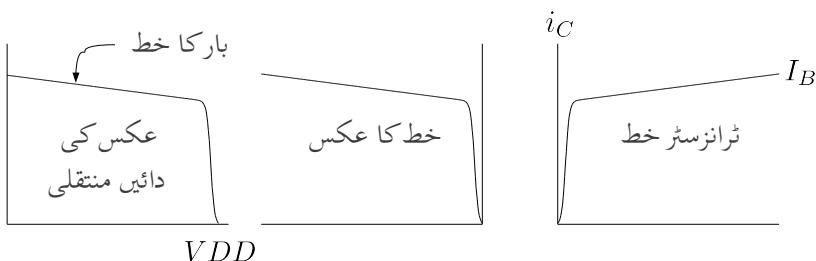
آنئں اب اصل موضوع پر غور کریں۔ شکل 3.63 ب میں نفی کار³⁷ و کھایا گیا ہے جو عددی ادوار³⁸ کا اہم ترین دور ہے۔ عددی ادوار میں ثابت منبع کو عموماً V_{DD} لکھا جاتا ہے۔ اسی لئے شکل میں V_{EE} یا V_{CC} کی جگہ V_{DD} لکھا گیا ہے۔ یہاں Q_2 بطور بر قی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_{CE1} = V_{DD} - v_{EC2}$$

NOT gate³⁷
digital circuits³⁸



شکل 3.64: خط بوجہ کا حصول۔



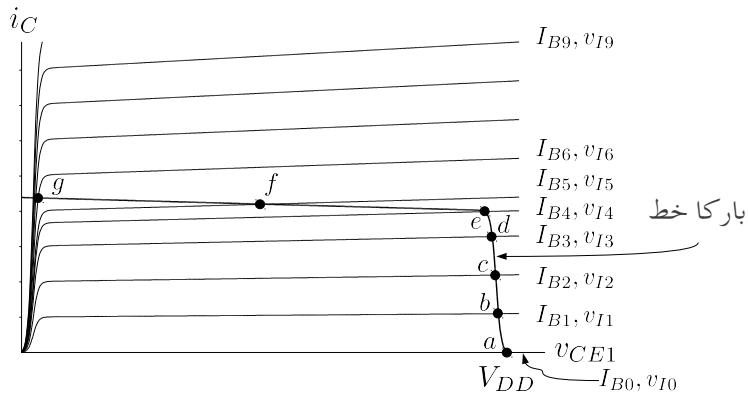
شکل 3.65: ٹرانزسٹر کے خط کی عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی۔

لکھا جا سکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی خط بوجہ کی مساوات ہے۔ عمودی محور میں ($i_C = f(v_{EC})$) 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 ایکٹر اور بیس پر یک سمتی برقی دباد مہیا کئے گئے ہیں لہذا اس کے بیس پر برقی رو I_B یک سمتی ہو گی جسے شکل سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$I_B = \frac{V_{DD} - V_{EB} - V_{BB}}{R_{B2}}$$

ٹرانزسٹر کے $i_C = f(v_{EC})$ خطوط سے مراد pnp ٹرانزسٹر کے v_{EC} بالقابل خطوط ہیں جنہیں صفحہ 277 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 چنانچہ گا جو حاصل کردہ I_B پر پایا جائے۔



شکل 3.66: ٹرانزسٹر خطوط پر خط بوجہ کھینچا گیا ہے۔

شکل 3.66 میں Q_1 کے خطوط پر خط بوجہ کو کھینچا گیا ہے۔ اگر اس دور کو بطور ایمپلیفیئر استعمال کرنا مقصود ہو تو 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 ہو گی۔ شکل 3.63 کو دیکھتے ہوئے Q_2 کے بیس پر برقی رو کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے

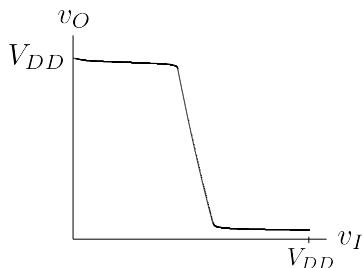
$$i_B = \frac{v_I - v_{BE}}{R_{B1}}$$

جہاں $v_{BE} = 0.7\text{V}$ 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} , I_{B3} وغیرہ لکھتے ہوئے v_{I1} , v_{I2} وغیرہ بھی لکھے گئے ہیں۔

عدوی ادوار میں عموماً $V_{DD} = 5\text{V}$ ہوتا ہے جبکہ v_I کی دو ہی ممکنہ قیمتیں ہیں۔ یہ یا تو 0V اور یا پھر 5V ہوتا ہے۔ آئین 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۔

$I_{B0} = 0\text{A}$ پر $v_{I0} = 0\text{V}$ ہو گا اور Q_1 کا نقطہ a پر ہو گا جہاں سے $v_O = V_{DD}$ یعنی 5V حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح مختلف نقاط پر v_O بال مقابل v_I حاصل کرتے ہوئے شکل 3.67 میں دکھایا گیا v_I بال مقابل v_O کا خط کھینچا جاتا ہے۔

صفحہ 501 پر حصہ 4.12 میں بہتر نفی کار پر غور کیا جائے گا۔



شکل 3.67: نفی کار کا خارجی اشارہ بال مقابل داخلی اشارہ خط

3.13 باریک اشاراتی تجزیہ

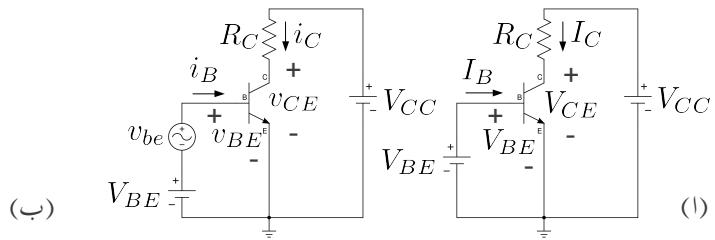
اس حصے میں کم تعداد پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جس کی مدد سے اگلے حصے میں ٹرانزسٹر کا پست تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کیا جائے گا۔ اسی ریاضی نمونے میں ٹرانزسٹر کے اندر ورنی کپیسٹروں کی شمولیت سے بلند تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے حصہ 6.11.1 میں حاصل کیا گیا ہے۔

3.13.1 ترسیمی تجزیہ

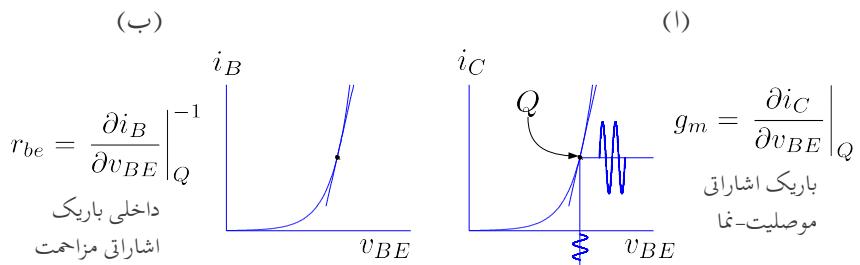
شکل 3.68 میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس کے داخلی جانب مائل کرنے والا بر قی دباؤ ٹرانزسٹر کو V_{BE} پر مائل کرتا ہے۔ شکل 3.69 میں یوں حاصل نقطہ کارکردگی Q دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.68 میں داخلی بر قی دباؤ V_{BE} کے ساتھ سلسلہ دار بدلتا باریک اشارہ v_{be} جوڑا گیا ہے۔ کسی بھی شکل کا ہو سکتا ہے۔ یہاں اسے 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 میں اس عمل سے پیدا باریک اشاراتی بر قی دباؤ v_{be} اور باریک اشاراتی بر قی رو i_c دکھائے گئے ہیں۔ یہاں طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ صفحہ 133 پر دئے جانے والے حصہ 2.11 کو ایک مرتبہ دوبارہ دیکھیں۔

شکل 3.69 اف سے صاف واضح ہے کہ

$$(3.155) \quad i_c = g_m v_{be}$$



شکل 3.68: نقطہ مائل پر ٹرانزسٹر کی کارکردگی



شکل 3.69: باریک اشاراتی افراش 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 باریک اشاراتی تجزیہ 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 گناہ ہے۔ اسی لئے g_m کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی افزائش موصليت۔ نما³⁹ کہتے ہیں جسے عموماً چھوٹا کر کے افزائش موصليت۔ نما یا صرف موصليت۔ نما⁴⁰ پکارا جاتا ہے۔

برقی رو تقسيم برقی دباؤ کو موصليت 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 موصليت نہیں ہے بلکہ اس کی مساوات موصليت کی مساوات سے مشابہت رکھتا ہے۔ یوں اسے g_m لکھا اور موصليت۔ نما⁴¹ پکارا جاتا ہے۔ g_m کی اکائی موصليت کی اکائی $\frac{A}{V}$ یا سیمیتر⁴² ہی ہے۔

3.13.2 باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_e اور r_{be}

ٹرانزسٹر کے داخلی جانب برقی دباؤ v_{BE} مہیا کرنے سے اس کے بیس سرے پر برقی رو i_B اور ایمپٹ 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 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 اشارتی مزاحمت حاصل کرتے وقت i_B کے بجائے اگر i_E لیا جائے تو ٹرانزسٹر کا باریک اشارتی 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 تجربہ

اس حصے میں ارلی برقی دباؤ V_A کو نظر انداز کیا جائے گا تبیجاً 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 کرچاف 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)
$$i_C = I_C + i_c$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned} i_C &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ (3.166) \quad &= I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \end{aligned}$$

مساوات 3.162 کی مدد سے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

(3.167)
$$i_C = I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$$

اگر $v_{be} \ll V_T$ ہو تو سلسلہ مکاروں کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

(3.168)
$$i_C = I_C \left[1 + \frac{1}{1!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right) + \frac{1}{2!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

اگر مساوات 3.168 کے تیرے جزو کی قیمت اس کے دوسرے جزو کی قیمت سے بہت کم ہو یعنی

$$\begin{aligned} (3.169) \quad \frac{1}{2!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 &\ll \frac{1}{1!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right) \\ v_{be} &\ll 2 \times V_T \end{aligned}$$

تب اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

(3.170)
$$i_C \approx I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right)$$

مساوات 3.169 باریک اشارہ کی تخلیلی تحریف ہے۔ جو نکہ

$$2 \times V_T = 2 \times 0.025 = 0.05 \text{ V}$$

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 ولٹ) 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۔

مثلاً 3.35: مساوات 3.168 اور مساوات 3.170 میں $I_C = 1 \text{ mA}$ لیتے ہوئے 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 اشارتی مساوات کے استعمال سے جواب میں

$$\frac{1.48 - 1.4}{1.4} \times 100 = 5.4\%$$

کافر ق 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 گلگھر برقی رو i_C کے دو جزو ہیں۔ اس کا پہلا جزو وہی یک سنتی 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 ہلتا جزو ہے یعنی

$$(3.172) \quad i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

اس مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا 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 گلکٹر برقی رو i_c کی قیمت داخلی اشارہ v_{be} کے g_m گناہ 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 سیمیٹر⁴⁴ S میں کی جاتی ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات درحقیقت مساوات 3.155 اور مساوات 3.156 ہیں۔ مساوات 3.174 سے ہم دیکھتے ہیں کہ افزائش موصلیت۔ نما کی قیمت ٹرانزسٹر کے یک سمیت برقی رو I_C کے برابر است 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 سمیت 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۔

$$(3.181) \quad g_m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}}$$

چیساکہ شکل 3.69 میں دکھایا گیا ہے، مندرجہ بالا مساوات کے مطابق $i_C - v_{BE}$ ٹرانزسٹر کے 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 افراش موصیت-نما g_m کی ترسیل 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 تفرقی لیتے وقت نقطے (یعنی Q) کو بھی مد نظر رکھا گیا ہے۔

مساوات 3.182 استعمال کرتے ہوئے مساوات 3.174 کو نہیت آسانی سے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

پہلے کلکٹر برقی روکی مساوات کا تفرق لیتے ہیں۔

$$(3.183) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$\frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} = \frac{I_S}{V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

مساوات 3.182 کے تحت نقطہ کارکردگی پر اس تفرق کی قیمت یہ 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۔

$$g_m = \left. \frac{i_C}{V_T} \right|_{v_{BE}=V_{BE}}$$

$$= \frac{I_S}{V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

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 $i_C = \beta i_B$ 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 جاسکتا 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 جاسکتا ہے جہاں

$$(3.189) \quad r_e = \left. \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

ہے۔ آئیں ایسا ہی کریں۔

$$(3.190) \quad i_E = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$\frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} = \frac{I_S}{\alpha V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$\left. \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{I_S}{\alpha V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$= \frac{I_C}{\alpha V_T}$$

یوں

$$(3.191) \quad r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.192) \quad r_e = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

مساوات 3.191 میں $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$ لیتے ہوئے اس کا مساوات 3.187 کے ساتھ موازنہ کرنے سے حاصل ہوتا ہے۔

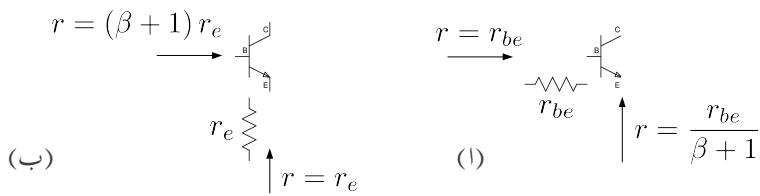
$$(3.193) \quad r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$$

اس کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.194) \quad r_{be} = (\beta + 1) r_e$$

r_{be} اور r_e دراصل ایک ہی مزاحمت کے دو شکلیں ہیں۔ آئیں اس حقیقت پر غور کریں۔ آپ نے حصہ میں دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے ایمپٹ پر جٹے مزاحمت R_E کا عکس میں جانب $R_E (\beta + 1)$ نظر آتا ہے۔ اسی طرح اس کے میں جانب مزاحمت R_B کا عکس ایمپٹ جانب $\frac{R_B}{(\beta+1)}$ نظر آتا ہے۔ ان تنائج کو یہاں استعمال کرتے ہیں۔

r_{be} وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے میں جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے جبکہ r_e وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے ایمپٹ جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے۔ اگر r_{be} کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت قصور کیا جائے تو ٹرانزسٹر کے میں جانب r_{be} نظر آئے گا جبکہ اس کے ایمپٹ جانب سے دیکھتے ہوئے ہمیں $\frac{r_{be}}{(\beta+1)}$ نظر آئے گا۔ مساوات 3.193 میں کچھ کہتا ہے۔ اسی طرح اگر r_e کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت قصور کیا جائے تو ٹرانزسٹر



شکل 3.70: باریک اشاراتی داخلی مزاحمت اور ان کے عکس

کے ایمٹر 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 کی کہتا ہے۔ شکل 3.70 ان حقائق کے تصوراتی اشکال پیش کرتا ہے۔

مثال 3.37: pnp ٹرانزسٹر 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

$$(3.195) \quad g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح $i_B = \frac{i_C}{\beta}$ لکھتے ہوئے

$$(3.196) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial v_{EB}}{\partial i_B} \right|_Q = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{EB}} \right|_Q^{-1} = \frac{\beta V_T}{I_C} = \frac{\beta}{g_m}$$

اور $i_E = \frac{i_C}{\alpha}$ لکھتے ہوئے

$$(3.197) \quad r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C} = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} = \approx \frac{1}{g_m}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ خارجی مزاحمت r_o ایورز مال برق دباؤ سے یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.198) \quad r_o = \frac{\Delta v_{EC}}{\Delta i_C} \Bigg|_Q = \frac{V_A + V_{EC}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

3.14 پست تعددی ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے باریک اشارات

گزشتہ حصے میں ہم نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی پر اس کی افراش 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 جا سکتا ہے۔

$$(3.201) \quad i_c = g_m v_{be}$$

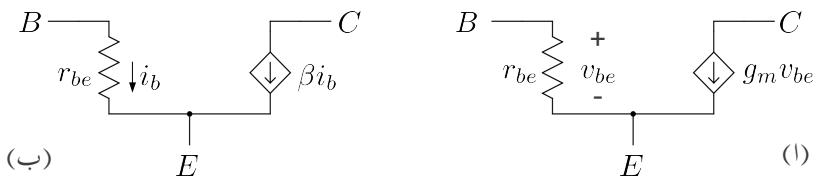
$$(3.202) \quad i_b = \frac{v_{be}}{r_{be}}$$

ان مساوات کے مطابق مائل کردہ ٹرانزسٹر پر داخلی جانب باریک اشارہ v_{be} لاگو کرنے سے اس کے داخلی جانب بیس 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 پائیر ریاضی نمونه

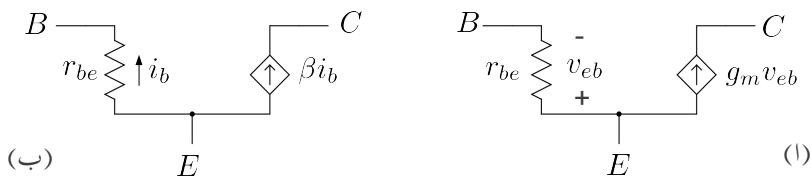
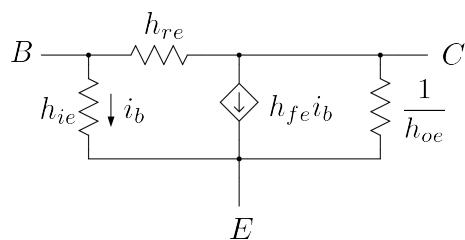
مساوات حاصل ہوتے ہیں جو کہ مساوات 3.202 اور مساوات 3.203 ہی ہیں۔ یوں یہ دور ٹریانزٹر کی باریک اشاراتی کارکردگی ہی بیان کرتا ہے، المذا یہ دور ٹریانزٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ ہی ہے۔ اس کا عمومی نام ٹریانزٹر کا پست تعددی باریک اشاراتی پائیے (π) ریاضی غونہ⁴⁵ ہے جسے چھوٹا کر کے صرف π ریاضی نمونہ یا پائیے ریاضی غونہ 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 ہم دیکھتے ہیں کہ دونوں اشکال سے حاصل جوابات یکساں ہیں۔ شکل 3.71 اور شکل ب اس کتاب میں پار بار استعمال کئے جائیں گے۔

شکل 3.72 میں pnp ٹرانزیستر کے پارے ریاضی نمونے دکھائے گئے ہیں جہاں برقی روکی سمتیں شکل 3.71 کے الٹ ہیں۔ اسی طرح یہاں v_{be} کی جگہ v_{eb} استعمال کیا گیا ہے۔ اگر pnp کے ان ریاضی نمونوں میں v_{eb} کی جگہ v_{be} دکھائے گئے تو تابع معنی روکی سمت الٹ ہو جائے گی اور یوں شکل 3.71 ہی حاصل ہو گا۔ اس طرح ہم دیکھتے ہیں کہ pnp 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 یائے ریاضی نمونے کی ایک اور نہایت مقبول شکل دکھائی گئی ہیں جہاں تمام اجزاء کے نام h

شکل 3.72: 3.72 کا باریک اشاراتی pnp ریاضی نمونہ

شکل 3.73: پائے ریاضی نمونے کی ایک اور مقبول شکل

سے شروع ہوتے ہیں۔ ان اجزاء کو h اجزاء ہی پکارا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دراصل

$$h_{ie} = r_{be}$$

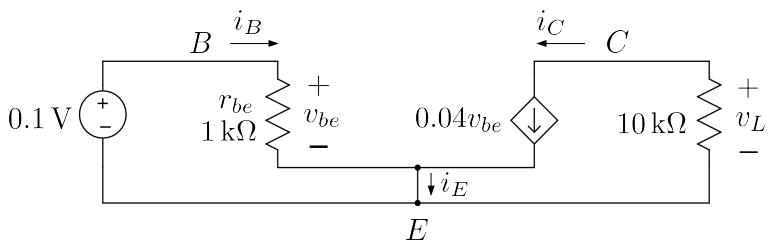
$$h_{fe} = \beta$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o}$$

$$h_{re} = \infty$$

ہیں۔ صنعت کار عموماً ٹرانزسٹر 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 $10\text{k}\Omega$ کی مزاحمت نسب کریں۔ اگر $g_m = 0.4\text{S}$ اور $r_{be} = 1\text{k}\Omega$ ہوں تو نسب کچے گے مزاحمت پر برقی دباؤ کیا ہو گا۔ شکل 3.71 کی جگہ 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 جاسکتا ہے۔ یوں

$$i_C = 0.04 \times 0.1 = 4 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -4 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ E جوڑ پر کرچاف کے قانون برائے برتنی روکی مدد سے

$$i_E = i_B + i_C = 4.1 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

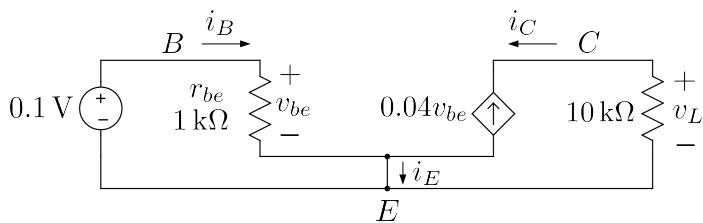
آئیں شکل 3.75 کو استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ اس شکل میں شکل 3.72 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ یہاں

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$v_{eb} = -0.1 \text{ V}$$

ہیں۔ چونکہ یہاں $i_C = -g_m v_{eb}$ اور $i_C = g_m v_{eb}$ کے سمتیں آپس میں الٹ ہیں لہذا لکھا جائے گا۔ یوں

$$i_C = -0.04 \times (-0.1) = 4 \text{ mA}$$



شکل 3.75

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -4 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

$$i_E = i_B + i_C = 4.1 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

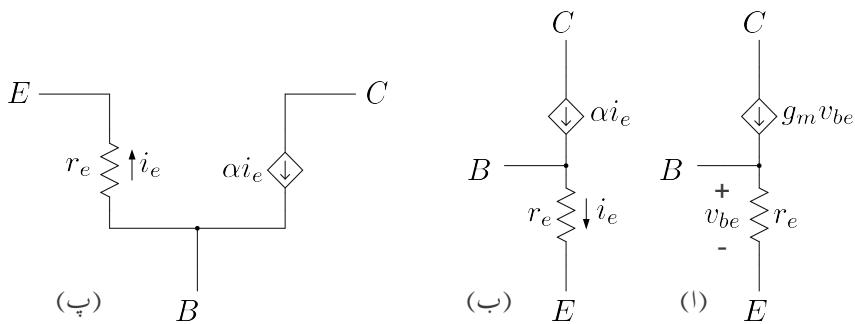
دونوں اشکال کے جوابات بالکل یکساں ہیں۔ یہی وجہ ہے کہ pnp کے لئے بھی شکل 3.71 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔

3.14.1 ٹی T ریاضی نمونہ

گزشتہ ہے میں ہم نے دیکھا کہ پائی 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 جا سکتا ہے۔ پائی ریاضی نمونے کے علاوہ بھی ادوار بنائے جاسکتے ہیں جن سے انیں مساوات کا حصول ممکن ہے۔ ایسے تمام ادوار کو بھی ٹرانزسٹر کے ریاضی نمونے تصور کیا جا سکتا ہے۔ ان میں T ریاضی نمونہ⁴⁶ خاصہ مقبول ہے۔ ایمٹر مشترک⁴⁷ اور کلکٹر مشترک

⁴⁶ یہ ریاضی نمونے کی شکل انگریزی کی حروف تہجی T کی مانند ہے۔ اسی لیے اس کو ٹی ریاضی نمونہ کہتے ہیں۔

⁴⁷ مشترک ایمٹر، مشترک کلکٹر اور مشترک بیس کی پہچان حصہ 3.19 میں کی گئی ہے۔



شكل 3.76: ٹی ریاضی نمونہ

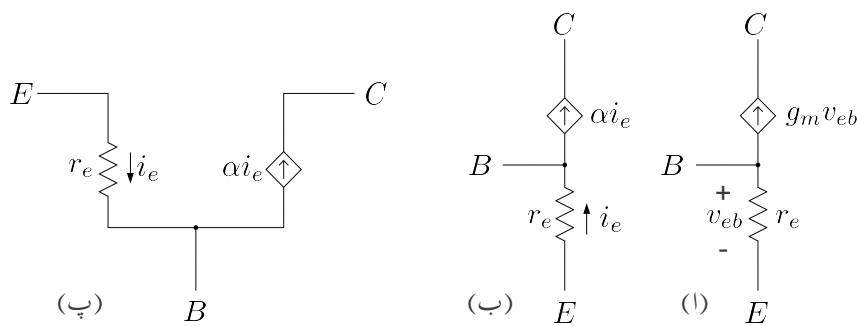
اووار حل کرتے ہوئے عموماً پائے ریاضی نمونے ہی استعمال کیا جاتا ہے جبکہ بیس مشترک اووار کو T ریاضی نمونے کی مدد سے زیادہ آسانی سے حل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے ہوئے npn کے T ریاضی نمونے کے مختلف اشکال کو شکل 3.76 میں دکھایا گیا ہے۔ انہیں ریاضی نمونے میں C اور E کے مابین r_o نسب کرتے ہوئے r_o کے اثر کو بھی شامل کیا جاسکتا ہے۔

شکل 3.76 الف میں چونکہ C سرے کے ساتھ تالیع منبع روسلسلہ وار جڑا ہے لہذا $i_c = g_m v_{be}$ ہو گا۔ اُوہم کے قانون کے مطابق اگر v_{be} پر برقی دباؤ پایا جائے تو $i_e = \frac{v_{be}}{r_e}$ ہو گا۔ کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت $i_b = i_e - i_c$ ہو گا۔ آئیں اس کی قیمت حاصل کریں۔ چونکہ

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

$$r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha V_T}{I_C}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$



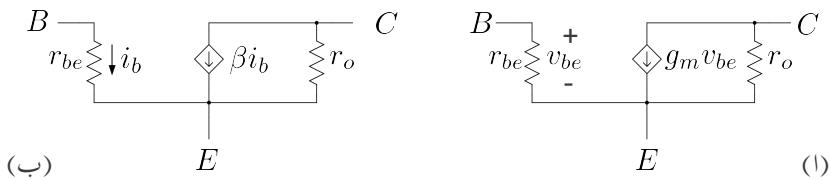
شکل 3.77: pnp کے ریاضی نمونہ

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 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 i_c -ریاضی نمونے کی دوسری مکملہ صورت دکھائی گئی ہے جہاں کا استعمال کیا گیا ہے۔ شکل پ میں i_c -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 تالیع 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۔



شكل 3.78: پائی ریاضی نمونه بمعنی خارجی مزاحمت r_0

3.14.2 پائیز ریاضی نمونه بمعه خارجی مزاحمت r_0

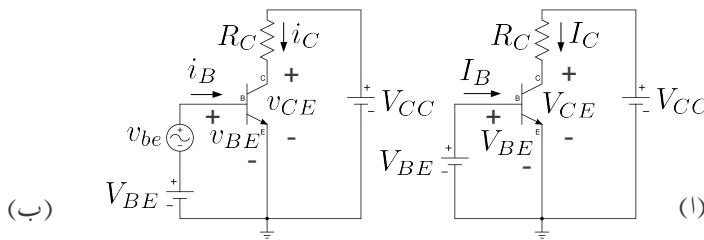
مساویات 3.62 کا باریک اشاراتی خارجی مزاحمت r_o دینتا ہے۔ i_C پر v_{ce} کے اثرات کو ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ میں r_o سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ شکل 3.78 میں پائے ریاضی نمونہ بعض خارجی مزاحمت r_o دکھائے گئے ہیں۔

3.15 یک سمتی اور بدلنے متغیرات کی علیحدگی

شکل 3.79 میں ٹرانزسٹر کا یک سمتی دور دکھایا گیا ہے جہاں V_{BE} ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تعین کرتا ہے۔ شکل ب میں V_{BE} کے ساتھ سلسہ وار باریک اشارہ v_{be} جوڑا گیا ہے جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر نقطہ مائل کے قریب-قریب $v_{BE} - v_C$ خط پر چال قدمی کرتا ہے۔ شکل اف میں تمام متغیرات یک سمتی ہیں لہذا i_C کو I_C اور v_{BE} کو V_{BE} لکھا جائے گا۔ یوں مساوات 3.55 اور کرچاف کا قانون برائے برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے شکل اف کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.203) \quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.204) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$



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 مکاران 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)
$$i_c = g_m v_{be}$$

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)
$$v_{ce} = -g_m R_c v_{be}$$

جس سے باریک اشاراتی افراکش بر قی دباؤ A_v حاصل کی جاسکتی ہے۔

(3.207)
$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_C$$

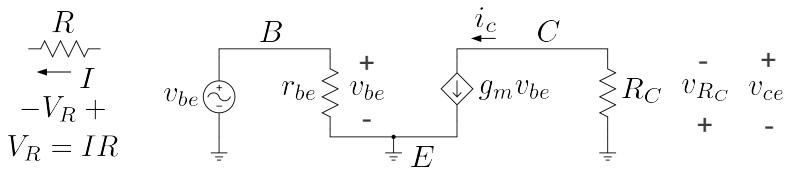
مساوات 3.203 اور مساوات 3.204 سے شکل 3.79 میں یک سمتی متغیرات I_C اور V_{CE} حاصل ہوتے ہیں جبکہ مساوات 3.205 اور مساوات 3.206 سے اسی شکل کے بدلتے متغیرات i_c اور v_{ce} حاصل ہوتے ہیں۔ یک سمتی متغیرات شکل اف سے حاصل کئے گئے جہاں بدلتے متغیرات موجود نہیں۔

شکل 3.71 اف 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)
$$i_c = g_m v_{be}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات 3.205 ہے جسے اصل ٹرانزسٹر کا دور حل کرتے حاصل کیا گیا تھا۔

اسی طرح V_{R_C} کو اُوہم کے قانون کی مدد سے حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں باکیں جانب اُوہم کے قانون کا صحیح استعمال دکھایا گیا ہے جہاں مزاحمت R میں اگر بر قی رو I داکیں سرے سے داخل ہو تو اُوہم کا قانون استعمال کرتے وقت بر قی دباؤ V_R کا ثابت طرف مزاحمت کا وہ سرالیا جاتا ہے جہاں سے مزاحمت میں بر قی رو داخل ہو۔ یوں اُوہم کے قانون سے



شکل 3.80: باریک اشاراتی مساوی دور

$$(3.209) \quad v_{R_C} = i_c R_C \\ = g_m R_C v_{be}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر ہم شکل سے دیکھتے ہیں کہ v_{R_C} کے الٹ ہے (یعنی $v_{ce} = -v_{R_C}$) یوں

$$(3.210) \quad v_{ce} = -g_m R_C v_{be}$$

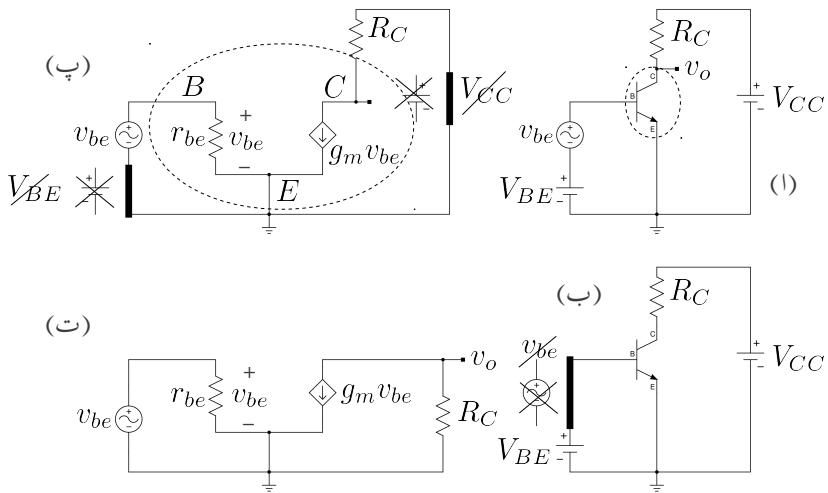
حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات ہی ہے جسے اصل ٹرانزسٹر کا دور حل کرتے حاصل کیا گیا تھا۔

مندرجہ بالا مساوات سے باریک اشاراتی انفرائش 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 بدلتے متغیرات شکل 3.81 کو حل کرنے سے بھی حاصل کے 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 بدلتے متغیرات کے مساوات میں تمام یک سمتی متغیرات کو 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۔



شكل 3.81: (ا) اصل دور (ب) مساوی یک سمتی دور (ت) مساوی باریک اشاراتی دور

آنئیں 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 بر قت تاروں کے ساتھ \$v_{be}\$ جڑا چنان تاروں کو آپس میں جوڑ دیا گیا ہے جبکہ یہاں سے \$v_{be}\$ کو نہال 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 گا 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 مونا 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 یک سمتی دور حل کیا جائے۔ یوں حاصل کی سمتی متغیرات سے نقطہ کار کردگی پر ٹرانزسٹر

3.16. باریک اشاراتی ادوار کا پائیے ریاضی نمونے کی مدد سے حل

کے r_{be} اور g_m حاصل کئے جائیں اور پھر دور میں یک سمتی منع 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 بتانا 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 پائیے ریاضی نمونے کی مدد سے حل

ٹرانزسٹر ایپلیفائر 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 کار کردگی پر ٹرانزسٹر کے متغیرات ہیں۔

2. آگے بڑھنے سے پہلے تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر افراستنڈ خطيہ میں ہے (یعنی $V_{CE} > V_{CE, \text{غيرافتندہ}}$)۔

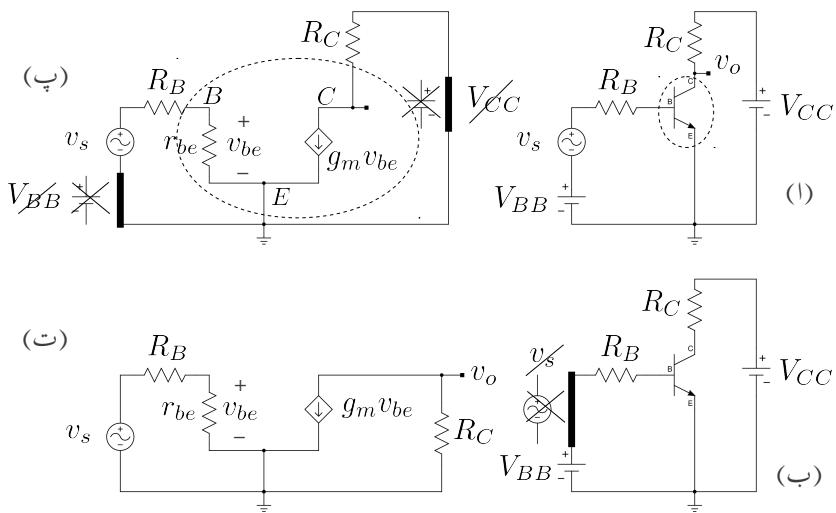
3. حاصل کردہ I_C استعمال کرتے ہوئے نقطہ کار کردگی پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں یعنی۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{1}{g_m}$$

4. اصل ٹرانزسٹر دور میں تمام منع بر قی دباؤ کو قصر دور اور منع بر قی 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۔



شكل 3.82: (ا) اصل دور (ب) مساوی یک سمتی (ت) مساوی باریک اشاراتی

5. حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو حل کرتے ہوئے ایکپلینائر کے خاصیت حاصل کریں۔ (مثلاً افراکش بر قی 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 کار کر دگی یوں منتخب ہو کہ خارجی اشارہ (جسے v_o لکھا جائے گا) کے چھٹے کے ثابت اور منفی چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افراکش بر قی رو ہے۔ (یعنی کہ خارجی اشارہ v_o کے چوٹیاں تراشی نہیں جاتیں)

اس عمل کے پہلے تین اندام 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 افراکش بر قی 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 I_C اور V_{CE} حاصل کرتے ہیں۔ داخلی جانب چونکہ

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

3.16. باریک اشاراتی ادوار کا پائیے ریاضی نمونے کی مدد سے حل

ہے لذما

$$(3.212) \quad I_C = \beta_0 I_B = \beta_0 \left(\frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہی جواب R_B کو ٹرانزٹ کے ایمپٹر جانب منتقل کرتے ہوئے لکھ کر بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R_B}{\beta_0} \right)}$$

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 ٹرانزٹ افراستنڈہ خطے میں ہے۔ اگر حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت غیرافرانسیسی سے کم ہو تو ٹرانزٹ غیر افراستنڈہ ہو گا اور اشارہ کو بڑھانے سے قادر ہو گا۔ اس صورت میں باریک اشاراتی تجویز کرنے کی ضرورت نہیں۔

حاصل I_C سے ٹرانزٹ ریاضی نمونہ کے جزو g_m اور r_{be} حاصل کرنے کے بعد شکل ت سے انداشت 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 لذما

$$v_{be} = \frac{v_s r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_c = g_m v_{be}$$

$$v_o = -i_c R_C$$

مندرجہ بالا میں مساوات سے v_o کھا 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 افراش 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 ثابت اور منفی چوڑیوں پر بھی ٹرانزسٹر افراشندہ خطے 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

$$\begin{aligned}\beta_0 &= 100 \\ V_{CC} &= 15 \text{ V} \\ V_{BB} &= 2.5 \text{ V} \\ R_C &= 7.5 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 180 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

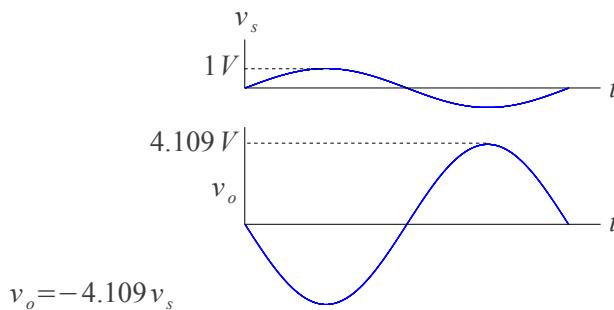
لیتے ہوئے باریک اشاراتی افراش بر قی دباؤ A_v حاصل کریں۔ زیادہ سے زیادہ نا تراشیدہ خارجی اشارے حاصل ہوتے وقت داخلی اشارے کا جیط دریافت کریں۔

حل: پہلے یک سمیٰ 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 V_{CE} (یعنی 0.2 V) سے زیادہ ہے المذاہ ٹرانزسٹر افراشندہ ہے اور یہ داخلی اشارے کو بڑھا سکتا ہے۔ آئیں ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں۔

$$\begin{aligned}g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS} \\ r_{be} &= \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{40 \times 10^{-3}} = 2.5 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{40 \times 10^{-3}} = 25 \Omega\end{aligned}$$



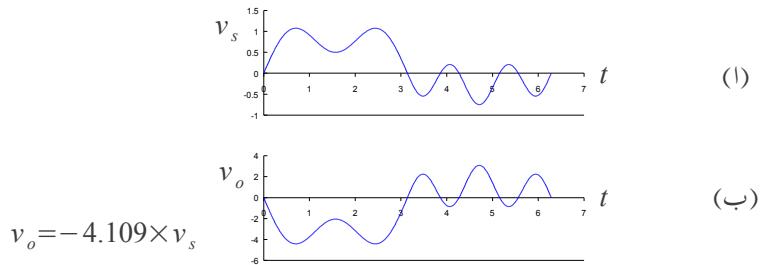
شکل 3.83: سائن-نما اشارات

اور انہیں استعمال کرتے ہوئے باریک اشارات کی افزائش بر قی دباؤ A_v حاصل کریں۔

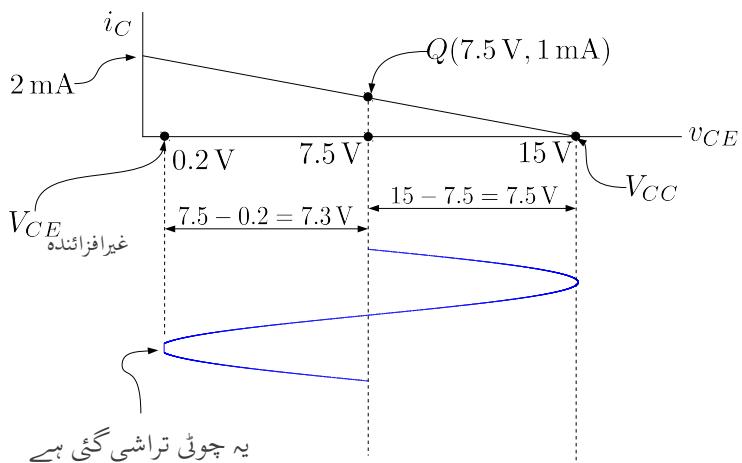
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} = -\frac{0.04 \times 2500 \times 7.5 \times 10^3}{180 \times 10^3 + 2500} = -4.109 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

اس مساوات کے مطابق یہ ٹرانزسٹر ایمپلیفیار داخی اشارہ v_s کے جیتے کو 4.109 گنا بڑھائے گا۔ A_v کی قیمت منفی ہونے کا مطلب یہ ہے کہ جس لمحہ داخی اشارہ ثبت ہو گا اس لمحہ خارجی اشارہ منفی ہو گا۔ شکل میں داخی اشارہ کو سائن نما قصور کرتے ہوئے اس حقیقت کی وضاحت کی گئی ہے۔ سائن نما اشارہ کی صورت میں یہ کہا جا سکتا ہے کہ داخی اور خارجی اشارات آپس میں 180° پر ہیں۔ داخی اشارہ کی شکل کچھ بھی ہو سکتی ہے۔ شکل 3.84 میں غیر سائن-نما اشارہ دکھایا گیا ہے جہاں دونوں گرافوں میں بر قی دباؤ کے محدود کی پیمائش مختلف ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب داخی اشارہ ثبت ہوتا ہے اس وقت خارجی اشارہ منفی ہوتا ہے اور جب داخی اشارہ منفی ہوتا ہے اس دوران خارجی اشارہ ثبت ہوتا ہے۔ یہ جاننے کے لئے کہ اس ایمپلیفیار سے کتنے جیتے 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 کار کردگی کے ایک جانب خارجی اشارہ 7.5V کا جیط رکھ سکتا ہے جبکہ دوسری جانب 7.3V کا۔ یوں جیسے ہی خارجی اشارے کا جیط 7.3V سے بڑھ جائے اس کا ایک طرف کٹنے شروع ہو جائے گا۔ 7.3V کے جیتے کا خارجی اشارہ اس وقت حاصل ہو گا جب داخی اشارے کا جیط 7V 1.777V ہو گا یعنی

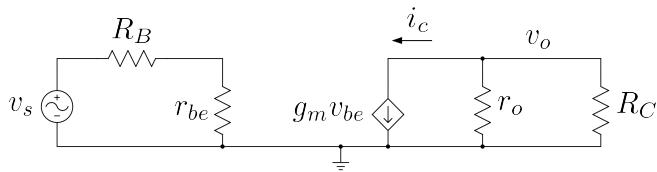
$$|v_s| = \left| \frac{v_o}{A_v} \right| = \left| \frac{7.3}{4.109} \right| = 1.777 \text{V}$$



شكل 3.84: غير سائیں-نمای اشارہ



شكل 3.85: خارجی اشارے کی زیادہ سے زیادہ ناتراشیدہ چوٹی



شکل 3.86: ٹرانزسٹر کا خارجی مزاحمت شامل کرنے مساوی دور

مثال 3.40: مثال 3.39 میں ٹرانزسٹر کا ارلی برقی دباؤ $V_A = 200 \text{ V}$ ہے۔ شکل 3.78 الف کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے A_v دوبارہ حاصل کریں۔

حل: r_o کی شمولیت سے یک سستی 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 متوالی 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

$$\left| \frac{3.96 - 4.109}{3.96} \right| \times 100 = 3.76 \%$$

تبديلی آئی۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے ایکلیفائر کی افزائش حاصل کرنے سے قابل نظر انداز غلطی پیدا ہوتی ہے۔ یہ اہم نتیجہ ہے جس کی بنا پر ٹرانزسٹر ایکلیفائر 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 $\infty \rightarrow R_C$ کرنے سے لامدد افزائش حاصل نہیں ہو گی چونکہ خارجی جانب R_C اور r_o متوازی جڑے ہیں اور ان کی مجموعی مزاجمت کسی صورت R_C یا r_o سے زیادہ نہیں ہو سکتی۔

مثال 3.41: شکل 3.87 الف کے ایکلیفائر میں R_E کا اضافہ کیا گیا ہے۔ اس ایکلیفائر کی افزائش A_v اور داخلی مزاجمت r_i حاصل کریں۔

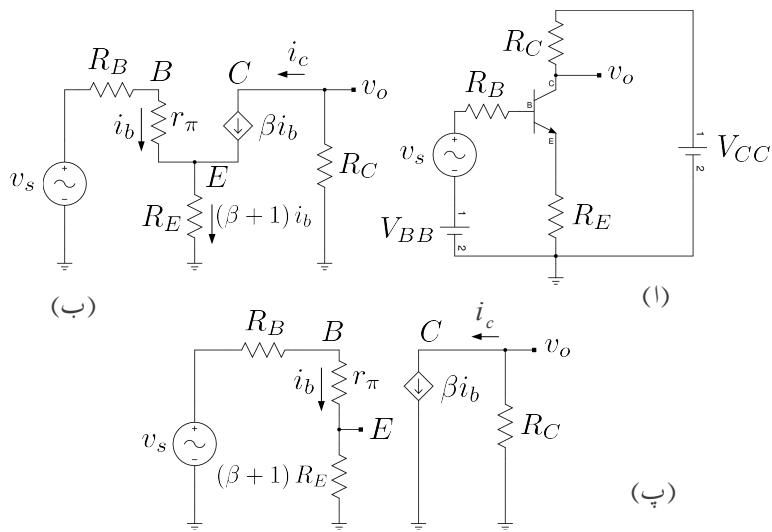
حل: ایکلیفائر میں بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ حاصل V_{CE} کی قیمت V_{CE} سے زیادہ ہے چونکہ صرف اسی صورت ٹرانزسٹر اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔

شکل 3.87: ایمپلیفیائر بمعہ 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 بر قی 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 کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_s &= i_b R_B + i_b r_\pi + (\beta + 1) i_b R_E \\ &= i_b \left(R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E \right) \end{aligned}$$

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 جا سکتا ہے یعنی

$$r_i = \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E$$

خارجی جانب کے دائرے میں چونکہ $v_o = -i_c R_C$ اور $i_c = \beta i_b$ 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

$$\begin{aligned} (3.216) \quad A_v &= -\frac{\beta}{\beta + 1} \frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \\ &= -\frac{\alpha R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \\ &\approx -\frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \end{aligned}$$

مجھی لکھا جا سکتا ہے جہاں $r_e = r_\pi \frac{R_B}{\beta+1}$ کا استعمال کیا گیا ہے۔

اسیں شکل 3.87 پ کو حل کریں جہاں مزاحمت کی قیمت بھاکر $R_E (\beta + 1)$ کرتے ہوئے داخلی اور خارجی دائرے کو جدا کر دیا گیا ہے۔

جوڑ E پر شکل 3.87 ب میں $v_E = (\beta + 1) i_b \times R_E$ برتنی دباؤ پایا جاتا ہے۔ شکل 3.87 ب میں یہاں $i_b \times (\beta + 1) R_E$ دباؤ 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 ب کے داخلی دائرے پر کرچاف کا قانون برائے برتنی 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

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

ہی 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 ایمٹر مشترک⁴⁸ یا کلکٹر مشترک ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر کے لئے ایسا کر کے جواب حاصل کرنا ممکن نہ ہو گا۔

⁴⁸ مشترک ایمٹر، مشترک کلکٹر اور مشترک بیس کی پہچان حصہ 3.19 میں کی گئی ہے

افراکش بر قی 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 تیرے قدم پر r_e کو $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ کو 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 ایمیٹر پر مزاحمت R_E کے ساتھ سلسلہ وار r_{be} اور $\frac{R_B}{\beta+1}$ اور $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ منسلک ہیں۔ r_e کو $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ کو لکھا جا سکتا ہے۔ یوں ایمیٹر 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۔

$$(3.217) \quad A_v = -\alpha \left(\frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -\alpha \left(\frac{\text{کلکٹر پر کل مزاحمت}}{\text{ایمیٹر پر کل مزاحمت}} \right)$$

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 بین 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 ایکلیفائر کے بین 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: کل 3.87 الف میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 2.35 \text{ V}$$

$$\beta = 99$$

$$R_B = 150 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 75 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 15 \text{ k}\Omega$$

لیتے ہوئے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت A_v اور افزائش $r_i = \frac{v_s}{i_b}$ حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{2.35 - 0.7}{\frac{150000}{99+1} + 15000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned}
 V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\
 &= 12 - 0.1 \times 10^{-3} \times (75000 + 15000) = 3 \text{ V}
 \end{aligned}$$

چونکہ حاصل V_{CE} کی قیمت V_{CE} عیناً زیاد ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ ہے اور اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ خط بوجہ کھینچ کر آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خارجی اشارے کی زیادہ سے زیادہ ناتراشیدہ چوٹی نقطہ کار کر دیگی کے ایک جانب $3 - 0.2 = 2.8 \text{ V}$ اور دوسری جانب $9 - 3 = 6 \text{ V}$ ہوں گیں۔ یوں سائن۔ نما اشارہ کی زیادہ سے زیادہ خارجی ناتراشیدہ چوٹی 2.8 V ممکن ہو گی۔

حاصل I_C سے ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4 \text{ mS}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{99}{0.004} = 24.75 \text{ k}\Omega$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m} = \frac{0.99}{0.004} = 247.5 \text{ }\Omega$$

بڑیک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} r_i &= \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E \\ &= 150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000 \\ &= 1.67475 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

ایمپلیفیاٹر کی افزائش بر قی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

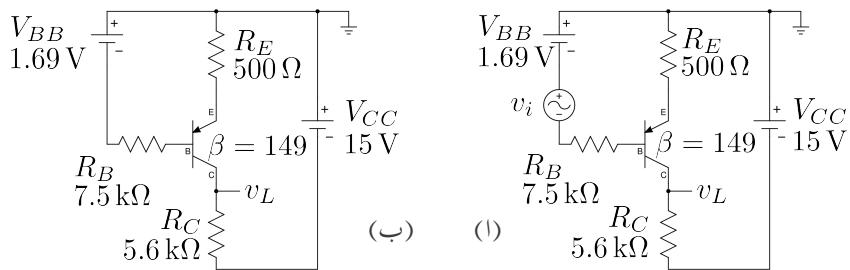
$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ &= -\frac{99 \times 75000}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\ &= -4.4335 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} \sum R_E &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \\ &= \frac{150000}{99 + 1} + 247.5 + 15000 \\ &= 16747.5 \text{ }\Omega \end{aligned}$$



شکل 3.88: جمع-منفی-جمع ایمپلیفیائر

لئے جائیں گے اور یوں

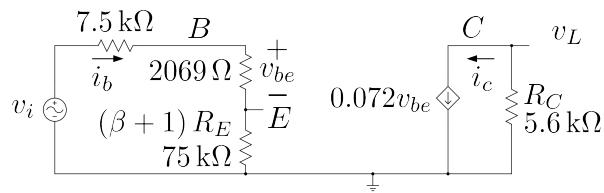
$$A_v = - \left(\frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -0.99 \times \left(\frac{75000}{16747.5} \right) = -4.4335 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.43: شکل 3.88 میں $v_i = 0.001 \sin \omega t$ حاصل کریں۔ اگر v_L ہوتا ہے تو $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ کیا ہو گا؟

حل: بدلتے متغیرات کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل 3.88 ب سے یک 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-منفی-جمع ایمپلیفائر 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 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

$$i_b = \frac{v_i}{7500 + 2069 + 75000} = \frac{v_i}{84569}$$

$$v_{be} = i_b \times 2069 = \frac{v_i}{84569} \times 2069 = 0.024465 v_i$$

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

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -9.864 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی جواب کو یوں بھی حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} \sum R_C &= 5.6 \text{ k}\Omega \\ \sum R_E &= \frac{R_B}{\beta + 1} + \frac{r_{be}}{\beta + 1} + R_E = 563.79 \Omega \\ A_v &= -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{5600}{563.79} = -9.933 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ A_v کے ان دو جوابات میں صرف

$$\left| \frac{9.933 - 9.864}{9.933} \right| \times 100 = 0.69 \%$$

کا فرق 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۔

$$I_C = \alpha I_E = \left(\frac{\beta}{\beta + 1} \right) I_E = 1.788 \text{ mA}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.788 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.07152 \text{ S}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = 2083.333 \Omega$$

یوں پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے

$$i_b = \frac{v_i}{7500 + 2083.33 + 75000} = \frac{v_i}{84583.33}$$

$$v_{be} = i_b \times 2083.33 = \frac{v_i}{84583.33} \times 2083.33 = 0.02463v_i$$

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 $v_i = 0.001 \sin \omega t$ ہوتے

$$v_L = -9.864 \times 0.001 \sin \omega t = -0.009864 \sin \omega t$$

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 میں جانب تمام مزاحمت کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے مساوات 3.217 استعمال کرتے آرہے 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'_i سے مراد کا ٹرانزسٹر میں عکس مطلب لیتے ہیں۔ یہاں ہم R'_i سے ہرگز 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

$$(3.218) \quad \begin{aligned} R_i &= (\beta + 1) (r_e + R_E) \\ &= r_{be} + (\beta + 1) R_E \\ R'_i &= R_B + R_i \\ &= R_B + (\beta + 1) (r_e + R_E) \end{aligned}$$

ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب ان داخلی مزاحمت کے عکس

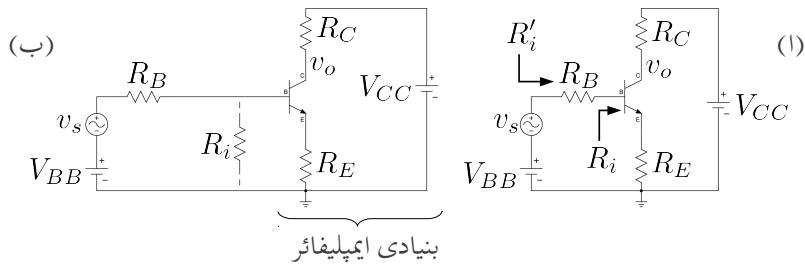
$$\begin{aligned} \frac{R_i}{\beta + 1} &= r_e + R_E \\ \frac{R'_i}{\beta + 1} &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \end{aligned}$$

ہیں۔ مساوات 3.217 میں R_E سے مراد داخلی مزاحمت R'_i کا عکس ہے۔ آئیں اب اسی ایکٹلیفائر کو دوسری نظر سے دیکھیں۔

شکل 3.90 ب میں بنیادی ایکٹلیفائر کی نشاندہی کی گئی ہے۔ R_B اس بنیادی ایکٹلیفائر کا حصہ نہیں ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس سے دیکھتے ہوئے ایکٹلیفائر مزاحمت R_i نظر آتا ہے۔ اس حقیقت کی وضاحت شکل ب میں ٹرانزسٹر کے بیس جانب R_i دکھائکر کی گئی ہے۔

شکل 3.91 میں ایکٹلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے اس کے دو گلوے بھی کر دئے گئے ہیں۔ یوں شکل 3.91 الف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.219) \quad \begin{aligned} v_b &= \left(\frac{R_i}{R_B + R_i} \right) v_s \\ &= \left(\frac{(\beta + 1) (r_e + R_E)}{R_B + (\beta + 1) (r_e + R_E)} \right) v_s \end{aligned}$$



شکل 3.90

جہاں مساوات 3.218 سے R_i کی قیمت پر 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

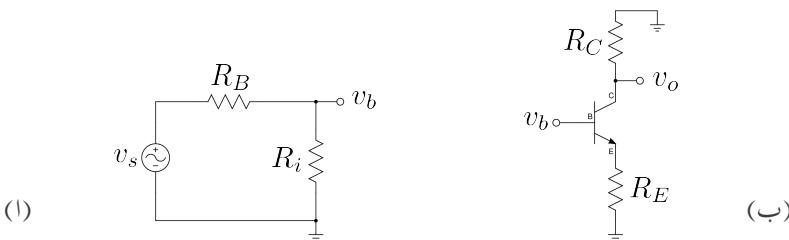
$$(3.222) \quad v_o = -\left(\frac{R_C}{r_e + R_E}\right) \left(\frac{(\beta + 1)(r_e + R_E)}{R_B + (\beta + 1)(r_e + R_E)}\right) v_s$$

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 $\sum R_E + r_e$ دراصل ہے جو از خود داخلی مزاحمت کا ایک جانب عکس سے یعنی $\frac{R_i}{\beta+1} - \sum R_E$ ہے۔ یہ اگر داخلی مزاحمت بڑھائی جائے تو انفرائش A_v لگھتے گی۔ یہ ایک اہم نتیجہ

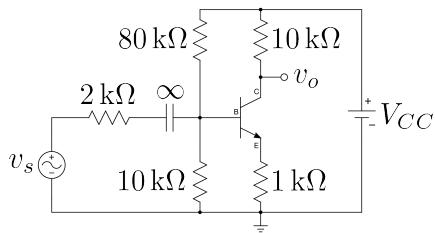


شکل 3.91:

ہے۔ ایمپلینیٹر تخلیق دیتے 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 ایمپلینیٹر استعمال کرتے ہوئے کسی بھی قیمت کے داخلی مزاحمت اور افزائش حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ اس طرح کے ایمپلینیٹر آپ آگے جا کر دیکھیں گے۔

ایمپلینیٹر حل کرنے کا یہ طریقہ نہیں اہم ہے۔ اس طریقے کو آگے بایوں میں بار بار استعمال کیا جائے گا۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ اس طریقے کو سمجھے بغیر آگے مت بڑھیں۔ اس طریقے کو قدم با قدم دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

- ٹرانزسٹر کے بیس پر دیکھتے ہوئے ایمپلینیٹر کا داخلی مزاحمت R_i حاصل کریں۔
- دور میں بنیادی ٹرانزسٹر ایمپلینیٹر 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 ایمپلینیٹر کی افزائش کی $A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$ سے حاصل کریں۔ $\sum R_E$ سے مراد بنیادی ایمپلینیٹر 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 ایکپلینیفار 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 کپسٹر کو قصر دور تصور کریں۔

حل: شکل 3.93 میں بدلتی رو مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی مزاحمت

$$R_i = (100 + 1) \times (25 + 1000) \approx 100 \text{ k}\Omega$$

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

$$v_b = \left(\frac{8160}{2000 + 8160} \right) v_s = 0.803 v_s$$

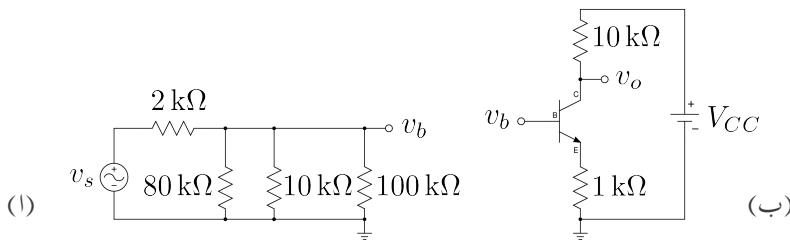
حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب سے

$$A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{10000}{25 + 1000} = -9.756 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

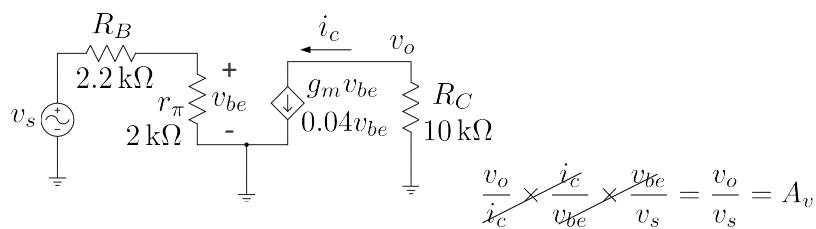
حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_b} \times \frac{v_b}{v_s} = -9.756 \times 0.803 = -7.834 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.93

شکل 3.94: زنجیری ضرب سے A_v کا حصول

زنجیری ضرب کا طریقہ 3.16.1

ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کو استعمال کرتے ہوئے افراکش بر قی دباؤ A_v حاصل کرنا ہم نے دیکھا۔ اس سے پہلے کے ایسے مزید مثال دیکھیں ہم ایک نہیت عمده طریقہ کار سمجھتے 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

$$(3.224)$$

$$\begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{r_\pi + R_B} \end{aligned}$$

ان تین مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.225) \quad \begin{aligned} \frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -10000 \\ \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.04 \\ \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} = \frac{2200}{2200 + 2000} = 0.5238 \end{aligned}$$

اس مساوات کے پہلی جزو کے دائیں 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 10000 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 ناہی i_c کی، مگر اس مساوات کے تحت ہم جانتے ہیں کہ $\frac{v_o}{i_c}$ ہر صورت 10000 کے برابر ہو گا۔

اسی طرح مندرجہ بالا مساوات کے دوسرے جزو میں دائیں 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 ناہی 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 تیسرا جزو سے ہم جانتے ہیں کہ $\frac{v_{be}}{v_s}$ کی قیمت ہر صورت 0.5238 رہے گی۔

اکیں 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 قوسیں میں بند تناوب 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

$$(3.227) \quad A_v = -10000 \times 0.04 \times 0.5238 = -209.52 \frac{V}{V}$$

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 بر عکس دور کے تمام مزاحمت کے قیمت اور ریاضی نمونہ کے تمام جزو (مسنگ g_m ، π^2 اور β) کے قیمت ہمیں پہلے سے معلوم ہوتے ہیں۔

3. یوں زنجیری ضرب کی خاطر تو سین لکھتے ہوئے مساواتوں کے باکیں ہاتھ پر صرف نامعلوم 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 ایکلیفائز کے خارجی نقطے سے شروع کرتے ہوئے داخلی جانب چلتے ہوئے زنجیر کی کڑی جوڑتے رہیں۔

5. زنجیری ضرب کی ہر نئی کڑی (توسین) میں اوپر لکھا متغیرہ گزشته کڑی (توسین) 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_0 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 نامعلوم برقی دباؤ یا برقی رو ہیں۔ مزید یہ کہ دوسرا قوسین یعنی $\left(\frac{i_c}{v_s} \right)$ میں اوپر i_c لکھا گیا ہے جو اس سے پہلے تو سین 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 جا سکتا ہے

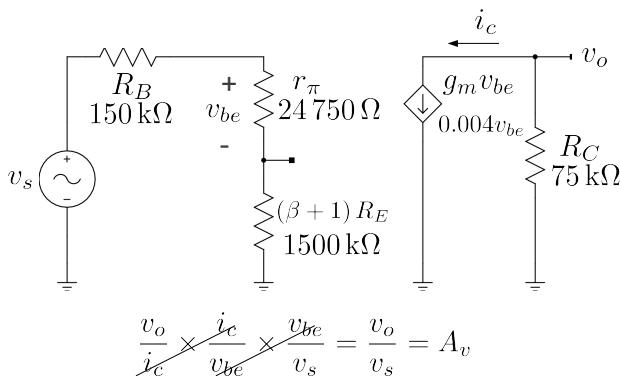
$$A_v = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \times \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

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 تیسرا قوسین میں کسر میں اوپر v_{be} لکھا گیا ہے جو کہ اس سے پہلے قوسین میں بند کسر میں پہنچ 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 ہاریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم مندرجہ ذیل مساوات لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.228) \quad \begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E} \end{aligned}$$



شکل 3.95: زنجیری ضرب کی ایک اور مثال

جن سے مندرجہ ذیل کسر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -75000 \\
 \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.004 \\
 \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E} \\
 &= \frac{24750}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\
 &= 0.014778325
 \end{aligned}
 \tag{3.229}$$

ان کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
 A_v &= \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \times \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right) \\
 &= (-75000) \times (0.004) \times (0.014778325) \\
 &= -4.433 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}
 \tag{3.230}$$

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 دیکھا ہے کہ i_c کو کیسے لکھا جاسکتا ہے۔

ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ $i_c = g_m v_{be}$ کی مدد سے لکھا جاسکتا ہے۔ تیرے قدم پر ہم دیکھتے ہیں کہ v_s کی مدد سے لکھا جاسکتا ہے۔

مثال 3.46: شکل 3.96 اف کے ایمپلینافر میں

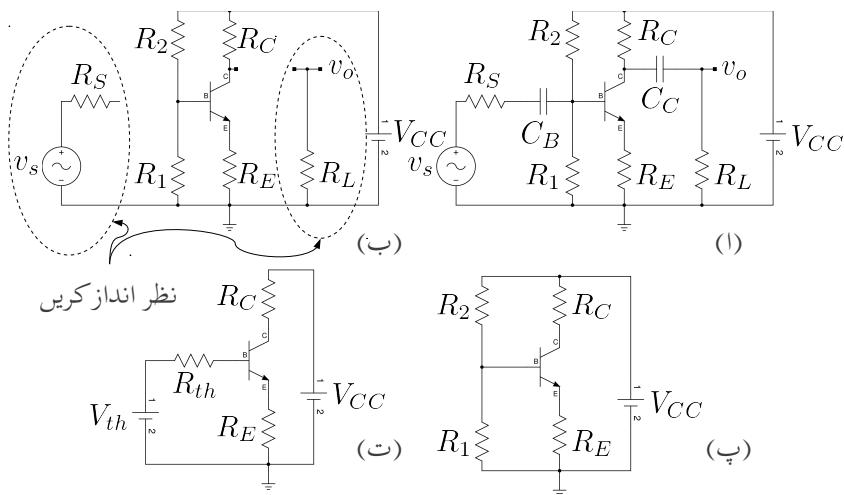
$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$\beta = 179$
$R_C = 75 \text{ k}\Omega$	$R_E = 15 \text{ k}\Omega$
$R_1 = 320 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega$
$R_S = 5 \text{ k}\Omega$	$R_L = 375 \text{ k}\Omega$

ہیں۔ ایمپلینافر کی افزائش برقی دباؤ $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایمپلینافر میں عموماً کپیسٹر استعمال کئے جاتے ہیں جن کا ایک اہم مقصد یک سمی برقی دباؤ اور یک سمی برقی روکو دور کے محدود حصے کے اندر رکھنا ہوتا ہے۔ عموماً ان کپیسٹر کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ اشارات کے تعداد پر ان کپیسٹر کی برقی رکاوٹ کم سے کم ہو۔ یوں اشارات بغیر گھٹانے سے گزر سکتے ہیں۔ چونکہ کپیسٹر یک سمی متغیرات کے لئے کھلے دور کے طور کام کرتا ہے لہذا بدلتے اشارات کے ساتھ منسلک دور کے حصہ ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کر دیگی کو متاثر نہیں کر سکتے چونکہ ان تک یک سمی متغیرات کی رسائی نہیں ہوتی۔ ہم ایمپلینافر ادوار میں تصور کریں گے کہ بدلتے اشارات کے لئے کپیسٹر قصر دور کے طور کام کرتے ہیں اور یک سمی متغیرات کے لئے یہ کھلے دور کے طور کام کرتے ہیں۔ جہاں ایسا تصور نہ کرنا ہو وہاں بتلایا جائے گا۔

مساوی یک سمی 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 سمی دور سے منقطع ہو جاتے ہیں۔ انہیں نقطے دار لکھروں 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 اف 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 ایمپلینافر میں باریک اشارات کو بذریعہ کپیسٹروں کے یوں منتقل کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کر دیگی متاثر نہ ہو۔



شکل 3.96: یک سمی اور بدلتے متغیرات کے علیحدگی کی مثال

مسئلہ تھونن کی مدد سے شکل ت میں اسی یک سمی دور کو دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں

$$V_{th} = \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{320 \times 10^3 \times 15}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} = 2.37624 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{320 \times 10^3 \times 1.7 \times 10^6}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} = 269.3 \text{ k}\Omega$$

آنیں یک سمی 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 $V_{CE} > 0.2 \text{ V}$ المدا ٹرانزسٹر افراستنڈ ہے۔ ٹرانزسٹر کے π ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1016 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4.046 \text{ mS}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{179}{4.064 \times 10^{-3}} = 44.045 \text{ k}\Omega$$

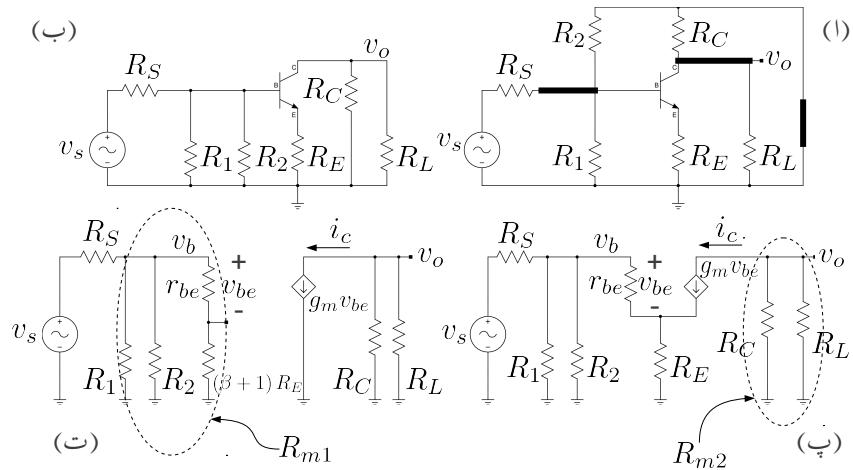
$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = 246 \Omega$$

جیسے پہلے ذکر ہوا کہ ایمپلیفیئر میں کپیسٹر کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ باریک اشارہ کے تعداد پر ان کی برقی رکاوٹ (X_C) قبل نظر انداز ہو۔ یوں مساوی پدتا 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_B اور C_C کو بھی قصر دور کیا گیا ہے۔ ان قصر دور کو موٹی کلیروں سے واضح کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے R_C کے علاوہ R_2 کا بھی ایک سرا برقی زمین سے جا جلتا ہے۔ اسی کو شکل ب میں صاف سمجھا بنا کر دکھایا گیا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ آپ کو شکل اف اور شکل ب یکسان نظر آتے ہیں چونکہ اس عمل کی بار بار ضرورت پڑے گی۔ اس شکل میں R_L اور R_E 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 لکٹے 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 آپس میں متوازی جڑے ہیں۔ ان متوازی جڑے مزاجتوں کی کل قیمت کو R_{m1} لکھتے ہیں جہاں

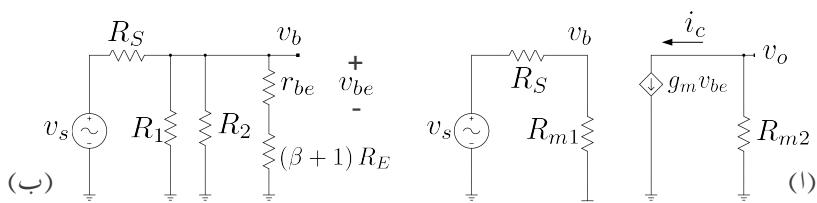
$$(3.231) \quad \frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

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 مزاجتوں 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_{be} اور v_b 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۔

$$(3.232) \quad \frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S}$$

$$(3.233) \quad \frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

آنکیں اب A_v حاصل کریں۔ شکل 3.97 ت کو دیکھتے ہوئے اور شکل 3.98 کو زہن 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 مثاولوں سے قدر مختلف ہے چونکہ یہاں ایک قوسین زیادہ ہے۔ آنکیں تمام قوسین کی قیمتیں استعمال کرتے ہوئے اس مساوات کو حل کریں۔ پہلے درکار قیمتیں حاصل کرتے ہیں یعنی

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320 \times 10^3} + \frac{1}{1.7 \times 10^6} + \frac{1}{44045 + (179 + 1) \times 15 \times 10^3}$$

$$R_{m1} = 245.2386 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75000} + \frac{1}{375000}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} = \frac{44045}{440405 + (179 + 1) \times 15000} = 0.01605$$

$$\frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{245238.6}{245238.6 + 5000} = 0.980019$$

اور یوں

$$A_v = -62500 \times 0.004064 \times 0.01605 \times 0.980019 = -3.9952 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئین اسی افراٹش کو صفحہ 352 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۔ متوالی 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۔ لیتے ہوئے مساوات سے $\alpha = \frac{179}{179+1} = 0.994444$

$$\begin{aligned}\frac{v_o}{v'_i} &= -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\ &= -0.994444 \times \frac{62.5 \times 10^3}{15.273 \times 10^3} \\ &= -4.0693 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

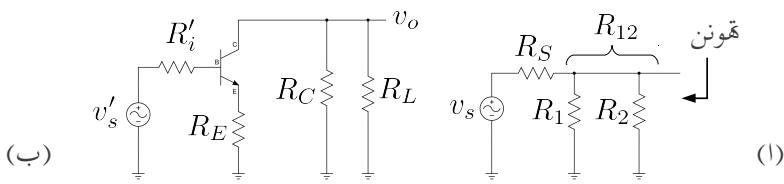
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\begin{aligned}A_v &= \frac{v_o}{v'_i} \times \frac{v'_i}{v_s} \\ &= -4.0693 \times 0.98177 \\ &= -3.995 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ مساوات سے $\alpha = 0.994444$ کی قوت استعمال سے متاثر ہو سکتے ہیں۔

R_S کو ایک پلیفار کا حصہ تصور نہیں کرتے ہوئے باریک اشاراتی داخل مزاحمت r_i شکل 3.97 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: گل کلکٹر اور ایمپر مزاحمت کے شرح سے افزائش کا حصول

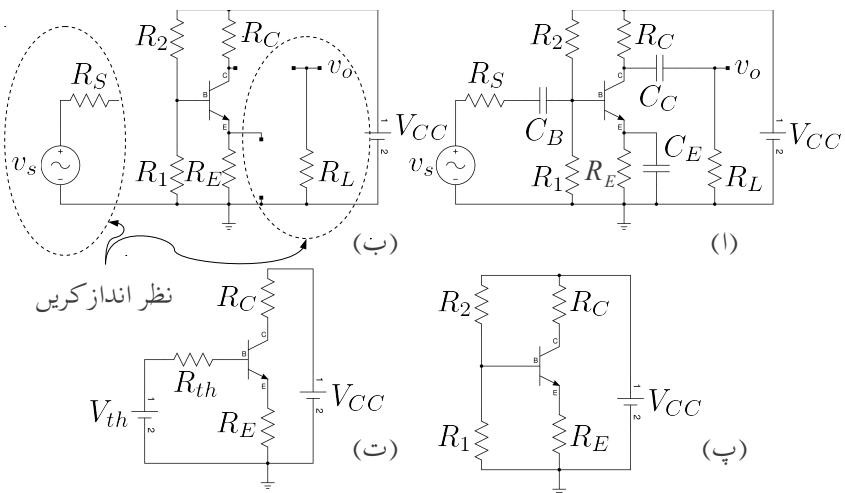
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی داخلی مزاحمت کا دارو مدار R_1 , R_2 اور ٹرانزسٹر کے بین سرے پر دیکھتے ہوئے مزاحمت $(r_{be} + (\beta + 1)R_E)$ پر ہے۔ ان تمام قیمتیوں میں عموماً r_{be} کی قیمت نسبتاً کم ہوتی ہے۔

مثال 3.47: شکل 3.96 الف میں R_E کے متوالی کپیسٹر C_E نسب کریں جہاں C_E کی قیمت اتنی ہے کہ یہ اشارہ کو کم سے کم گھٹاتا ہے۔ اس ایکلیفائر کی داخلی مزاحمت r_i اور افزائش A_v حاصل کریں۔

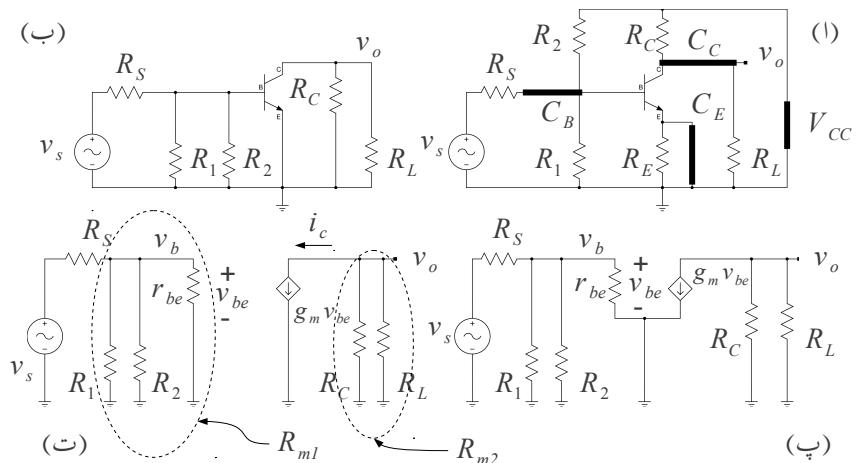
$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\ R_C = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\ R_S = 5 \text{ k}\Omega & R_L = 375 \text{ k}\Omega \end{array}$$

حل: کپیسٹر سمتی دور کو شکل 3.101 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 کار کردگی پر کسی قسم کا کوئی اثر نہیں پڑا۔ یوں پچھلی مثال کے نتائج یہاں استعمال کئے جا سکتے 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 اف 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

$$A_v = (-62500) \times (0.004064) \times (0.8833) = 224 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے۔ گزشتہ مثال کی افراکش کے ساتھ موازنہ کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ C_E نسب کرنے سے افراکش بہت زیادہ بڑھ گئی ہے۔ اس کو مساوات 3.217 یعنی

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے با آسانی سمجھا جاسکتا ہے۔ چونکہ باریک اشارات کے لئے C_E بطور قصر دور کام کرتا ہے المذا

$$\sum R_E = \frac{R_{th}}{\beta + 1} + r_e$$

رہ جاتا ہے جبکہ

$$\sum R_C = R_{m2}$$

ہی ہے۔ $\sum R_E$ کم ہونے کی وجہ سے افراکش میں اضافہ پیدا ہوا ہے۔ اس حقیقت کو سمجھ کر یاد رکھیں۔

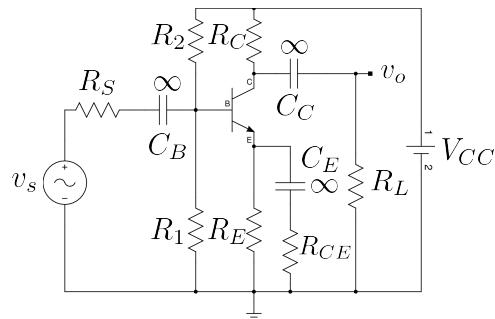
شکل سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$r_i = R_{m1} = 37.854 \text{ k}\Omega$$

جہاں R_S کو ایپلیفائر کا حصہ نہیں تصور کیا گیا ہے۔ گزشتہ ایپلیفائر 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 C_E اور R_E کے استعمال سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_i اور افراکش 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 ایپلیفائر کی داخلی مزاحمت r_i اور افراکش A_v حاصل کریں۔ R_{CE} کی قیمت



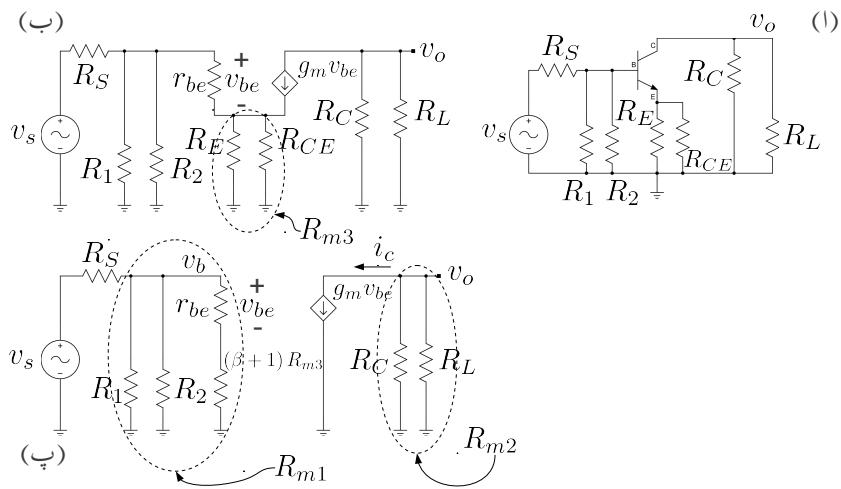
شکل 3.102: یک سمی اور باریک اشارات کے علیحدگی کی ایک اور مثال

100 Ω رکھیں۔ حل: شکل 3.102 میں دور دکھایا گیا ہے۔ کپیسٹر کی برقی رکاوٹ $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ ہوتی ہے۔ کسی بھی تعداد پر کپیسٹر کی قیمت بڑھا کر اس کی برقی رکاوٹ کی قیمت کم کی جاسکتی ہے۔ جیسا پہلے بتایا 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 حققت کو بیان کرتا ہے جہاں اس کا مطلب یوں لیا جاتا ہے کہ باریک اشارات کے تعداد پر $|Z_C|$ کی قیمت صفر لی جائے۔

اس دور کا بھی یک سمی مساوی دور پہلی مثابوں کی طرح رہے گا اور یوں وہاں کے نتائج یہاں مقابل 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

$$\begin{aligned}\frac{1}{R_{m1}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_{m3}} \\ \frac{1}{R_{m2}} &= \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L} \\ \frac{1}{R_{m3}} &= \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{CE}}\end{aligned}$$

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۔

$$\begin{array}{ll}
 V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\
 R_C = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\
 R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\
 R_S = 5 \text{ k}\Omega & R_L = 375 \text{ k}\Omega \\
 R_{CE} = 100 \Omega &
 \end{array}$$

ای طرح یک سختی حل کے بعد حاصل کئے گئے ریاضی نمونے 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۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_b} \right) \left(\frac{v_b}{v_s} \right) \\ &= (-62500) \times (0.004064) \times (0.711255) \times (0.9096625) \\ &= -164 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

اسی شکل سے ایکپلینافر 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 ایکپلینافر کا حصہ تصور نہیں کیا گیا۔ اگر اس کو بھی شامل کیا جائے تو کل داخلی مزاحمت کی قیمت مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$r_{i_{\text{کل}}} = r_i + R_S = 55.348 \text{ k}\Omega$$

اس مثال میں ایک اہم بات سامنے آئی۔ کپیسٹر C_E اور مزاحمت R_{CE} کے استعمال سے یہ ممکن ہے کہ ہم ٹرانزسٹر ایک پلینار کی افراکش اپنے مرضی سے طے کر سکیں۔ اس مثال میں اگر R_{CE} کی قیمت صفر کھی جائے تو زیادہ سے زیادہ افراکش حاصل ہوتی ہے اور اگر R_{CE} کی قیمت لاحدہ کر دیا جائے تو کم سے کم افراکش حاصل ہوتی ہے۔ R_{CE} کی قیمت ان حدود کے درمیان رکھتے ہوئے افراکش بھی دو حدود کے اندر کھیں پر بھی رکھی جاسکتی ہے۔ مساوات 3.217 یعنی

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے اس حقیقت کو با آسانی سمجھا جا سکتا ہے۔ اس مثال میں متوازی جڑے مزاحمت R_E اور R_{CE} کے کل مزاحمت کو $\sum R_E$ کھیں گے۔ یہاں چونکہ R_E کو نقطہ کار کر دی گی تین کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا ہے لہذا اس کو تبدیل کئے بغیر A_v میں تبدیلی R_{CE} کی مدد سے حاصل کی جاسکتی 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۔ بر قی روا فراکش حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔ $A_i = -30 \frac{\text{A}}{\text{A}}$

حل: مساوی دور سے افراکش لکھتے ہیں

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = -30 = -120 \left(\frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + r_i \| R_1 \| R_2} \right)$$

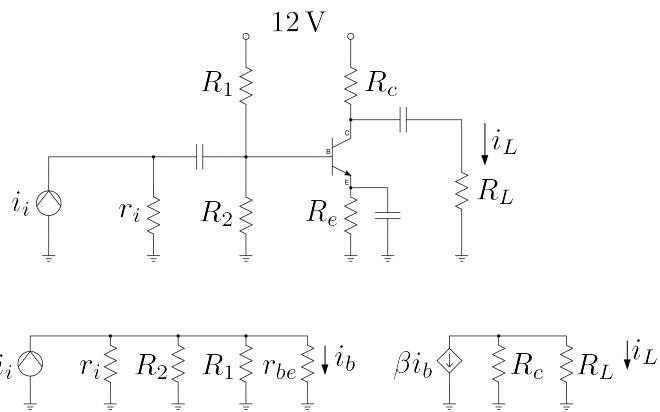
جس سے

$$(3.235) \quad \frac{1}{4} = \left(\frac{R_c}{R_c + 1000} \right) \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \| R_1 \| R_2} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسی وہ تمام قیمتیں جو اس مساوات پر پورا اتریں درست جواب ہیں۔ آئیں ہم دونوں توصییں کی قیمتیں برابر رکھ کر دیکھیں۔ ایسا کرنے سے عموماً قابل قبول جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\frac{1}{2} = \left(\frac{R_c}{R_c + 1000} \right)$$

$$\frac{1}{2} = \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \| R_1 \| R_2} \right)$$



شکل 3.104: ایمپلیفائر کا تخلیق

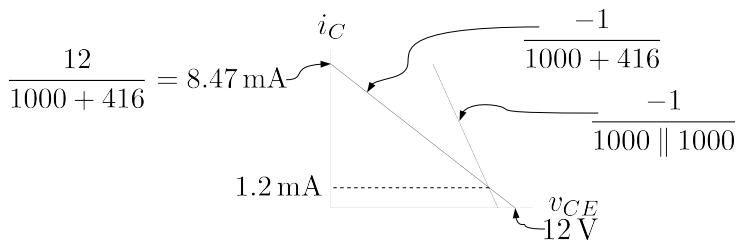
لیتے ہیں۔ یوں پہلی مساوات سے $R_b = R_1 \parallel R_2$ حاصل ہوتا ہے۔ دوسرے مساوات میں $R_c = 1\text{k}\Omega$ کو لکھتے ہیں۔

$$\frac{1}{2} = \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_b} \right)$$

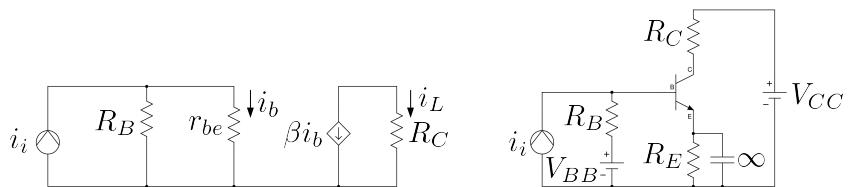
اس مساوات میں دونا معلوم متغیرات ہیں لہذا کسی ایک کی قیمت خود چنی ہو گی۔ اگر $R_b = 5\text{k}\Omega$ رکھی جائے تو $r_{be} = 2.5\text{k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ اگر $R_b \rightarrow \infty$ تصور کی جائے تو $r_{be} = 5\text{k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_b تبدیل کرنے سے r_{be} کی قیمت پر خاص 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 $r_{be} = \frac{\beta}{g_m} R_b$ یعنی $I_{CQ} = \frac{\beta V_T}{R_b}$ ہوتا ہے لہذا $I_{CQ} = 1.2\text{mA}$ حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.105 میں یک سمتی اور بدلتی روختہ بوجھ دکھائے گئے ہیں جہاں سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ i_C کے حیطے کی حد 1.2mA ہے۔ یوں i_L کے حیطے کی حد 0.6mA ہے۔ اگر زیادہ حیطہ درکار ہو تو تخلیق کو اس نقطے نظر سے دوبارہ سرانجام دینا ہو گا کہ I_{CQ} درکار حیطہ فراہم کر سکے۔

$R_2 = 48\text{k}\Omega$ اور $V_{BB} = 1.2492\text{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں R_1 اور βI_{CQ} سے R_e حاصل ہوتے ہیں۔



شکل 105: خطوط پوجہ.



شکل 106: ایمپلیفائر اور اس کا باریک اشاراتی مساوی دور

آئیں شکل 106 پر غور کریں۔ اس کی افرائش $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ 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 یہ

$$A_i = \frac{-\beta}{1 + \frac{r_{be}}{R_B}}$$

لکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ زیادہ سے زیادہ افزائش اس وقت حاصل ہو گی 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 جتنی قیمت ٹرانزسٹر کے β کے برابر ہو گی۔ صفحہ 260 پر مساوات 3.32 اور مندرجہ بالا شرط کو 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 تو تخلیق کردہ ایمپلیفائر کی افزائش زیادہ سے زیادہ ہو گی اور ساتھ ہی ساتھ ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی β کے تبدیلی سے قابل قبول حد تک متاثر ہو گا۔ اگر اس شرط کو نجھانا ممکن نہ ہو تو یا تو کم افزائش اور یا پھر β کے تبدیلی سے نقطہ کارکردگی کا اپنی جگہ سے انحراف کو برداشت کرنا ہو گا۔

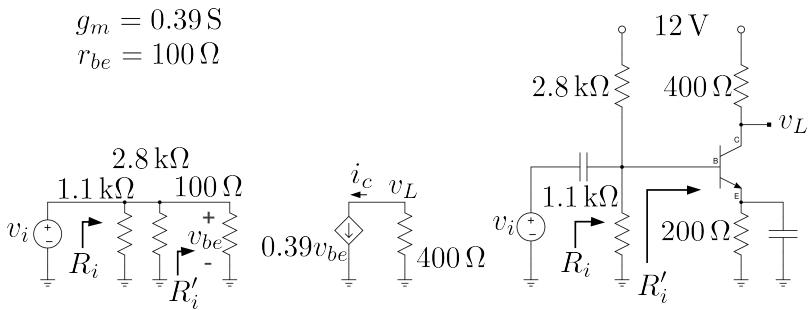
3.17 برقی بار، داخلی مزاحمت اور ایمپلیفائر کی افزائش

شکل 3.107 میں ایک ایمپلیفائر اور اس کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھائے گئے جہاں تمام کپیسٹروں کی قیمت لا محدود ہے۔ اس کی افزائش

$$\begin{aligned} A_{v1} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\ &= -400 \times 0.39 \times 1 = -156 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

جبکہ داخلی مزاحمت R'_i

$$R'_i = 100 \Omega$$



شکل 3.107: سادہ ایمپلیفیائر

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 میں پر دیکھتے ہوئے مزاحمت ہے جبکہ R_i ٹرانزسٹر کو مائل کرنے والے مزاحتوں کے اثر کو بھی شامل کرتا ہے۔ شکل 3.108 میں خارجی جانب برتنی بوجھ R_L لادا گیا ہے۔ اگر $R_L = 200 \Omega$ ہوتا ہے تو اس ایمپلیفیائر 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 $R_L = 88.76 \Omega$ ہوتا ہے

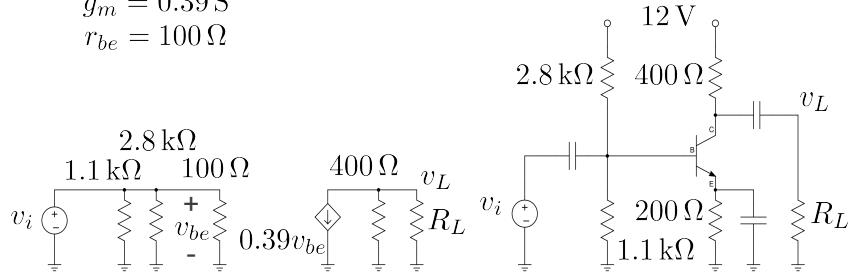
$$(3.240) \quad A_{v3} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i}$$

$$= - \left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76} \right) \times 0.39 \times 1 = -28 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دونوں اشکال میں $v_{be} = v_i$ ہونے کی بدولت افزائش میں تیرے کسر یعنی $\frac{v_{be}}{v_i}$ کا کوئی کردار نہیں۔ آئین داخلی اشارے کی مزاحمت کا اثر دیکھیں۔ شکل 3.109 میں اس غرض سے داخلی اشارے کا

$$g_m = 0.39 \text{ S}$$

$$r_{be} = 100 \Omega$$



شکل 3.108: سادہ بوجہ سے لدا ایمپلیفیٹر

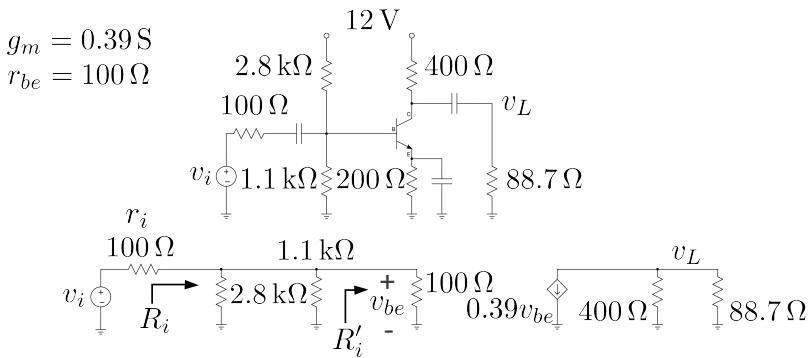
مزاحمت بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس ایمپلیفیٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} A_{v4} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\ &= -\left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76}\right) \times 0.39 \times \left(\frac{R_i}{r_i + R_i}\right) \\ &= -\left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76}\right) \times 0.39 \times \left(\frac{88.76}{100 + 88.76}\right) \\ &= -28 \times 0.47 \\ &= -13 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

جہاں r_i اور R_i کے کردار کی وجہ سے افزائش گزشتہ قیمت کے 0.47 گناہ گئی ہے۔ یاد رہے کہ حقیقت میں r_i ہر صورت موجود ہوتا ہے۔ $A_{v4} = 0.47A_{v'}$ لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے میں تاکلکش کی افزائش $A_{v'}$ یعنی $\frac{v_L}{v_{be}}$ میں کوئی تبدیلی رونما نہیں ہوئی۔ کل افزائش $\frac{v_L}{v_i}$ میں کی اس وجہ سے پیدا ہوئی کہ ٹرانزسٹر کے میں تک مکمل داخلی اشارہ نہیں پہنچ پاتا یعنی r_i کے موجودگی میں

$$\begin{aligned} v_{be} &= \left(\frac{R_i}{r_i + R_i}\right) v_i \\ &= \left(\frac{88.76}{100 + 88.76}\right) v_i \\ &= 0.47v_i \end{aligned}$$

ہو جاتا ہے جبکہ اس کے غیر موجودگی میں $v_{be} = v_i$ ہوتا ہے۔



شکل 3.109: داخلی مزاحمت کا اثر

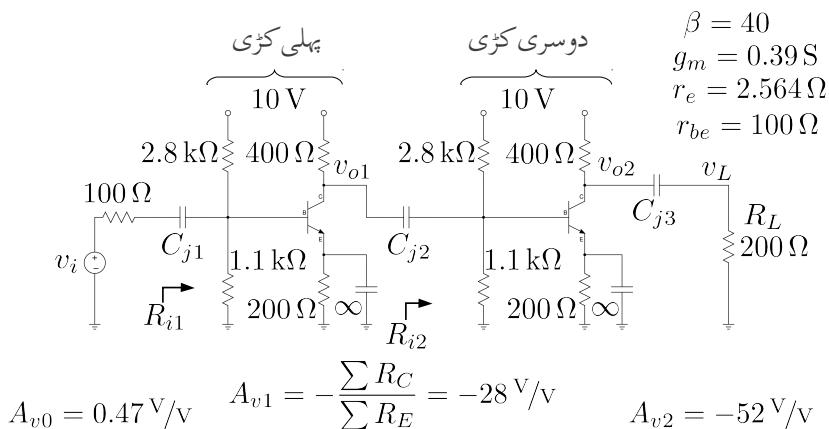
ان حقائق کو سمجھنے کے بعد زنجیری ایمپلیفیائر پر غور کرتے ہیں۔

3.18 زنجیری ایمپلیفیائر

شکل 3.110 میں دو کڑی زنجیری ایمپلیفیائر⁴⁹ دکھایا گیا ہے جس میں دو بالکل یکساں ایمپلیفیائر کو جفتی کپیسٹر C_{j2} کی مدد سے آپس میں جوڑا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردگی متاثر نہیں ہوتا۔ داخلی جانب 100Ω مزاحمت والا داخلی اشارہ v_i جفتی کپیسٹر C_{j1} کی مدد سے ایمپلیفیائر کی پہلی کڑی کے ساتھ جوڑا گیا ہے جبکہ خارجی جانب بر قبیل بوجھ R_L تک کی مدد سے خارجی اشارہ پہنچایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اسی سلسلے میں مزید کڑیاں جوڑتے ہوئے زیادہ کڑیوں والا زنجیری ایمپلیفیائر حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مزید یہ کہ کڑیوں کا یکساں ہونا بالکل ضروری نہیں۔ ہر کڑی مختلف ہو سکتی ہے۔

اسیں جلد یک سختی تجویز کریں۔ چونکہ $R_{th} \approx 790 \Omega$ اور $V_{th} \approx 2.82 \text{ V}$ میں لذرا $I_{CQ} \approx 9.7 \text{ mA}$ ہے۔ یوں $r_{be} \approx 100 \Omega$ اور $g_m = 0.39 \text{ S}$ حاصل ہوتے ہیں۔

cascaded amplifier⁴⁹



شکل 3.110: دو کڑی زنجیری ایمپلیفیائر

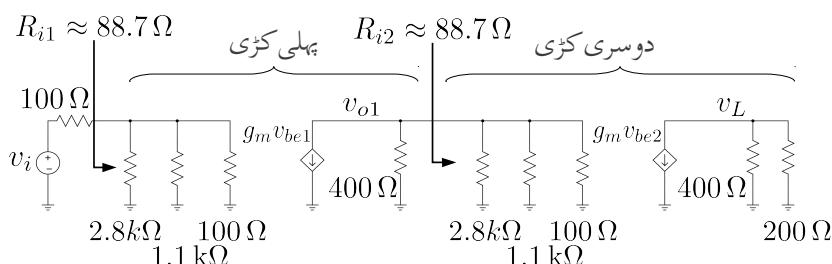
شکل 3.111 میں شکل 3.110 کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی مزاحمتون کا مجموع یعنی

$$2800 \parallel 1100 \parallel 100 = 88.7\Omega$$

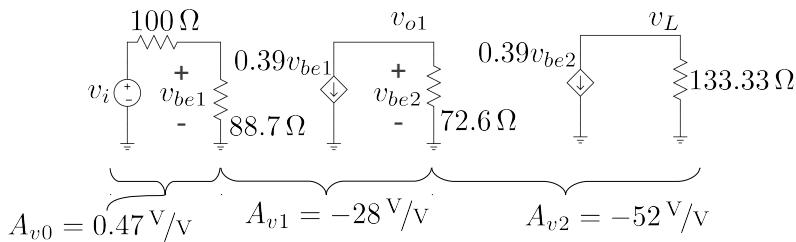
$$400 \parallel 2800 \parallel 1100 \parallel 100 = 72.6\Omega$$

$$400 \parallel 200 = 133.33\Omega$$

لیتے ہوئے شکل 3.112 حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.111: دو کڑی زنجیری ایمپلیفیائر کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.112: دو کٹی زنجیری ایمپلیفیاٹر کا باریک اشاراتی سادہ مساوی دور

اس شکل میں

$$\frac{v_L}{v_{o1}} = \frac{v_L}{v_{be2}} = A_{v2} = -0.39 \times 133.33 = -52 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$\frac{v_{o1}}{v_{be1}} = \frac{v_{be2}}{v_{be1}} = A_{v1} = -0.39 \times 72.6 = -28 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$\frac{v_{be1}}{v_i} = A_{v0} = \frac{88.7}{100 + 88.7} = 0.47 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں زنجیری ایمپلیفیاٹر کی کل افزائش زنجیری ضرب سے

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{o1}} \times \frac{v_{o1}}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i}$$

$$= A_{v0} A_{v1} A_{v2}$$

$$= 0.47 \times (-28) \times (-52) = 684 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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 $\sum R_C$ اور $\sum R_E$ حاصل کرتے ہوئے افزائش حاصل کی جاسکتی ہے۔ یوں مثلاً دوسری کڑی میں $\sum R_C = 133 \Omega$ جبکہ $\sum R_E = r_e = 2.56 \Omega$

شکل 3.110 میں پہلی کڑی اور دوسری کڑی کے ایمپلیفائر 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

$$\frac{1}{R_{i2}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

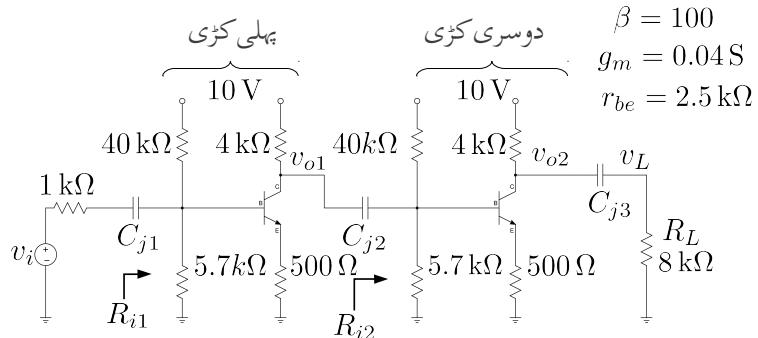
$$R_{i2} = 88.7 \Omega$$

دھکائی 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 $\frac{88.7v_i}{100+88.7} = 0.47v_i$ 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۔

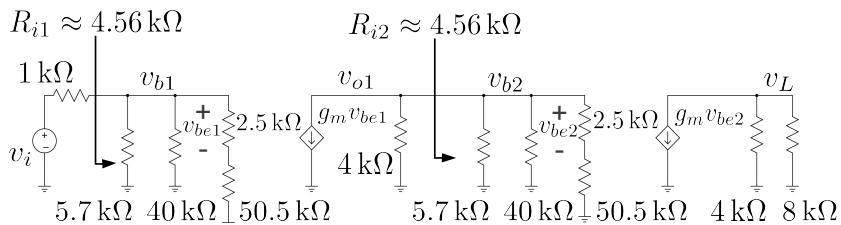
یہاں ایک مرتبہ دوبارہ مساوات 3.239 اور مساوات 3.240 نظر ڈالیں جہاں ایک کڑی کے ایمپلیفائر پر تجربہ کرتے ہوئے خارجی جانب برتنی بوجھ لادنے کے اثرات پر غور کیا گیا۔ شکل 3.110 کے دوسری کڑی کے افزائش پر 200Ω برقی بوجھ کا اثر بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل 3.108 میں 200Ω کے بوجھ کا ہے۔ اسی طرح شکل 3.110 میں پہلی 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 ایمپلیفیائر کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.114: دو کڑی زنجیری ایمپلیفیائر کا باریک 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۔

$$A_{v0} = \frac{v_{b1}}{v_i} = \frac{4560}{4560 + 1000} = 0.82 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_{b1}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 4560}{4000 + 4560} \times \frac{2500}{2500 + 50500} = -4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$A_{v2} = \frac{v_L}{v_{b2}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 8000}{4000 + 8000} \times \frac{2500}{2500 + 50500} = -5 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

لذرا

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{b2}} \frac{v_{o1}}{v_{b1}} \frac{v_{b1}}{v_i} \\ &= (-5) (-4) (0.82) = 16.4 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

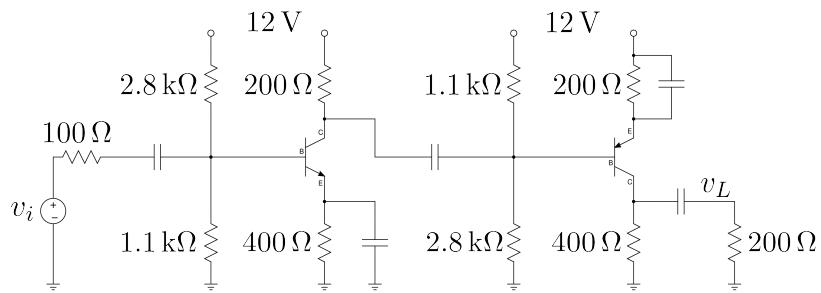
مثال 3.51: شکل 3.110 میں دوسری کڑی pnp سے بناتے ہوئے شکل 3.115 حاصل ہوتا ہے۔ اس پر اچھی طرح غور کریں۔ شکل 3.110 پر جتنی بحث کی گئی اور اس کے تمام مساوات موجودہ دور پر لاگو ہوتے ہیں۔

مثال 3.52: شکل 3.116 میں دو کڑی زنجیری یک سمتی رو ایمپلینفائز دکھایا گیا ہے۔ اس کے تمام یک سمتی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔ دونوں ٹرانزسٹر کا $\beta = 99$ ہے۔

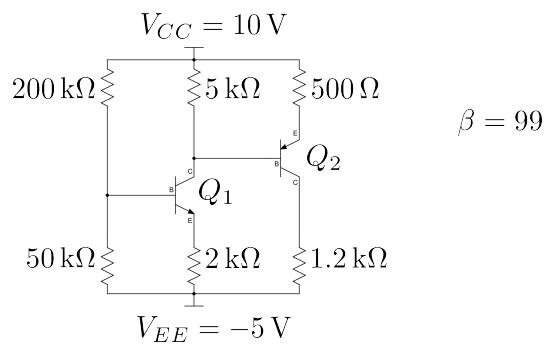
حل: Q_1 کے داخلی جانب مسئلہ تھونن کی مدد سے

$$V_{th} = \left(\frac{50000}{200000 + 50000} \right) \times [10 - (-5)] - 5 = -2 \text{ V}$$

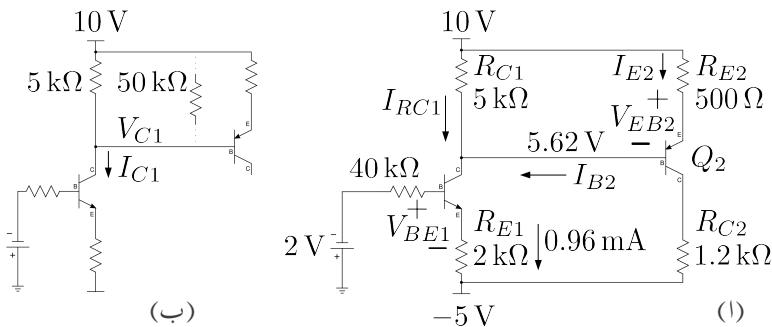
$$R_{th} = \frac{50000 \times 200000}{50000 + 200000} = 40 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.115: دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر



شکل 3.116: دو کڑی یک سمتی زنجیری ایمپلیفائر



شکل 3.117: دو کڑی یک سمتی زنجیری ایمپلیفیٹر

حاصل ہوتے ہیں جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل 3.117 اف حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.117 اف میں Q_1 کے داخلی جانب کرچاف 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 ملکھر 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 کرچاف کے قانون برائے برقی رو کے استعمال سے

$$(3.241) \quad \begin{aligned} I_{C1} &= I_{RC1} + I_{B2} \\ 0.94875 \times 10^{-3} &= I_{RC1} + I_{B2} \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا 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۔

$$10 - 5000I_{RC1} = 9.3 - 50000I_{B2}$$

$$5000I_{RC1} - 50000I_{B2} - 0.7 = 0$$

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

$$I_{E2} = (\beta + 1) I_{B2} = 7.35 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = \alpha I_{E2} = 7.28 \text{ mA}$$

$$I_{RC1} = I_{C1} - I_{B2} = 0.94875 \text{ mA} - 73.5 \mu\text{A} = 0.87525 \text{ mA}$$

$$V_{B2} = V_{CC} - I_{RC1}R_{C1} = 10 - 0.87525 \times 10^{-3} \times 5000 = 5.62 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ پر Q_2

$$V_{E2} = V_{B2} + V_{EB2} = 5.62 + 0.7 = 6.32 \text{ V}$$

$$V_{C2} = -5 + I_{C2}R_{C2} = -5 + 7.28 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.736 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{E2} - V_{C2} = 6.32 - 3.736 = 2.584 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں Q_2 افراہندہ ہے اور حاصل کردہ جوابات درست ہوں گے۔

اسی مثال کو یوں جلدی حل کیا جاسکتا ہے۔ $I_E \approx I_C \approx$ لیتے ہوئے

$$I_{C1} \approx I_{E1} = 0.95833 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جیسے شکل 3.117 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

$$V_{E2} = V_{B2} + V_{EB2} = 5.644 + 0.7 = 6.344 \text{ V}$$

$$I_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{10 - 6.344}{500} = 7.312 \text{ mA}$$

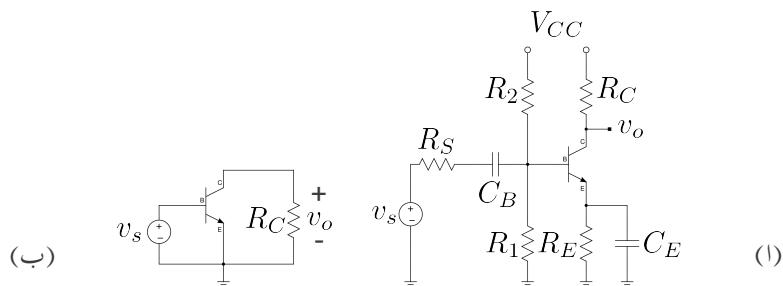
$$V_{C2} = -5 + I_{E2} R_{C2} = -5 + 7.312 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.774 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{E2} - V_{C2} = 6.344 - 3.774 = 2.57 \text{ V}$$

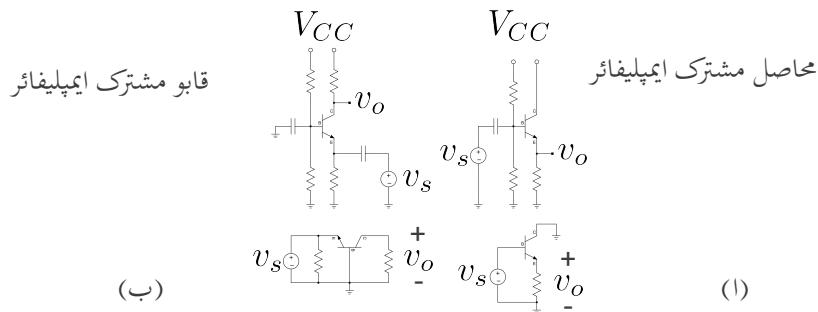
3.19 ایمٹر مشترک، کلکٹر مشترک اور بیس مشترک ایمپلیفائر

شکل الف میں ایمپلیفائر 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 مزاحت 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 ایمٹر E کے مابین مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی اشارے کو کلکٹر C اور ایمٹر E کے مابین سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کا ایمٹر E مشترکہ سرا ہے۔ اسی سے اس طرز کے ایمپلیفائر کو مشترکہ ایمٹر ایمپلیفائر یا ایمٹر مشترک ایمپلیفائر⁵¹ پکارا جاتا ہے۔ اگر شکل الف میں کپیسٹر C_E استعمال نہ کیا جاتا تو ٹرانزسٹر کا ایمٹر 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 ایمٹر مشترک ایمپلیفائر ہی پکارا جاتا ہے۔ اس باب میں اب تک جتنے ایمپلیفائر دیکھے گئے وہ تمام ایمٹر مشترک ایمپلیفائر تھے۔

common emitter⁵¹



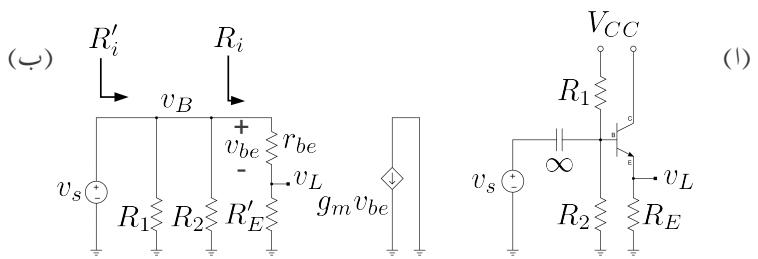
شكل 3.118: ایمٹر مشترک ایمپلیفیائر



شكل 3.119: بیس مشترک اور کلکٹر مشترک ایمپلیفیائر

شکل 3.119 الف میں کلکٹر مشترک⁵² اور اس کے نیچے اس کا مساوی باریک اشاراتی دور جبکہ شکل ب میں بیس مشترک⁵³ ایمپلیفیائر اور اس کے نیچے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھائے گئے ہیں۔ ان ایمپلیفیائر میں بھی اگر مشترک کہ سرے اور بر قی زمین کے مابین مزاحمت وغیرہ نسب ہوتا، انہیں تب بھی انہیں ناموں سے پکارا جاتا۔

common collector⁵²
common base⁵³



شکل 3.120: کلکٹر مشترک

مثال 3.53: شکل 3.120 میں

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega \\ r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

ہل: شکل ب میں مساوی باریک اشارتی دو دکھایا گیا ہے جہاں R'_E ٹرانزسٹر کے بیس جانب R_E کا عکسیعنی $(\beta + 1) R_E$ ہے۔ یوں

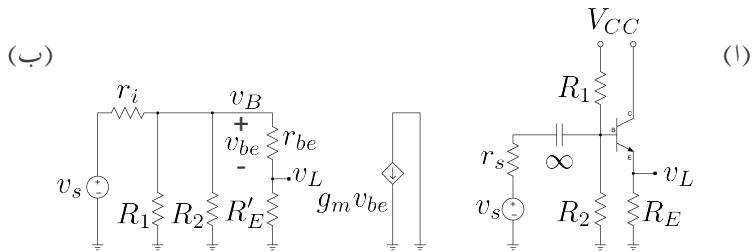
$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\ = \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \\ = \frac{(99 + 1) \times 1000}{1000 + (99 + 1) \times 1000} \\ = 0.99 \frac{\text{V}}{\text{V}} \approx 1 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

جبکہ

$$R_i = r_{be} + R'_E = 1000 + 100000 = 101 \text{ k}\Omega$$

اور

$$R'_i = R_1 \parallel R_2 \parallel R_i \\ = R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta + 1) R_E$$



شكل 3.121: کلکٹر مشترک کی دوسری مثال

یعنی

$$\begin{aligned}\frac{1}{R'_i} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i} \\ &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ R'_i &= 8.34 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

ہے۔

مثال 3.54: شکل 3.121 میں $r_i = 5 \text{ k}\Omega$ ہے جبکہ بقیا تمام متغیرات مثال 3.53 کی ہی ہیں۔ A_v حاصل کریں۔

حل: شکل ب سے

$$\begin{aligned}A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\ &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \times \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel (r_i + R'_E)}{r_i + [R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{be} + R'_E)]} \\ &= \frac{100000}{1000 + 100000} \times \frac{8340}{5000 + 8340} \\ &= 0.99 \times 0.625 \\ &= 0.619 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

مثال 3.53 میں ہم نے دیکھا کہ کلکٹر مشترک ایمپلیفیٹر کی افزائش بر قی 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 ایمپلیفیٹر 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۔ آئیں 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_t بر قی دباؤ لاگو کی جاتی ہے۔ بر قی رو i_t ناپ کر داخلی مزاحمت $\frac{v_t}{i_t}$ سے حاصل کی جاتی ہے۔ اس دور میں ہم جانتے ہیں کہ $i_t = \frac{v_t}{R}$ ناپی جائے گی جس سے داخلی مزاحمت کی قیمت R حاصل ہوتی ہے۔

آئیں یہی طریقہ شکل ب کے دور پر استعمال کرتے ہوئے اس کا داخلی مزاحمت حاصل کریں۔ v_t لاگو کرنے سے $\frac{v_t - v_e}{R}$ بر قی رو ناپا جائے گا۔ تصور کریں کہ کسی طریقے سے $v_e = 0.9v_t$ کے برابر رہتا ہے۔ یوں

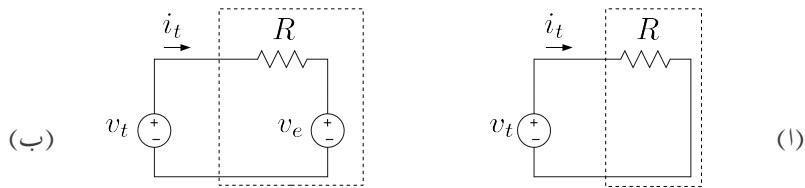
$$i_t = \frac{v_t - 0.9v_t}{R} = \frac{0.1v_t}{R}$$

ناپی جائے گی جس سے داخلی مزاحمت

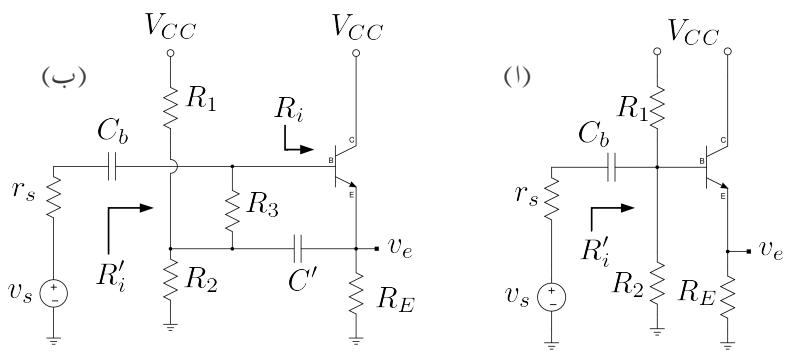
$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{R}{0.1} = 10R$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ نے دیکھا کہ نقطے دار لکیر میں بند دور میں پائے جانے والے بر قی دباؤ v_e کی وجہ سے داخلی مزاحمت دس گناہ بڑھ گئی ہے۔ اگر $v_e = 0.99v_t$ ہوتا تب داخلی مزاحمت سو گناہ بڑھ جاتی۔

ہم جانتے ہیں کہ کلکٹر مشترک ایمپلیفیٹر کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہے یوں اس کے ایمپلیفیٹر پر v_e تقریباً اس کے بیس پر v_b کے برابر ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے کلکٹر مشترک ایمپلیفیٹر کی داخلی مزاحمت بڑھائی جاسکتی ہے۔ آئیں مندرجہ ذیل مثال میں ایسا ہوتے دیکھیں۔



شکل 3.122: داخلي مزاحمت پڙهانے کا طریقہ



شکل 3.123: کلکٹر مشترک کا داخلي مزاحمت پڙھایا گیا ہے

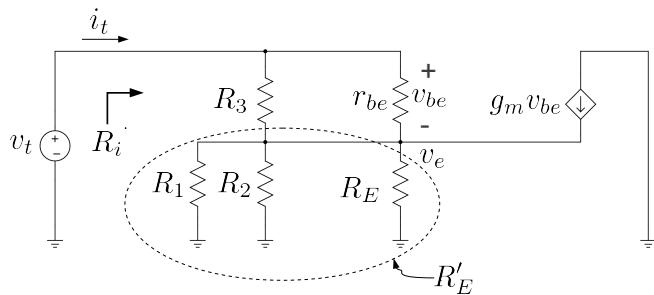
مثال 3.55: شکل 3.123 اف میں کلکٹر مشترک ایمپلیفیور دکھایا گیا ہے جس میں کچھ تبدیلی کرتے ہوئے شکل ب حاصل کی گئی ہے۔ ثابت کریں کہ شکل 3.123 ب میں دکھائے گئے دور سے داخلي مزاحمت ' R_i' ' بڑھ جاتی ہے۔ دونوں اشکال میں

$$\begin{aligned} R_1 &= 10\text{k}\Omega, & R_2 &= 1\text{k}\Omega, & R_E &= 1\text{k}\Omega \\ R_3 &= 10\text{k}\Omega, & r_{be} &= 1\text{k}\Omega, & \beta &= 99 \end{aligned}$$

ہیں۔

حل: شکل 3.124 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ جوڑ v_e پر کرچاف کے قانون برائے برقی رو سے

$$(3.244) \quad \frac{v_e - v_t}{R_3} + \frac{v_e - v_t}{r_{be}} + \frac{v_e}{R_1} + \frac{v_e}{R_2} + \frac{v_e}{R_E} = g_m (v_t - v_e)$$



شکل 3.124: مساوی دور

لکھا جاسکتا ہے۔ شکل میں R'_E کو $R_1 \parallel R_2 \parallel R_E$ 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

$$\frac{v_e - v_t}{R_3} + \frac{v_e - v_t}{r_{be}} + \frac{v_e}{R'_E} = g_m (v_t - v_e)$$

لیجنی

$$v_e \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R'_E} + g_m \right) = v_t \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + g_m \right)$$

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

$$\begin{aligned} i_t &= \frac{v_t - v_e}{R_3} + \frac{v_t - v_e}{r_{be}} \\ &= (v_t - v_e) \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) \end{aligned}$$

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 $R'_i \gg r_{be}$ لہذا $R_3 \gg r_{be}$ کو یوں لکھا جاسکتا 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 اف سے داخلی مزاحمت کی قیمت

$$R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{be} + (\beta + 1) R_E]$$

حاصل ہوتی ہے جو ہر صورت سے کم ہے۔

دی گئی قیمتیں پر کرنے سے شکل 3.123 اف کے لئے

$$R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{be} + (\beta + 1) R_E] = 900 \Omega$$

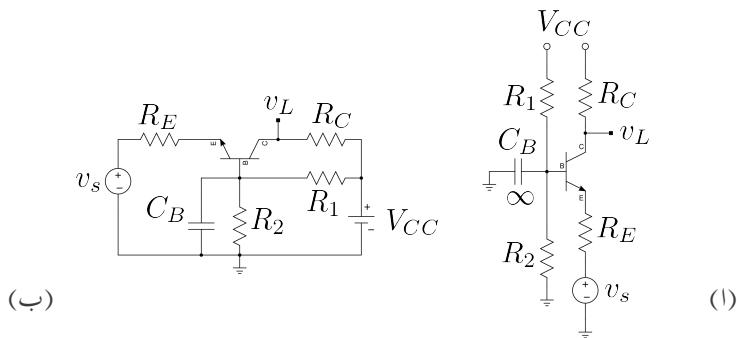
جبکہ دی گئی قیتوں سے شکل ب میں $R_E = 471 \Omega$ حاصل کرتے ہوئے شکل ب میں

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta + 1) R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3} + 1} \\ &= \frac{\frac{1000 \times 471}{10000} + 1000 + (99 + 1) 471}{\frac{1000}{10000} + 1} \\ &= \frac{47.1 + 1000 + 47100}{0.1 + 1} \\ &= 43.77 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ سادہ کلکٹر مشترک ایمپلیفیٹر کی 900Ω کے داخلی مزاحمت سے بہت زیادہ ہے۔ اس جواب سے یہ حقیقت بھی سامنے آتی ہے کہ $\frac{r_{be}R'_E}{R_3}$ 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 نہیں آسان ہے۔ شکل 3.123 ب کو دیکھتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ R'_i دراصل دو متوازی جڑے مزاحموں 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



شکل 3.125: بیس مشترک ایمپلیفیائر

ہوں گے۔ C' کو قصر دور تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے ایکٹر پر کل $R_1 \parallel R_2 \parallel R_E$ یعنی $R'_E = R_1 + (R_2 + R_E)$ مزاحمت نسب ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت $r_{be} + (\beta + 1) R'_E$ ہو گی جو مطلوبہ جواب ہے۔

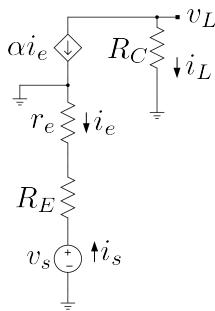
مثال 3.56: شکل 3.125 الف میں بیس مشترک ایمپلیفیائر دکھایا گیا ہے۔ اسے عموماً شکل ب کے طرز پر بنایا جاتا ہے جہاں داخلی جانب کو باسیں ہاتھ اور خارجی جانب کو دائیں ہاتھ پر رکھا گیا ہے۔ اسے $A_v = \frac{v_L}{v_s}$ اور $A_i = \frac{i_L}{i_s}$ حاصل کریں۔

حل: شکل 3.126 میں ٹرانزسٹر کا ٹی-ریاضی فونہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشارتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 334 پر شکل 3.76 میں ٹی-ریاضی فونہ دکھایا گیا ہے۔ بیس مشترک ایمپلیفیائر کو ٹی-ریاضی فونہ سے حل کرنا زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس شکل میں

$$i_s = \frac{v_s}{R_E + r_e}$$

ہے۔ یوں

$$i_e = -is = -\frac{v_s}{R_E + r_e}$$



شکل 3.126: بیس مشترک ایمپلیفیٹر باریک اشاراتی مساوی دور

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۔

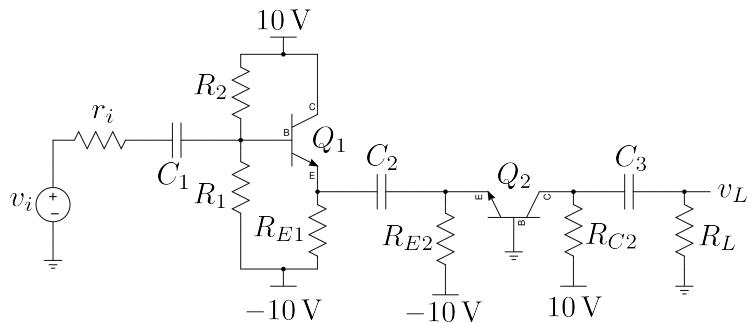
چونکہ

$$i_L = -i_c = -\alpha i_e = \alpha i_s$$

ہے لہذا

$$A_i = \frac{i_L}{i_s} = \alpha$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس مشترک ایمپلیفیٹر بر قی دباؤ کی افزائش کر پاتا ہے جبکہ اس کی بر قی روکی افزائش α کے برابر ہے۔



شکل 3.127: ایمٹر مشترک اور بیس مشترک کا زنجیری ایمپلیفیاٹر

مثال 3.57: شکل 3.127 میں ایمٹر مشترک اور بیس مشترک کا زنجیری ایمپلیفیاٹر 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 $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: پہلے یک سمیت متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے تمام کپیسٹر کھلے دور کردار ادا کریں گے۔ یوں دونوں ایمپلیفیاٹر کو کامل طور پر علیحدہ سمجھ کر حل کیا جائے گا۔ پہلے Q_1 پر مبنی ایمٹر 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

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{-7.777 - 0.7 + 10}{\frac{17778}{99+1} + 1000} = 1.29 \text{ mA}$$

$$g_{m1} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.29 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 51.6 \text{ mS}$$

$$r_{be1} = \frac{\beta + 1}{g_m} = \frac{99 + 1}{0.0516} = 1938 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اب Q_2 پر مبنی بین مشترک 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۔

ایمپلیفیٹر کے لئے پائے ریاضی نمونہ جبکہ بین مشترک کے لئے ٹی ریاضی نمونہ کو پائے ریاضی نمونہ کے طرز پر بناتے ہوئے زنجیری ایمپلیفیٹر کا باریک اشارتی مساوی دور شکل 3.128 میں دکھایا گیا ہے۔ R_{E1} اور r_{e2} متوالی جڑے ہیں جن کا مساوی مزاحمت 24Ω ہے۔ اس کو $(\beta + 1)$ سے ضرب دیتے ہوئے ایمپلیفیٹر مشترک کے پائے ریاضی نمونہ میں داخلی اور خارجی دائروں کو علیحدہ کیا جاسکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل 3.129 حاصل ہوتا ہے جہاں $R'_E = 2.4 \text{ k}\Omega$ کہا گیا ہے۔ یعنی $R'_E = (\beta + 1) \times 24$ ہے۔

یوں

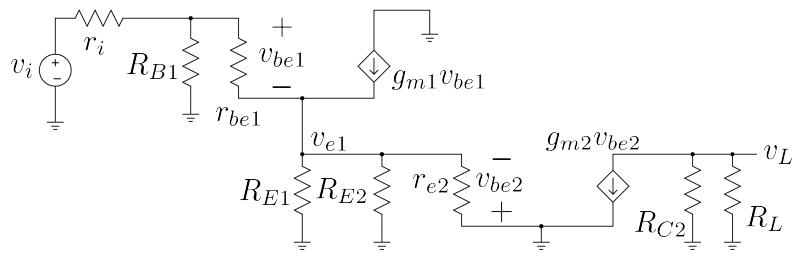
$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{be2}} \times \frac{v_{be2}}{v_{e2}} \times \frac{v_{e2}}{v_{b1}} \times \frac{v_{b1}}{v_i}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

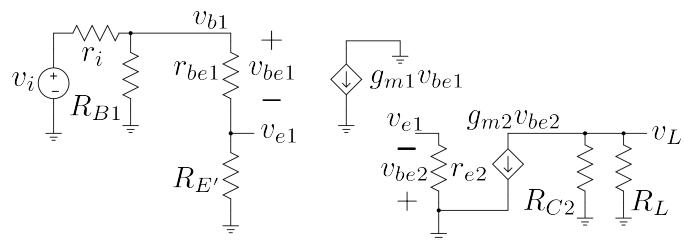
$$\frac{v_L}{v_{be2}} = -g_{m2} (R_C \parallel R_L) = -0.04 \left(\frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000} \right) = -100$$

$$\frac{v_{be2}}{v_{e2}} = -1$$

$$\frac{v_{e2}}{v_{b1}} = \frac{R'_E}{r_{be1} + R'_E} = \frac{2400}{1938 + 2400} = 0.553$$



شکل 3.128: ایمپلیفیائر کا زنجیری ایمپلیفیائر کا مساوی باریک اشاراتی دور



شکل 3.129

کھا 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

$$A_v = (-100)(-1) \times 0.553 \times 0.777 = 43 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

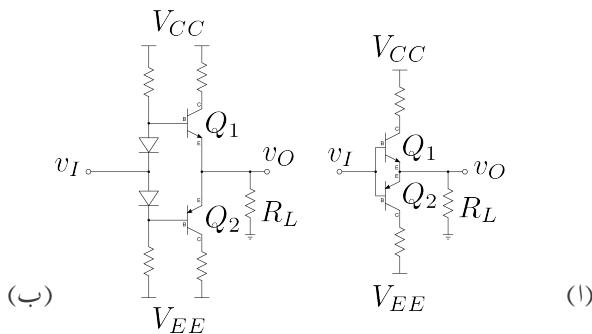
حاصل ہوتا ہے۔

3.20 خطی لحاظ سے ایمپلیفائر کی درجہ بندی

اب تک تمام ایمپلیفائر میں ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی کو یوں رکھا گیا کہ ٹرانزسٹر تمام اوقات خطی نحطے 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} بر قی رو گزرتی ہے جس سے ٹرانزسٹر میں $V_{CEQ}I_{CQ}$ طاقت کا خیال پایا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیٹری سے چلنے والے آلات کے لئے ایسا قطعاً قابل قبول نہیں۔⁵⁶

ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی کو $V_{CE,dd}$ ⁵⁷ سے قدر نیچے رکھنے سے 0 I_{CQ} ٹرانزسٹر کی صورت میں، ثابت اشارے کی موجودگی میں ٹرانزسٹر چالو ہو جاتا ہے اور ایمپلیفائر کام کرنا شروع کر دیتا ہے جبکہ منفی اشارے کی صورت میں ٹرانزسٹر مقطوع 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 بڑھائے درجہ ب class A⁵⁵ کے ایمپلیفائر کہلاتا ہے۔

class A⁵⁵
آپ کہیں نہیں چاہیں گے کہ آپ کسے موبائل کی پیشی بغیر استعمال کسے ختم ہو جائے۔⁵⁶
class B⁵⁷



شكل 3.130: درجہ ب ایکپلیفاٹر

شکل 3.130 الف میں دو عدد درجہ ب ایکپلیفاٹر جوڑتے ہوئے ایک ایسا ایکپلیفاٹر تخلیق دیا گیا ہے جو 360 زاویے پر کام کرتا ہے۔ داخلی اشارے کی عدم موجودگی میں $V_{BE} = V_{EB} = 0\text{V}$ ہوتا ہے۔ یوں دونوں ٹرانزسٹر منقطع رہتے ہیں اور ان میں طاقت کا ضایع نہیں پایا جاتا۔ ثبت اشارے کی صورت میں Q_1 چالو ہو جاتا ہے جبکہ منقی اشارے کی صورت میں Q_2 چالو ہو جاتا ہے۔ یوں $v_O \approx v_I$ حاصل ہوتا ہے۔ اگر داخلی اشارہ 0.7V سے کم ہو تو ٹرانزسٹر چالو نہ ہو سکیں گے۔ شکل ب میں اس مسئلے کو حل کرنا دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں ڈائیوڈ سیدھے مائل ہیں اور یوں ان پر تقریباً 0.7V پایا جائے گا۔ یوں معمولی ثبت ہیٹلے پر ہی Q_1 چالو ہو جائے گا اور اسی طرح معمولی منقی ہیٹلے پر Q_2 چالو ہو جائے گا۔

درجہ ب ایکپلیفاٹر کے خارجی اشارے کی شکل بگری ہوتی ہے۔ اس کی شکل درست کرنے کی خاطر درجہ الف اور درجہ ب کی درمیانی صورت اختیار کی جاتی ہے جہاں ایکپلیفاٹر 180 سے قدر زیادہ زاویے تک کام کرے۔ ایسے ایکپلیفاٹر کو درجہ الف-ب⁵⁸ ایکپلیفاٹر کہا جاتا ہے۔

درجہ پ⁵⁹ ایکپلیفاٹر سے مراد ایسا ایکپلیفاٹر ہے جو 180 سے کم زاویے پر کام کرتا ہو۔ ایسے ایکپلیفاٹر انہتائی بلند تعداد⁶⁰ پر استعمال کئے جاتے ہیں جہاں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب LC کی مدد سے درکار خارجی اشارہ پیدا کیا جاتا ہے۔

درجہ ت⁶¹ ایکپلیفاٹر سے مراد ایسا ایکپلیفاٹر ہے جس میں ٹرانزسٹر بطور سونج کام کرتا ہو۔ ٹرانزسٹر یا مکمل چالو اور یا پھر مکمل منقطع رہتا ہے۔

class AB⁵⁸

class C⁵⁹

RF⁶⁰

class D⁶¹

3.21 ٹرانزسٹر سے ڈائیوڈ کا حصول

مخلوط ادوار میں حقیقت میں ڈائیوڈ از خود نہیں بنایا جاتا بلکہ اس کی جگہ ٹرانزسٹر بنایا جاتا ہے اور اس ٹرانزسٹر کے بین کو ٹلکٹر کے ساتھ جوڑ کر بطور ڈائیوڈ استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل 3.131 الف میں npn استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ ساتھ ہی ڈائیوڈ کھا کر ٹرانزسٹر سے حاصل ڈائیوڈ کی سمت دکھانی لگی ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر کے بین اور ٹلکٹر آپس میں جڑے ہیں لہذا $v_{BE} = v_t$ ہو گا اور یہ بالکل ایک ڈائیوڈ کی طرح ہی کردار ادا کرے گا۔ آئین اس ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کے ٹلکٹر اور ٹیٹر کے مابین v_t بر قی دباؤ مہیا کرتے ہوئے i_t کا حساب لگاتے ہیں۔ ڈائیوڈ کی داخلی مزاحمت $\frac{v_t}{i_t}$ ہو گی۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی باریک اشاراتی دباؤ 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

$$i_t = \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_t$$

$$= \left(\frac{1 + g_m r_{be}}{r_{be}} \right) v_t$$

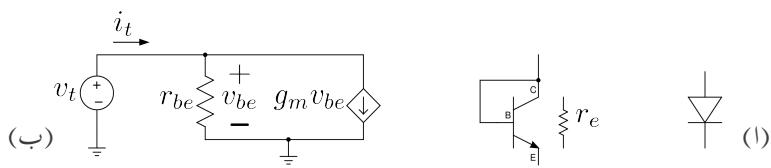
$$= \left(\frac{1 + \beta}{r_{be}} \right) v_t$$

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 ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_e حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.131 الف میں ٹرانزسٹر کے سامنے ٹلکٹر اور ٹیٹر کے مابین r_e مزاحمت اسی کو ظاہر کر رہی ہے۔

مثال 3.58: ایک ٹرانزسٹر کے ٹلکٹر اور بین کو آپس میں جوڑ کر ٹرانزسٹر کو بطور ڈائیوڈ استعمال کیا جا رہا ہے۔ اس ٹرانزسٹر میں A کا یک سمی بر قی رو پایا جاتا ہے۔ اس ڈائیوڈ کی باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔



شکل 3.131: ٹرانزسٹر سے ڈائیوڈ کا حصول

حل پر 1 mA

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.04 \text{ S}$$

$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega$$

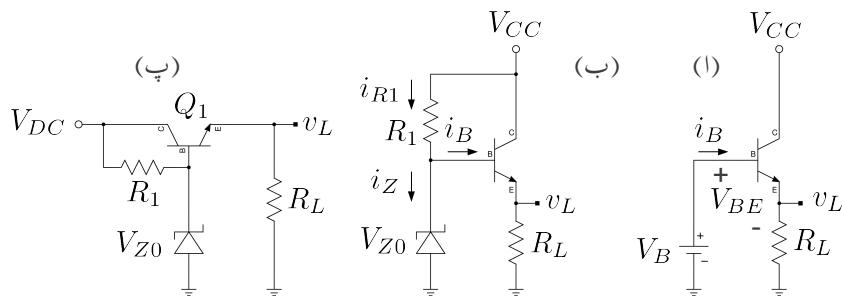
حاصل ہوتے ہے لہذا اس ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت 25Ω ہے۔

3.22 منبع برقی دباؤ

صفحہ 194 پر مثال 2.20 میں آپ نے دیکھا کہ زیز ڈائیوڈ میں برقی رو کے تبدیلی کی وجہ سے منج کے برقی دباؤ میں تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ اس حصے میں زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کرتے ہوئے بہتر منج بنائی جائے گی۔

شکل 3.132 الف مشترکہ ایکٹر ایکپلیفائر 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 برقی رو حاصل کی جائے گی۔

شکل ب میں بیٹری کی جگہ مزاحمت R_1 اور زیز ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ زیز ڈائیوڈ کو غیر قابو صورت میں تصور کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بیس پر $V_{Z0} - V_{BE}$ برقی دباؤ پایا جائے گا اور یوں $v_L = V_{Z0} - V_{BE}$ ہو گا۔



شکل 3.132: مشترکہ ایمٹر بطور منبع برقی دباؤ

کی صورت میں $i_B = \frac{i_L}{\beta+1} = 0 \text{ A}$ اور یوں $i_L = 0 \text{ A}$ ہو گا۔ اسی طرح

$$(3.249) \quad i_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1}$$

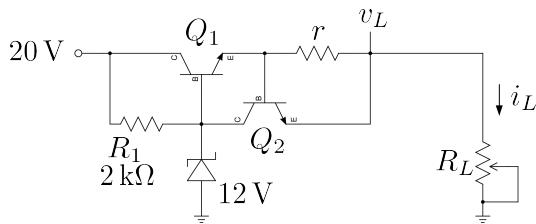
$i_Z = i_{R1} \leftarrow i_{R1} = i_B + i_Z$ کی صورت میں کرچاف کے قانون برائے برقی رو حاصل ہوتا ہے۔ اب تصور کریں کہ R_L کی قیمت محدود اور $0 \Omega < R_L < \infty$ سے زیادہ یعنی $i_B = 0 \text{ A}$ مندرجہ بالا مساوات سے ہی حاصل ہو گی۔ البتہ $i_L = \frac{v_L}{R_L}$ اور $i_B = \frac{i_L}{\beta+1}$ ہوں 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 دارو مدار صرف زیر ڈائیوڈ کے برائی دباؤ پر ہے۔ یوں اس دور کو بطور منبع برقی دباؤ⁶² استعمال کیا جا سکتا 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۔ $\beta = 99$ کی صورت میں i_L کے تبدیلی کو سو گناہم کر دیا گیا ہے۔ یوں زیر ڈائیوڈ کے برائی رو میں بھی سو گناہم تبدیلی پیدا ہو گی جس سے زیر ڈائیوڈ پر پائے جانے والے برائی دباؤ میں تبدیلی بھی سو گناہم ہو گی۔

voltage source⁶²



شکل 3.133: ٹرانزسٹر سے حاصل منبع برقی دباؤ

شکل 3.132 پ میں اگر R_L کی مزاحمت نہیں کم کر دی جائے یا منبع کے خارجی جانب کو برتنی زمین کے ساتھ قصر دور کر دیا جائے تو ایسی صورت میں ٹرانزسٹر کے جلنے کا امکان ہو گا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر منع کے خارجی برتنی روکی حد مقرر کر دی جاتی ہے۔ اس حد سے کم برتنی روکی صورت میں منع بالکل عام حالت کی طرح کام کرتے ہوئے مقرر برتنی دباؤ مہیا کرتی ہے البتہ جیسے ہی برتنی روکی حد سے تجاوز کرنے کی کوشش کرے، منع خارجی برتنی دباؤ کو گھٹا کر برتنی روکی مقررہ حد کے اندر رکھتی ہے۔ شکل 3.133 میں ٹرانزسٹر Q_2 اور مزاحمت r اسی مقصد کی خاطر منع میں نسب کئے گئے ہیں۔

برتنی روکی مزاحمت r میں گزرتے ہوئے اس پر i_{Lr} برتنی 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 ہو گا۔ البتہ اگر i_L بڑھتے ہوئے اتنی ہو جائے کہ $V_{BE} \geq 0.5\text{V}$ ہو، تب Q_2 چالو ہو کر i_S میں اضافہ پیدا کرتے ہوئے خارجی برتنی دباؤ v_L گھٹائے گا۔

r کی صورت میں i_L کی حد $i_B = \frac{0.5}{2.5} = 200\text{mA}$ ہو گی۔ اتنی برتنی روپر بھی Q_1 کا صرف 2mA ہے۔ چالو Q_2 جیسے ہی 4mA سے زیادہ برتنی روکزارے گا اسی وقت زیز ڈائیوڈ غیر قابو حالت سے نکل آئے گا اور اس پر برتنی دباؤ 12V سے گھٹ جائیں گے۔ بُری ترین صورت اس وقت پیش آئے گی جب $v_L = 0\text{V}$ ہوں۔ ایسا خارجی جانب قصر دور ہونے سے ہو سکتا ہے۔ اس وقت 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 ہو گا 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 $V_{BE} < 0.5 \text{ V}$ 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 $v_L = V_{Z0} - i_L r$ 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 پر زے نسب کر کے ختم کیا جاسکتا ہے۔

3.23 ٹرانزسٹر لیگ ایمپلیفیائر

شکل 3.134 میں ٹرانزسٹر لیگ ایمپلیفیائر⁶³ دکھایا گیا ہے۔ $v_k = v_n = 0 \text{ V}$ ہونے کی بدولت

$$i_I = \frac{v_I}{R}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ کرچاف کے قانون برائے برقی رو سے $i_I = i_C$ ہو گا جہاں مساوات 3.55 کے تحت

$$i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

لیتے ہوئے یوں لکھا جاسکتا ہے۔ $v_{BE} = -v_O$

$$\frac{v_I}{R} = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

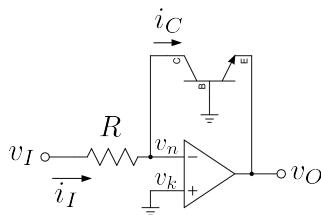
$$= I_S e^{-\frac{v_O}{V_T}}$$

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 لیگ⁶⁴ کے برابر ہے۔ یہاں رک کر شکل 2.24 کو بھی ایک نظر دیکھیں۔

⁶³ log amplifier
⁶⁴ ln



شكل 3.134: ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفیائر

3.24 شائکی ٹرانزسٹر

غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے BE اور BC جوڑ سیدھے مائل ہوتے ہیں۔ جیسے حصہ 2.20.1 میں بتایا گیا، سیدھے مائل pn جوڑ کا نفوذی کپیسٹر کافی زیادہ ہوتا ہے۔ یوں اگر ٹرانزسٹر کو افزائندہ نحٹے میں لانا ہو تو پہلے ان کپیسٹروں میں ذخیرہ برق بار⁶⁵ کی نکاسی کرنی ہو گی۔ 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۔

شكل 3.135 الف میں ٹرانزسٹر کے بیس اور ٹلکٹر کے درمیان شائکی ڈائیوڈ نسب کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے شائکی ٹرانزسٹر⁶⁶ وجود میں آتا ہے جس کی علامت شکل ب میں دکھائی گئی ہے۔ شائکی ٹرانزسٹر کی کارکردگی شکل 3.136 میں دئے ایک پلیفار کی مدد سے دیکھتے ہیں۔ چالو ٹرانزسٹر کا $V_{BE} = 0.7V$ ہوتا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر افزائندہ حال میں ہوت ب شائکی ڈائیوڈ مائل ہو گا اور اس کا کوئی کردار نہیں ہو گا البتہ اگر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہونے کی کوشش کرے تو V_{CE} کم ہو کر شائکی ڈائیوڈ 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 شائکی ڈائیوڈ 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 174 پر دئے مساوات 2.66 کے تحت اس جوڑ کی نفوذی کپیسٹنس بھی قابل نظر انداز ہو گی۔ کپیسٹر کے کم ہونے کی وجہ سے یہ ٹرانزسٹر زیادہ رفتار پر کام کر پائے گا۔

charge⁶⁵
Schottky transistor⁶⁶

کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$V_{BE} = V_{CE} + V_D$$

کے برابر ہے۔ یوں شاکی ڈائیوڈ کے سیدھے برقی دباؤ کو 0.3 V لیتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ $V_{CE} = 0.4\text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ یہ اہم حقیقت ہے جس کے مطابق شاکی ٹرانزسٹر کا V_{CE} کسی صورت سے کم نہیں ہو سکتا اور یوں یہ کبھی بھی غیر افزائندہ حال میں نہیں پایا جائے گا۔

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 کرچاف 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

$$I_C = I_{RB} - I_B + I_{RC}$$

$$= I_{RB} - \frac{I_C}{\beta} + I_{RC}$$

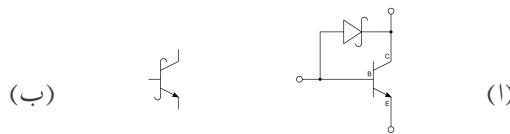
لیتی

$$I_C = 8.316\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$I_D = I_C - I_{RC} = 0.816\text{ mA}$$

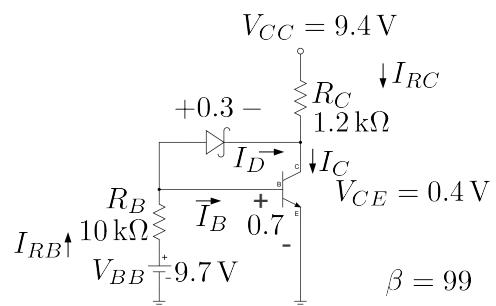
ہوں گے۔



شکل 3.135: شائکی ٹرانزسٹر کی بناؤث اور علامت

$$\begin{aligned}V_{CE} &= V_{BE} - V_D \\&= 0.7 - 0.3 \\&= 0.4 \text{ V}\end{aligned}$$

شائکی ٹرانزسٹر کبھی
جسی غیر افزائندہ نہیں ہوتا



شکل 3.136: شائکی ایمپلیفائر

3.25 قوی ٹرانزسٹر

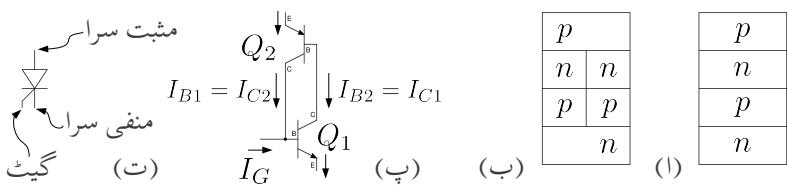
سیکان پتھی پر ٹرانزسٹر کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر بنائے جاتے ہیں۔ کئی ایمپیسر اور کئی سوولٹ تک کام کرنے والے ایسے قوی ٹرانزسٹر⁶⁷ زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ٹرانزسٹر متوازی جوڑ کر مزید زیادہ برقی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمتی سے بدلتی رو برقی دباؤ بناتے انورٹر⁶⁸ میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ قوی ٹرانزسٹر ایک مائکرو سینٹ کے لگ بھگ دورانیہ 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} گھشتتا 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 مکلف کو عموماً موصل نالی دار دھاتی چادر⁶⁹ کے ساتھ جوڑ کر مٹھدار کھا جاتا ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کو 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 تاکہ ان میں برقی رو کی تقسیم متاثر نہ ہو۔

3.26 قابو ریکٹیفائر

شکل 3.137 میں p اور n کے چار تہہ کا پر زہ دکھایا گیا ہے جسے قابو ریکٹیفائر⁷⁰ کہتے ہیں۔ شکل ب کے درمیان لکیر لگا کر اسی کو آپس میں جڑے npn اور pnp ٹرانزسٹر دکھایا گیا ہے جس سے شکل پ پ حاصل ہوتا ہے۔ قابو ریکٹیفائر کے عموماً تین سرے باہر میا کئے جاتے ہیں جنہیں ہم مثبت سرا⁷¹، منفی سرا⁷² اور گیٹ⁷³ کہیں گے۔ گیٹ عموماً npn کا میں ہوتا ہے۔ قابو ریکٹیفائر کی علامت شکل ت میں دکھائی گئی ہے۔

power transistor ⁶⁷
inverter ⁶⁸
heat sink ⁶⁹
scr, thyristor ⁷⁰
anode ⁷¹
cathode ⁷²
gate ⁷³



شكل 3.137: قابو ریکتیفایر

قابلہ ریکیفائز کی کارکردگی بآسانی شکل پ کی مدد سے سمجھی جا سکتی ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر مقطوع ہیں۔ سیر و فنی مداخلت کے بغیر دونوں مقطوع 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 میں 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 قابلہ ریکیفائز چالو ہی رہے گا۔ حقیقت میں دیکھا گیا ہے کہ I_G منفی کرنے سے بھی قابلہ ریکیفائز مقطع نہیں ہوتا۔ قابلہ ریکیفائز کو بغیر I_G کے چالو رکھنے کی خاطر ضروری ہے کہ اس میں کم از کم I_L برقی رو گزر رہی ہو۔ اس برقی رو کو ہم برق رو چالو رکھنے کی حد⁷⁴ کہیں گے۔

چالو قابو ریکٹیفائر کو منقطع کرنے کا ایک ہی طریقہ ہے۔ اس سے گرتے ہوئے برقی رو کو کچھ دورانیے کے لئے تقریباً صفر کرنا ہو گا۔ حقیقت میں اگر اس سے گزتی برقی رو کو ایک مخصوص حد I_h سے کم کر دی جائے تو قابو 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 ریکھیفار باکل ایک سادہ ڈائیوڈ کی طرح کام کرتے ہوئے گزرتی بر قی رو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دیتا ہے۔

قايو ريمكيناير بغير I_G کے بھی کئی طریقوں سے چالو کیا جا سکتا ہے۔ اگر اس پر لا گو بر قی دباؤ قابل برداشت حد سے تجاوز کر جائے تو یہ چالو ہو جاتا ہے۔ اسی طرح درج حرارت بڑھانے سے ٹرانزسٹر کی الٹی جانب رستا بر قی رو بڑھتی ہے جس سے یہ چالو ہو سکتا ہے۔

latching current⁷⁴
holding current⁷⁵

جہاں قوی ٹرانزسٹر صرف چند ایمپیر برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے وہاں قابو ریکنیفار کئی ہزار ایمپیر قابو کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے اور یہ کئی سیکڑوں ولٹ کے برقی دباؤ کو برداشت کر سکتا ہے۔ اس وقت ٹرانزسٹر پر مبنی انورٹر⁷⁶ تقریباً 100 kW تک دستیاب ہیں جبکہ قابو ریکنیفار پر مبنی 10 MW طاقت کے انورٹر لوہے کی بھیوں میں عام استعمال ہوتے ہیں۔

inverter⁷⁶

ابم نکات

$$i_C = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}$$

$$I_C = \alpha I_E$$

$$I_E = I_B + I_C$$

$$i_c = \beta i_b$$

$$i_e = (\beta + 1) i_b$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0.2 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_Q = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$r_o = \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_Q = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

$$R_E = \frac{10R_B}{\beta + 1}$$

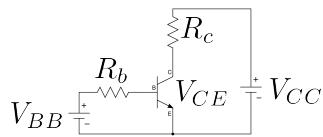
$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B \ll (\beta + 1) R_E$$

$$S_{V_{BE}} \approx -\frac{1}{R_E}$$

$$S_\beta = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[\frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right]$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{پکسمتی} + R_{بدانی}}$$

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\alpha \left(\frac{\text{کلکثر پر کل مزاحمت}}{\text{ایمپر پر کل مزاحمت}} \right)$$



شکل 3.138: ٹرانزسٹر کا یک سمتی 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 V_{CE} اور I_B ، I_C حاصل کریں۔

جوابات: $V_{CE} = 5.1 \text{ V}$ اور $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ، $I_C = 1.2245 \text{ mA}$

سوال 3.2: سوال 3.1 میں $R_C = 8 \text{ k}\Omega$ کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

جوابات: $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$ اور $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ، $I_C = 1.2245 \text{ mA}$

سوال 3.3: سوال 3.1 میں $R_C = 12 \text{ k}\Omega$ کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

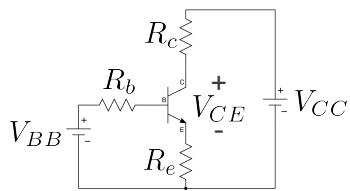
جوابات: $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$ اور $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ، $I_C = 0.8166 \text{ mA}$

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: $V_{BB} = 2.9 \text{ V}$ ، $I_B = 22 \mu\text{A}$ ، $I_C = 2.2 \text{ mA}$ ، $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$



شکل 3.139

سوال 3.4: سوال 3.4 میں $V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$ کی وہ تیمت حاصل کریں جس پر ہو گا۔

جواب: $V_{BB} = 1.811\text{ V}$ ، $I_B = 11.11\text{ }\mu\text{A}$ ، $I_C = 1.111\text{ mA}$

سوال 3.6: شکل 3.139 میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15\text{ V} & V_{BB} &= 3.5\text{ V} & \beta &= 99 \\ R_b &= 14.7\text{ k}\Omega & R_c &= 4\text{ k}\Omega & R_e &= 1.47\text{ k}\Omega \end{aligned}$$

لیتے ہوئے V_{CE} اور I_B ، I_C حاصل کریں۔

جوابات: $V_{CE} = 5.528\text{ V}$ اور $I_B = 17.49\text{ }\mu\text{A}$ ، $I_C = 1.73\text{ mA}$

سوال 3.6: سوال 3.6 میں $V_{BB} = 6\text{ V}$ کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

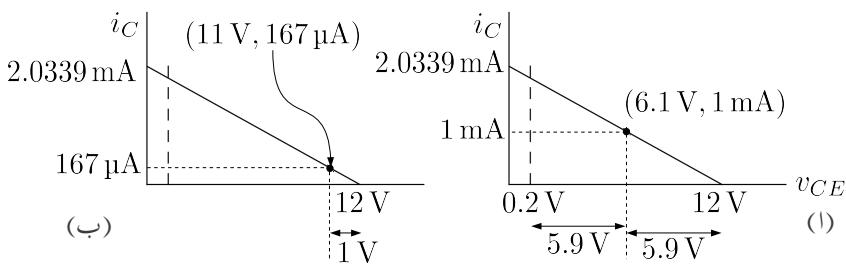
جوابات: ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہے۔ $V_{CE} = 0.2\text{ V}$ ، $I_B = 84.03\text{ }\mu\text{A}$ ، $I_C = 2.681\text{ mA}$ اور

سوال 3.7: سوال 3.7 میں ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہے۔ اس صورت میں ٹرانزسٹر کا β کیا ہے۔

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = 31.9$$

سوال 3.9: شکل 3.138 میں $V_{CE} = 6\text{ V}$ ، $R_C = 3.3\text{ k}\Omega$ اور $V_{CC} = 12\text{ V}$ رکھنے کی خاطر درکار R_B اور V_{BB} حاصل کریں۔

جوابات: $V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B$ کو $V_{BB} = 49.14\text{ }\mu\text{A}$ اور $R_B = 1.8182\text{ mA}$ سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ البتہ اس مساوات میں دونا معلوم جزو ہیں۔ دونا معلوم اجزاء حاصل کرنے کی خاطر دو



شکل 3.140

مساوات درکار ہوتے ہیں۔ اس طرح کے مسائل سے انجینئر کا عموماً واسطہ پڑتا ہے۔ انجینئر کی صلاحیت یہاں کام آتی 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۔ یہاں $V_{BB} = 6\text{ V}$ پر سے $R_B = 107.86\text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

سوال 3.10: شکل 3.139 میں $\beta = 37$ اور $V_{CC} = 12\text{ V}$ اور $V_{CE} = 6\text{ V}$ اور $R_C = 3.3\text{ k}\Omega$ اور $R_E = 2.7\text{ k}\Omega$ رکھنے کی خاطر بقیاء اجزاء حاصل کریں۔

جوابات: $V_{BB} = 3.67\text{ V}$ اور $R_B = 10.26\text{ k}\Omega$ ، $R_E = 2.7\text{ k}\Omega$

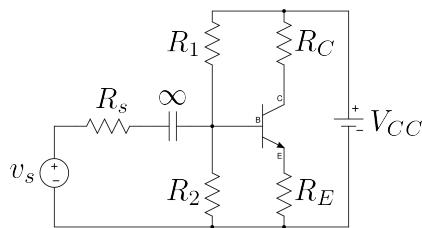
سوال 3.11: شکل 3.139 میں $\beta = 37$ اور $V_{CC} = 12\text{ V}$ اور $V_{CEQ} = 6.1\text{ V}$ اور $R_E = 10R_C$ اور $R_B = 1\text{ mA}$ رکھنے کی خاطر خط بوجھ کچھیں اور اس سے V_{CEQ} حاصل کریں۔ بقیاء تمام اجزاء بھی حاصل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے $I_C = 1\text{ mA}$ اور $R_C = 10R_E$ رکھیں۔

جوابات: خط بوجھ کو شکل 3.140 کی میں دکھایا گیا ہے جس سے $V_{CEQ} = 6.1\text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔

$$V_{BB} = 1.29\text{ V}, R_B = 2.04\text{ k}\Omega, R_C = 5.36\text{ k}\Omega, R_E = 536\text{ }\Omega$$

سوال 3.12: شکل 3.139 میں خارجی اشارے کا جیٹ $\pm 1\text{ V}$ متوقع ہے۔ دور کونو ولٹ کے بیٹری سے V_{CC} مہیا کیا جاتا ہے۔ بیٹری کو زیادہ دیر کار آمد رکھنے کی خاطر اس سے حاصل یک سمتی برقی روکم 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 $I_C = 167\text{ }\mu\text{A}$ اور $V_{CEQ} = 11\text{ V}$ حاصل ہوتے ہیں۔ یہاں $V_{BB} = 0.798\text{ V}$ 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 $V_{BE} = 0.7\text{V}$ کے باجائے $I_C = 0.65\text{V}$ ہوتے تو I_C کیا ہو گی۔

جواب: $I_C = 251\mu\text{A}$ ۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ V_{BE} میں ذرہ سی تبدیلی سے برقی روپچاہ فی صد بڑھ گئی ہے جبکہ ہم چاہتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے خصوصیات تبدیل ہونے سے برقی روپ میں کم سے کم تبدیلی رو نما ہو۔

سوال 3.14: شکل 3.139 میں $V_{CE} = 5\text{V}$ اور $I_C = 1\text{mA}$ ، $V_{CC} = 21\text{V}$ حاصل کرنی ہے۔ 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 رو نمانہ ہو۔ V_{BB} بھی حاصل کریں۔

جوابات: $R_E = R_C = 8\text{k}\Omega$ 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 $R_B = 66.66\text{k}\Omega$ ، $V_{BB} = 9.566\text{k}\Omega$ 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: $R_2 = 328\text{k}\Omega$ ، $R_1 = 83\text{k}\Omega$

سوال 3.16: شکل 3.141 میں

$$R_C = 500\Omega, R_E = 100\Omega, R_1 = 15\text{k}\Omega, R_2 = 4\text{k}\Omega, V_{CC} = 10\text{V}$$

جبکہ $\beta = 100$ ہیں۔ نقطہ کار کردگی 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۔ منے ٹرانزسٹر کے کم سے کم قابل قبول β کی قیمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } \beta = 68 , 3.57 \text{ V} , 10.7 \text{ mA}$$

سوال 3.16: سوال کے تمام مزاحمت اور ٹرانزسٹر کے بین۔ ٹکلٹر جوڑ پر برقی طاقت کا ضمیع حاصل کریں۔

جوابات: $I_C = I_E = 10.7 \text{ mA}$ لیتے ہوئے $P_{RE} = 57 \text{ mW}$ اور $P_{RC} = 11.4 \text{ mW}$ حاصل ہوتا ہے۔ $V_B = 1.77 \text{ V}$ اور یوں $V_E = I_E R_E = 1.07 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $P_{R2} = \frac{V_B^2}{R_2}$ اور $P_{R1} = 4.5 \text{ mW}$ اور 0.78 mW

سوال 3.18: شکل 3.141 میں R_E کے متوازی لاحدہ قیمت کا کمپیوٹر نسب کیا جاتا ہے۔ $R_C = 750 \Omega$ ، $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ، $\beta = 37$ ، $R_E = 750 \Omega$ ،

• I_{CQ} کی خاطر R_1 اور R_2 حاصل کریں۔

• یک سمیت اور بدلتی رو خطِ بوجھ کچھیں اور ان پر تمام اہم نقطیں ظاہر کریں۔

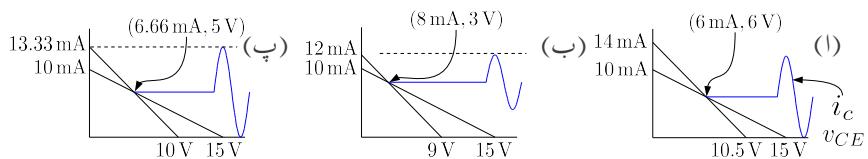
• V_{CEQ} کو نظر انداز کرتے ہوئے، حاصل قیمتوں کے استعمال سے خارجی اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیط کیا ہو گا۔

جوابات:

$$R_2 = 4572 \Omega , R_1 = 7566 \Omega , V_{BB} = 5.65 \text{ V}$$

• شکل 3.142 الف میں یک سمیت اور بدلتی رو، خطِ بوجھ دکھائے گئے ہیں۔ بدلتی رو، خطِ بوجھ کی ڈھلوان $\frac{1}{750}$ ہے اور یہ یک سمیت رو، خطِ بوجھ کو نقطہ کار کردگی پر نکلاتا ہے۔

• شکل سے i_c کا جیٹ 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 حیطہ کیا ممکن ہے۔

حل: شکل 3.142 ب میں یک سمتی اور بدلتی رو خطوط دکھانے لگئے ہیں جہاں سے i_c کا زیادہ سے زیادہ حیطہ 4 mA تک ممکن ہے۔ i_c کی ثابت چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔

سوال 3.20: سوال 3.18 میں نقطہ کار کردنی کس مقام پر رکھنے سے i_c کا حیطہ زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ اس حیطے کی قیمت حاصل کریں۔

حل: (ل) $(I_{CQ} = 6.66 \text{ mA}, 5 \text{ V})$ درکار نقطہ کار کردنی ہے۔ جیسے شکل 3.142 پ میں دکھایا گیا ہے i_c کا زیادہ سے زیادہ حیطہ 6.66 mA ہو گا۔ i_c کا حیطہ مزید بڑھانے سے دونوں جانب تراشنا 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 ایک پلیفائر یا برقی سوچ کے استعمال کیا جا سکتا ہے۔ میدانی ٹرانزسٹر کے دو سروں کے مابین برق میدان کی شدت¹ اس میں برقی رو کے گزر کو قابو کرتا ہے۔ اسی سے اس کا نام میدانی ٹرانزسٹر لکھا ہے۔ میدانی ٹرانزسٹر n یا p قسم کا بنانا ممکن ہوتا ہے۔ n قسم فیٹ میں برقی رو کا گزر بذریعہ منقی برق بار² جبکہ p قسم کے فیٹ میں بذریعہ ثابت برق 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 سلیکان کی پتڑی پر زیادہ لگھنے ادوار بنانا ممکن ہوتا ہے۔ مخلوط عددی ادوار صرف ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے تخلیق دینا ممکن ہے یعنی ایسے ادوار مزاجمت یا ڈائیوڈ کے استعمال کے بغیر بنائے جاسکتے ہیں۔ انہیں وجوہات کی بناء پر جدید عددی مخلوط ادوار³ مثلاً مائیکروپروسیسٹر⁴ 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۔

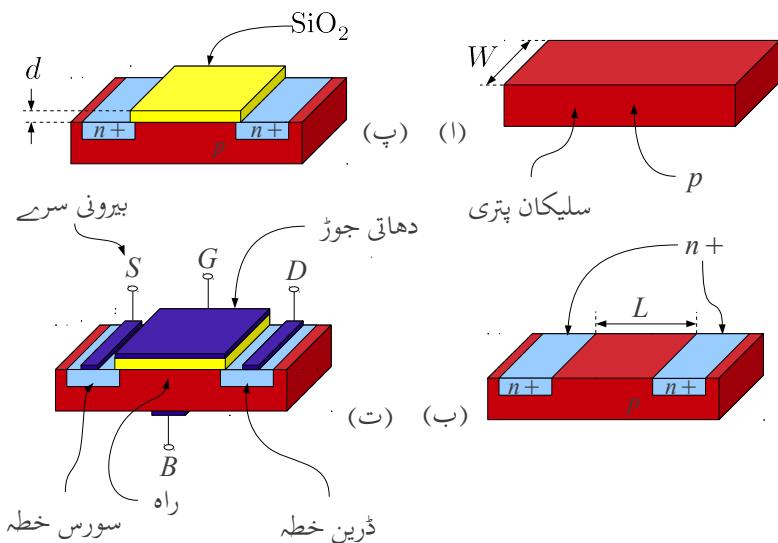
electric field intensity¹

charge²

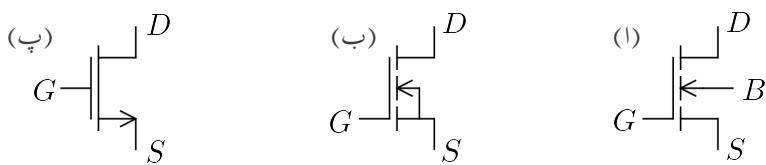
digital integrated circuits³

microprocessor⁴

memory⁵

شکل 4.1: n ماسفیٹ کی ساخت4.1 n ماسفیٹ کی ساخت (بڑھاتا n ماسفیٹ)

شکل 4.1 میں n ماسفیٹ بننے والے دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں وضاحت کی غرض سے ماسفیٹ کے مختلف حصے بڑھا کر دکھائے گئے ہیں جن کا ماسفیٹ کے حقیقی جامات سے کوئی تعلق نہیں۔ اگرچہ شکل میں سليکان کی پتري کی موٹائی کو کم دکھایا گیا ہے حقیقت میں یہ ماسفیٹ کے جامات سے اتنی موٹی ہوتی ہے کہ اس کے موٹائی کو ماسفیٹ کی جامات کے لامپ سے لامدد تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 4.1 الف میں ثابت یعنی p قسم کے سليکان، کی پتري جس کی چوڑائی W ہے سے شروع کیا گیا ہے۔ سليکان پتري کی موٹائی ماسفیٹ کے وجود سے بہت زیادہ ہوتی ہے لہذا سليکان پتري کی موٹائی کو لامدد تصور کیا جاتا ہے۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس پتري 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 سليکان کی پتري کے

شکل 4.2: n بڑھاتا ماسفیٹ کی مختلف علامتیں

اوپر، دو $n+$ خطوں کے مابین SiO_2 اگایا جاتا ہے۔ انتہائی بہتر غیر موصل ہے۔ اگاے گئے SiO_2 کی موٹائی d ہے۔ شکل ت میں $n+$ خطوں کے علاوہ SiO_2 کے اوپر اور سیلیکان پتھری کے نچلے سطح پر برتنی جوڑ بنانے کی غرض سے دھات جوڑا گیا ہے۔ ان چاروں دھاتی سطحوں کے ساتھ برتنی تار جوڑ کر انہیں بطور ماسفیٹ کے بیرونی سروں کے استعمال کیا جاتا ہے۔ ان بیرونی برتنی 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 سرانکالا 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 برتنی رو کی صحیح سمت دکھاتا ہے۔ اس کتاب میں عموماً ماسفیٹ کو تین سروں کا ہی تصور کیا گیا ہے۔

بدن اور ڈرین pn ڈائیوڈ بناتے ہیں۔ اسی طرح بدن اور سورس بھی pn ڈائیوڈ بناتے ہیں۔ بدن اور سورس کو ایک ساتھ جوڑنے سے بدن اور سورس کے درمیان ڈائیوڈ قصر دور ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ بدن اور ڈرین کے درمیان ڈائیوڈ سورس اور ڈرین کے درمیان جڑ جاتا ہے۔ شکل 4.2 پ میں اگرچہ سورس سے ڈرین ڈائیوڈ نہیں دکھایا گیا لیکن یہ یاد رکھنا ضروری ہے کہ ایسا ڈائیوڈ پایا جاتا ہے۔ اسے عموماً استعمال بھی کیا جاتا ہے۔

جیسا کہ آپ دیکھیں گے گیٹ اور سورس سروں کے مابین برقی دباو کی شدت¹¹ کے ذریعہ سیلیکان کی پتھری میں، گیٹ کے نیچے، سورس اور ڈرین خطوں کے مابین برتنی 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 برتنی دباو لاؤ کرنے سے اس راہ میں برتنی رو کا گزر

gate⁸body¹⁰

MOSFET¹¹ کو نام کئے پہلے تین مخفف یعنی Metal Oxide Semiconductor اس کی ساخت یعنی MOS سے حاصل کئے گئے ہیں جبکہ بقايا مخفف یعنی FET برتنی دباو کی شدت سے چلتے کے عمل یعنی Field Effect Transistor سے لئے گئے ہیں۔

channel¹²

ہوتا ہے۔ جیسا کہ شکل سے واضح ہے اس راہ کی لمبائی L اور چوڑائی W ہو گی۔ راہ کی لمبائی عموماً $1\text{ }\mu\text{m}$ تا $10\text{ }\mu\text{m}$ جبکہ اس کی چوڑائی $2\text{ }\mu\text{m}$ تا $500\text{ }\mu\text{m}$ ہوتی ہے۔

دو جو ٹرانزسٹر میں بیس پر لگو برقی رو کی مدد سے ٹرانزسٹر میں برقی رو I_C کو قابو کیا جاتا ہے جہاں بیس میں $\frac{I_C}{\beta}$ برقی رو درکار ہوتی ہے۔ اس کے بر عکس 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} آپسیسٹر کے لگ بھگ ہوتی ہے جو ایک قابل نظر انداز مقدار ہے۔

دو جو ٹرانزسٹر کے بر عکس 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 بتائے 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 ماسفیٹ کی بنیادی کارکردگی

4.2.1 گیٹ پر برقی دباؤ کی عدم موجودگی

n ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں مخفی ماسفیٹ بھی کہیں گے، کے گیٹ پر برقی دباؤ لگو کئے بغیر اسے دو آپس میں اٹھے جڑے ڈائیڈ تصور کیا جا سکتا ہے جہاں p سلیکان پتھری (بدن) اور $n+$ سورس پپلا ڈائیڈ اور اسی طرح p سلیکان پتھری (بدن) اور $n+$ ڈرین دوسرا ڈائیڈ ہے۔ یہ دو اٹھے جڑے ڈائیڈ ڈرین اور سورس سروں کے مابین برقی رو کے گزر کو ناممکن بناتے ہیں۔ اس صورت میں ان دو سروں کے مابین نہیت زیادہ مزاحمت (تقریباً $10^{12}\text{ }\Omega$) پائی جاتی ہے۔

شکل 4.3 اف میں ماسفیٹ کا گیٹ آزاد رکھ کر اس کے سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ v_{DS} لگو کیا گیا ہے۔ مزید یہ کہ ان کے بدن اور ڈرین دونوں سروں کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ v_{DS} لگو کرنے سے ڈرین-بدن جو ٹپ 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 ثبت برقی دباؤ p قسم کی سلیکان پتھری میں آزاد خول کو دور دھکیلتا ہے جبکہ یہاں موجود آزاد اقلینیت 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 ثبت برقی دباؤ بدتر تج بڑھایا جائے تو گیٹ کے نیچے p سلیکان میں الیکٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے اور آخر کار الیکٹرانوں کی تعداد خلوں کی تعداد سے بھی زیادہ ہو جاتی ہے۔ اس عمل سے p خطہ اتنا ہو کر n خطہ بن جاتا ہے۔ ایک قسم کے سلیکان سے زبردستی دوسرا قسم کی سلیکان بنانے کے عمل کو الثا کرنا¹³ کہتے ہیں اور ایسے الثا کرنے کے خطے کو الثا خطہ¹⁴ کہا جاتا ہے۔ گیٹ پر برقی دباؤ بڑھانے سے گیٹ کے نیچے الثا خطہ بھی بڑھتا ہے اور آخر کار یہ سورس سے ڈرین نکل پہل جاتا ہے۔ یوں سورس سے ڈرین نکل 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 دبليز 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

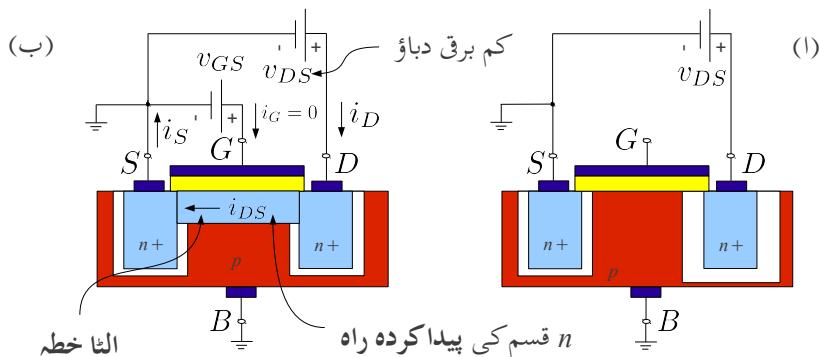
$$(4.1) \quad \begin{aligned} v_{GS} &\leq V_t && \text{متقطع} \\ v_{GS} &> V_t && \text{چالو یا غیر منقطع} \end{aligned}$$

یوں $v_{GS} = V_t$ کو دبليز 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} گز رے 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 سلیکان پتھری 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 بتاتا ہے۔ n راہ میں برقی رو کا وجود الیکٹرانوں کے

inversion¹³
inversion layer¹⁴
threshold voltage¹⁵

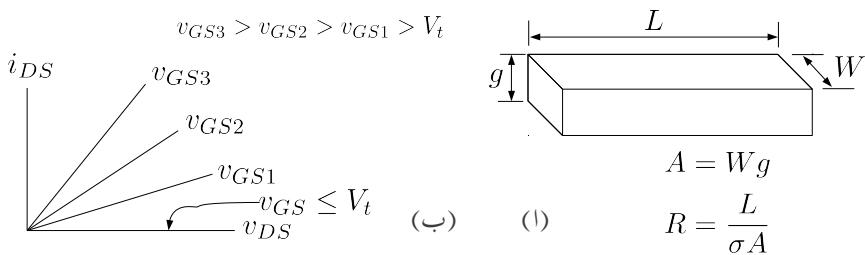


شكل 4.3: برقی راہ کا وجود پیدا بونا

حرکت کی بدولت ہے جو سورس سے راہ میں داخل ہو کر ڈرین تک سفر کرتے ہیں۔ اس کو یوں بھی کہا جا سکتا ہے کہ الکٹران 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 لٹکے 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 لٹکا 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 الکٹرانوں 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 مزاحت 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 مزاحت 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 مزاحت 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

source¹⁶
drain¹⁷

¹⁸ جس مقام سے کوئی چیز خارج ہو، اُس کو انگریزی میں سورس کہتے ہیں اور جہاں سے نکالی ہو اس کو ڈرین کہتے ہیں۔
¹⁹ enhancement nMOSFET
²⁰ conductivity



شکل 4.4: پیدا کردہ راہ کی مزاحمت

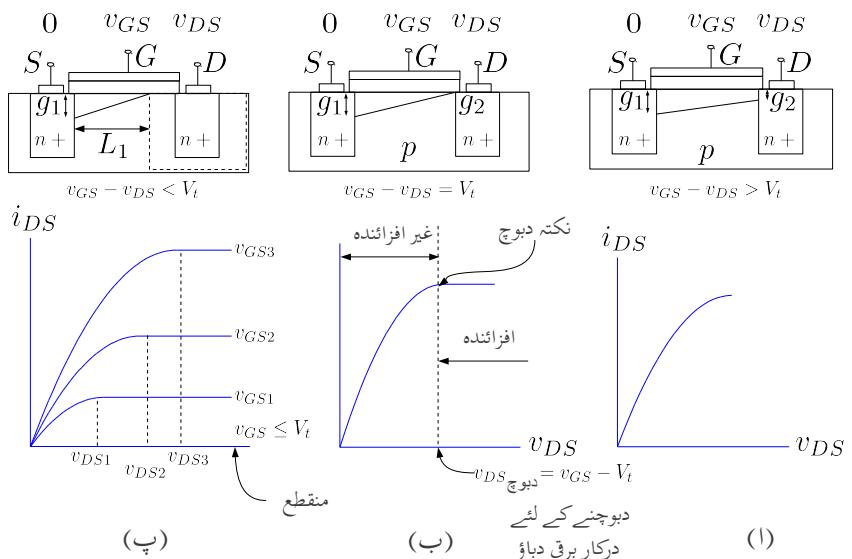
کرتے ہوئے $v_{DS} - i_{DS}$ کا خط گراف کیا گیا ہے۔ اسی طرح گیٹ پر برقی دباؤ کو مزید بڑھا کر v_{GS3} کرتے ہوئے بھی $v_{DS} - i_{DS}$ کا خط گراف کیا گیا ہے۔

سورس نھلے 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 پتری میں n قسم کی راہ پیدا کرنے کی خاطر یہ ضروری ہے کہ اس نقطے پر گیٹ اور سیلیکان کی پتری کے مابین کم از کم V_t برقی دباؤ پایا جائے۔ اگر گیٹ اور سیلیکان پتری کے مابین V_t برقی دباؤ پایا جائے تو پیدا کردہ راہ کی گہرائی لامحدود کم ہو گی۔ پیدا کردہ راہ کی گہرائی گیٹ اور سیلیکان پتری کے مابین V_t سے اضافی برقی دباؤ پر منحصر ہے۔

شکل 4.5 الف میں سورس خطہ برقی زمین یعنی صفر ولٹ پر ہے جبکہ گیٹ پر v_{GS} برقی دباؤ ہے۔ یوں یہاں گیٹ اور سیلیکان پتری کے مابین ($v_{GS} = 0 = v_{DS}$) برقی دباؤ پایا جاتا ہے اور پیدا کردہ راہ کی گہرائی اضافی برقی دباؤ یعنی ($v_{GS} - V_t$) پر منحصر ہو گی جسے شکل میں g_1 کہا گیا ہے۔ اسی شکل میں ڈرین خطہ v_{DS} ولٹ پر ہے اور یوں یہاں پیدا کردہ راہ کی گہرائی ($v_{GS} - V_t$) کے اضافی برقی دباؤ پر منحصر ہو گی 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 یعنی 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

$$(4.3) \quad \frac{\text{لمبائی}}{\text{رقہ} \times \text{موصلیت کا مستقل}} = \text{مزاحمت} = \frac{L}{\sigma Wg}$$



شکل 4.5: پیدا کردہ راہ کی گھرائی 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 ہو گی۔ 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 سلیکان پتھری 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 ہوتا ڈرین کے قریب راہ کا بننا ممکن نہیں ہو گا۔ 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 ہوا سے 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 $v_{DS} = v_D - v_S$ اور $v_{GS} = v_G - v_S$ لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} (v_G - v_S) - (v_D - v_S) &= V_t \\ v_G - v_D &= V_t \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس میں v_{GD} لکھ کر

$$(4.6) \quad v_{GD} = v_G - v_D \quad \text{دبوچ} = V_t$$

لکھا جا سکتا 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 روکا گزرنانا ممکن 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

pinch off²¹

کردہ راہ کی مزاحمت بھی بڑھتی ہے لہذا v_{DS} کے بڑھنے کی شرح بتدریج کم ہوتی ہے۔ دبوچ v_{DS} پر ٹرانزسٹر میں گزرتی برقی رو کی قیمت v_{DS} کہلاتی ہے اور اگر v_{DS} کو دبوچ v_{DS} سے بڑھایا جائے تو دیکھا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر سے گزرتی برقی رو مستقل دبوچ v_{DS} 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 افراہندہ اور غیر افراہندہ خطے بھی دکھائے گئے ہیں۔ یہ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے نوعیت کے ہی ہیں۔ شکل 4.5 پ میں مختلف گیٹ کے بر قی دباؤ پر $v_{DS} - v_{DS}$ کے خط کھینچے گئے ہیں اور ان کے نقطہ دبوچ پر بر قی دباؤ کو v_{DS1} ، v_{DS2} اور v_{DS3} لکھ کر واضح کیا گیا ہے۔ سورس خطہ بر قی زمین پر رکھتے ہوئے اگر گیٹ پر بر قی دباؤ V_t سے کم ہو تب راہ وجود میں نہیں آتا اور ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کئے رہتا ہے اور اس میں بر قی 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

$$(4.7) \quad v_{GS} \leq V_t$$

جالو

$$(4.8) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} - v_{DS} \geq V_t & \text{غیر افراہندہ} \\ v_{GS} - v_{DS} = V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GS} - v_{DS} \leq V_t & \text{افراہندہ} \end{array}$$

انہیں مساوات کو یوں

$$(4.9) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{مقطوع} \\ v_{DS} \leq v_{GS} - V_t & \text{غیر افزائندہ} \\ v_{DS} = v_{GS} - V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{DS} \geq v_{GS} - V_t & \text{افزاںندہ} \end{array}$$

یا یوں

$$(4.10) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{مقطوع} \\ v_{GD} \geq V_t & \text{غیر افزائندہ} \\ v_{GD} = V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GD} \leq V_t & \text{افزاںندہ} \end{array}$$

بھی لکھا جا سکتا ہے۔ یاد رہے کہ افزائندہ یا غیر افزائندہ خطے ہونے کے لئے لازمی ہے کہ ماسفیٹ چالو (یعنی غیر مقطوع) ہو۔ ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں رکھ کر ایک پلیفارم بنا�ا جاتا ہے۔

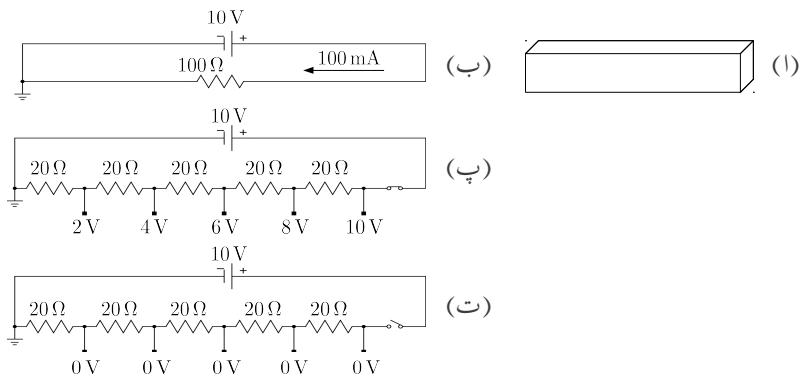
مثال 4.1: شکل 4.6 الف میں n ماسفیٹ کے پیدا کردہ راہ کو بطور سو اوم (100 Ω) کے موصل سلاخ دکھایا گیا ہے جس پر لمبائی کے جانب دس ولٹ (10 V) برقی دباؤ لاگو کیا گیا ہے۔ مسئلہ کو سادہ رکھنے کی خاطر پیدا کردہ راہ کے ترجیحات پر نظر انداز کریں۔

1. پیدا کردہ راہ کے مختلف مقامات پر برقی دباؤ حاصل کریں۔

2. اگر $v_{GS} = 15 \text{ V}$ اور $V_t = 3 \text{ V}$ ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہو گا۔

3. اگر $v_{GS} = 11 \text{ V}$ اور $V_t = 3 \text{ V}$ ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہو گا۔

حل:



شکل 4.6: پیدا کردہ راہ میں مختلف مقامات پر برقی دباؤ

1. موصل سلاخ کو ایک مزاحمت تصور کیا جاسکتا ہے۔ یوں اس مسئلہ کو شکل ب کے طرز پر پیش کیا جاسکتا ہے جس میں 100 mA برقی رو پیدا ہو گی۔ مزید یہ کہ سو اونہم کے مزاحمت کوئی مزاحمت سلسلہ وار جڑے تصور کیا جاسکتا ہے۔ شکل پ میں اسے چار عدد 20 Ω 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 دبیو چا جائے گا۔ اگر ایسا ہونے سے پیدا کردہ راہ کی مزاحمت لا محدود ہو جائے اور اس میں برقی رو کی مقدار صفر ہو جائے تو صورت حال شکل ت کے نامنہ ہو گی جہاں ڈرین سرے پر لا محدود مزاحمت کو بطور منقطع کئے گئے برقی سوچ 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 ولٹ (0V) ہو جائے گی اور یوں ڈرین سرے پر بھی صفر ولٹ 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 دونتائج متفاہ ہیں۔ پہلے نتیجے کے مطابق برقی رو کا گزر ناممکن ہے جبکہ دوسرا نتیجے کے مطابق، اس کے بر عکس، برقی رو کا گزر ممکن ہے۔ حقیقی صورت حال کو شکل 4.5 پ میں دھایا 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

$$v_{DS} - v_{GS} = V_t$$

ہو گا اور ڈرین-سورس سروں کے مابین اضافی برقی دباؤ ($v_{DS} - v_{GS}$) ویران خطہ برداشت کرے گا۔

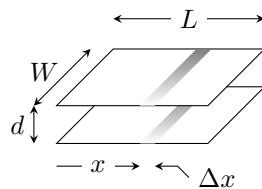
پیدا کردہ راہ پر لاگو برقی دباؤ (v_{DS}) اس میں برقی رو پیدا کرے گا جو کہ سورس سے ڈرین جانب الیکٹران کے بہاو سے پیدا ہو گا۔ یہ الیکٹران نقطہ دبوچ پر پہنچتے ہی ویران خطے میں داخل ہوں گے۔ ویران خطے میں آزاد الیکٹران نہیں ٹھر سکتے اور انہیں ڈرین خطے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔ یوں الیکٹران سورس سرے سے روکا ہو 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 ماسفیٹ کی مساوات n

مندرجہ بالاتذکرے 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 ولٹ) 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 ولٹ 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) لکھتے ہیں۔ گیٹ اور پیدا کردہ راہ (یعنی n قسم کا موصل) بطور دو چادر کے کپیسٹر²²



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 رخ 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 ثابت چادر پر بار Q کی مقدار کپیسٹر کے دو چادروں کے مابین برقی دباؤ V پر منحصر ہوتا ہے۔ کپیسٹر کے منقی چادر پر $(-Q)$ بار پایا جاتا ہے۔ ماسیٹ 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 پتھری کے مابین V_t برقی دباؤ پایا جائے (یعنی جب $v(x) = V_t$ 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 $v(x) = 0$ ہونے کی صورت میں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد بھی (تقریباً) صفر ہوتی ہے۔ جیسے گیٹ اور سلیکان پتھری کے مابین برقی دباؤ مزید بڑھایا جائے یہاں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے۔ یوں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد کا دار و مدار برقی دباؤ $(V_{GS} - V_t - v(x))$ پر ہوتا ہے اور ہم ماسیٹ کے گیٹ کے لئے کپیسٹر کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.12) \quad \Delta Q = \Delta C \times V \\ = \left[\frac{\epsilon W \Delta x}{d} \right] \times [v_{GS} - V_t - v(x)]$$

parallel plate capacitor²²

پیدا کردہ راہ میں اس نقطے پر بار کی مقدار اتنی ہی مگر منفی قسم کی ہو گی۔ 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

$$(4.14) \quad E = - \frac{\Delta v(x)}{\Delta x}$$

ہو گا۔ اس کی سمت ڈرین سے سورس نھلے کی جانب ہے۔ شدت برقی دباؤ کسی بھی ثبت 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 نھلے کی جانب دھکیلے گا۔ کسی بھی موصل میں چارجوں کی رفتار وہاں کے شدت برقی دباؤ کے برائے راست تناسب ہوتا ہے۔ یوں منفی چارجوں کے رفتار کو ($\mu_n E$) اور ثبت چارجوں کے رفتار کو ($\mu_p E$) لکھا جائے گا جہاں μ_n سلیکان پتڑی میں الیکٹران کی حرکت پذیری²³ کہلاتا ہے جبکہ μ_p سلیکان پتڑی میں خول کی حرکت پذیری²⁴ کہلاتا ہے۔ یہاں حرکت پذیری سے مراد اتنا 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۔

$$(4.15) \quad \frac{\Delta x}{\Delta t} = -\mu_n E = \mu_n \frac{\Delta v(x)}{\Delta t}$$

مساویات 4.13 اور مساوات 4.15 کی مدد سے ہم پیدا کردہ راہ میں آزاد الیکٹرانوں کے حرکت سے پیدا کردہ رو یوں 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۔

$$(4.17) \quad i(x)\Delta x = - \left[\frac{\epsilon W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] \times [\mu_n \Delta v(x)]$$

electron mobility²³
hole mobility²⁴

اس مساوات میں Δ کو باریک سے باریک تر لیتے ہوئے مساوات کا تکملہ لیتے ہیں جہاں پیدا کردہ راہ کے سورس سرے کو ابتدائی نقطہ جبکہ اس کے ڈرین سرے کو اختتائی نقطہ لیتے ہیں۔ یوں ابتدائی نقطہ پر $x = 0$ جبکہ اختتائی نقطہ پر $x = L$ ہے۔ اسی طرح ابتدائی برقی دباؤ $v(0) = v_{DS}$ ہے۔ یوں $v(L) = v_{GS} - V_t$

$$(4.18) \quad \int_0^L i(x) dx = \int_0^{v_{DS}} - \left[\frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] dv(x)$$

چونکہ پیدا کردہ راہ میں از خود برقی رو نہ پیدا اور نہ ہی غائب ہو سکتی ہے لہذا اس میں لمبائی کی جانب برقی رو تبدیل نہ ہو گی۔ اس برقی رو کو i لکھتے ہوئے تکملہ سے باہر نکلا جا سکتا ہے۔

$$(4.19) \quad \begin{aligned} \int_0^L i(x) dx &= i \int_0^L dx = \int_0^{v_{DS}} - \left[\frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] dv(x) \\ ix|_0^L &= - \left[\frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v(x)|_0^{v_{DS}} - \frac{v(x)^2}{2}|_0^{v_{DS}} \right] \\ iL &= - \left[\frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\ i &= - \left[\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

منی برقی رو کا مطلب ہے کہ یہ بڑھتے x کے الٹ جانب رو اس ہے یعنی ڈرین سے سورس جانب۔ اس فیٹ 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 $v_{DS} = v_{GS} - V_t$ 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 بر قی رو کے برابر بر قی رو ہی رہتی ہے لہذا افزائندہ خطے میں بر قی 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 معین کرنے کے نکات بھی درج کرتے ہیں۔

غیر افزائندہ خط:

$$(4.23) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = \geq V_t$$

$$(4.24) \quad i_{DS} = k'_n \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$= k_n \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

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:

$$(4.27) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} \leq V_t$$

$$(4.28) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2 \\ = \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

منقطع:

$$(4.29) \quad v_{GS} \leq V_t \\ i_{DS} = 0$$

ماسیفیٹ تخلیق دیتے وقت پیدا کردہ راہ کے چوڑائی W اور لمبائی L کی تناسب بدل کر مختلف خط حاصل کئے جاتے ہیں۔

یاد دہانی کی خاطر کچھ باتیں دوبارہ دہراتے ہیں۔

nMOSFET کو غیر افزائندہ 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 دبوچ v_{DS} سے کم رکھا جاتا ہے لیکن

$$(4.30) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} > V_t & \text{راہ پیدا} \\ v_{DS} \leq v_{DS\text{ دبوچ}} & \text{ نقطہ دبوچ} \\ \leq v_{GS} - V_t & \end{array}$$

اسی طرح nMOSFET کو افزائندہ 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 دبوچ v_{DS} سے زیادہ رکھا جاتا ہے لیکن

$$(4.31) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} > V_t & \text{راہ پیدا} \\ v_{DS} \geq v_{DS\text{ دبوچ}} & \text{ نقطہ دبوچ} \\ \geq v_{GS} - V_t & \end{array}$$

نقطہ دبوچ ان دو خطوں کے درمیان حد ہے جسے دونوں کا حصہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

nMOSFET کو مقطوع کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین V_t یا اس سے کم برقی دباؤ رکھا جاتا ہے یعنی

$$(4.32) \quad v_{GS} \leq V_t \quad \text{مقطوع}$$

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 جا سکتا 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 مزاجمت حاصل کی جاسکتی ہے یعنی

$$(4.33) \quad R = \frac{v_{DS}}{i_{DS}} = \frac{1}{k'_n \left[\frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]}$$

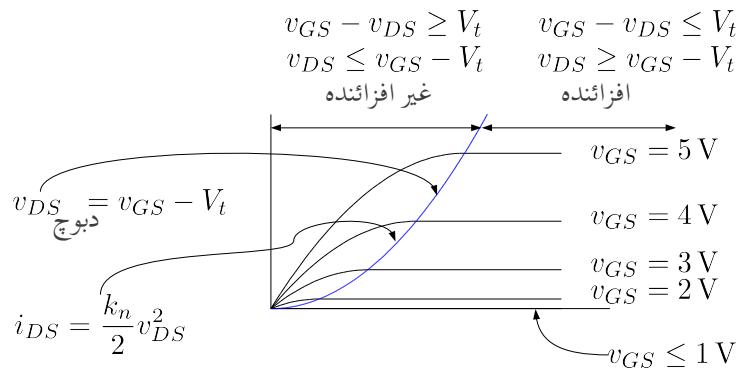
ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ تبدیل کر کے اس کی مزاجمت تبدیل کی جاتی ہے اور یوں ماسفیٹ کو بطور قابو مزاجمت استعمال کیا جا سکتا ہے۔

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 $v_{DS} = v_{GS} - V_t = v_{DS}$ مساوات حاصل ہو گی۔ یوں

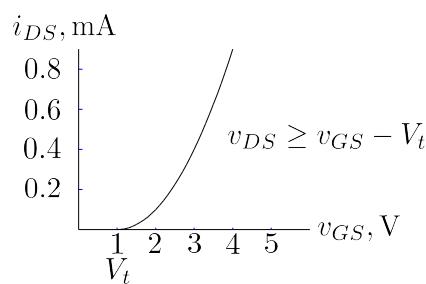
$$(4.34) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2$$

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 0.2 V 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 $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1\text{V}$ 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 کار کردگی تبدیل ہونے کا امکان ہوتا ہے۔



شكل 4.8



شكل 4.9: افزائده ماسفیٹ کا برقی رو بالمقابل گیٹ کی برقی دباؤ

4.3.1 قابل برداشت برقی دباؤ

v_{DS} کو دبوج سے جتنا بڑھایا جائے، نقطہ دبوج ڈرین خطے سے اتنا ہی دور ہو جاتا ہے۔ اگر اس برقی دباؤ کو بذریعہ بڑھایا جائے تو نقطہ دبوج 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 تقصان 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 پتھری 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۔

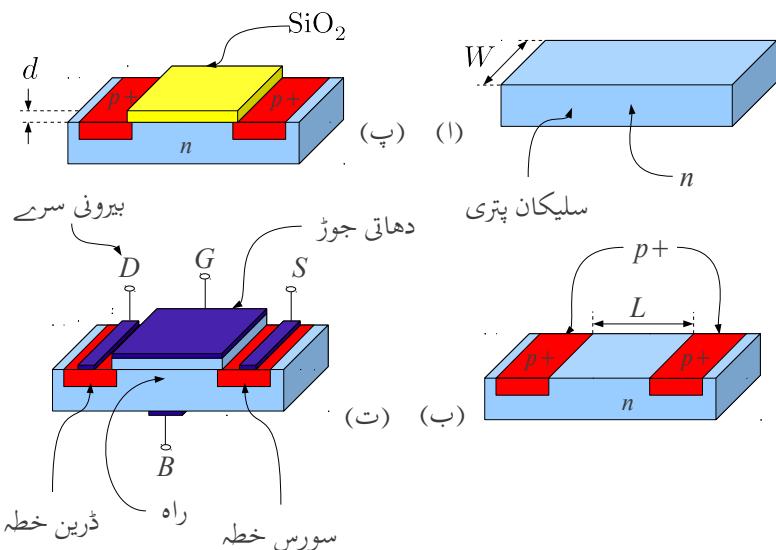
ایک تیرا عمل جو ماسفیٹ کو فوراً بناہ کر لیتا ہے اس وقت پیش آتا ہے جب گیٹ اور سورس کے مابین برقی دباؤ یہاں کے قابل برداشت حد $V_{GS_{BR}}$ سے تجاوز کر جائے۔ یاد رہے کہ گیٹ اور سورس کے درمیان انتہائی بدیک غیر موصل SiO_2 کی تہہ ہوتی ہے۔ یوں گیٹ اور سورس کے مابین کچھ ہی برقی دباؤ پر اس غیر موصل میں شدت برقی 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 پہنچ کی خاطر گیٹ پر ڈالیوڈ بطور شکنجه 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 جو 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 تیمت درجہ حرارت بڑھنے سے بڑھتی ہے اور k'_n بڑھنے کا اثر V_t کے اثر سے زیادہ ہوتا ہے لہذا ماسفیٹ کی مزاحمت درجہ حرارت بڑھنے سے بڑھتی ہے۔ قوی ماسفیٹ کو آپس میں متوالی جوڑتے وقت اس حقیقت کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

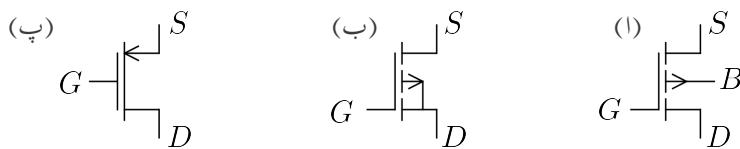


شکل 4.10: p ماسفیٹ کی ساخت

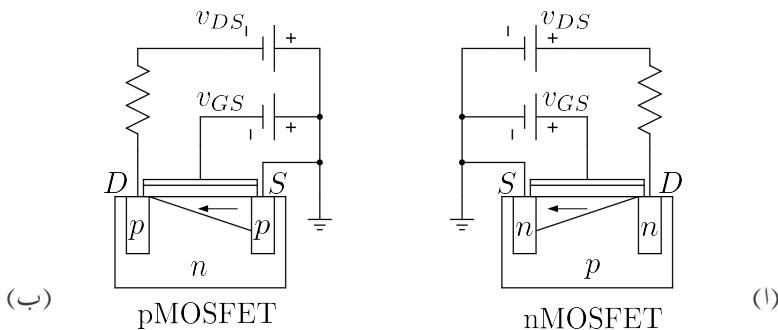
4.4 بڑھاتا pMOSFET ماسفیٹ

p ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں ثبت ماسفیٹ بھی کہیں گے، کو n قسم کی سلیکان پتھری 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_{DS} 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 جامات کم ہونے کی بدولت سلیکان پتھری پر انہیں زیادہ تعداد میں بنایا جا سکتا 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 ماسفیٹ کی علامتیں



شکل 4.12: پوہانے pMOSFET اور nMOSFET نقطہ دبوج بر

ہے جس کی بنابرائیں 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 بناۓ جاتے ہیں۔

شکل 4.12 میں موازنے کے لئے بڑھاتے pMOSFET اور nMOSFET کو نقطہ دبوج پر مائل کرتے دکھائے گے 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 بیال سرا صفر ولٹ پر ہو تو اس کا دایاں سرا مثبت برقی دباؤ پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور باکیں 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 سلیکان 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 ولٹ پر ہو تو اس کا بیال سرا منفی برقی دباؤ پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور دائیں سرے کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور باکیں سرے کے مابین برقی دباؤ نسبتاً کم ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو گا۔ آپ دکھل سکتے ہیں کہ دونوں اقسام کے ماسفیٹ میں پیدا کردہ راہ ڈرین پر

دبوچہ جاتا ہے۔

مقداریں یہ لہذا i_{SD} اور v_{SD} ، v_{SG} کے pMOSFET مقدار ہوں گے۔ pMOSFET کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

4.4.1 غیر افرائندہ

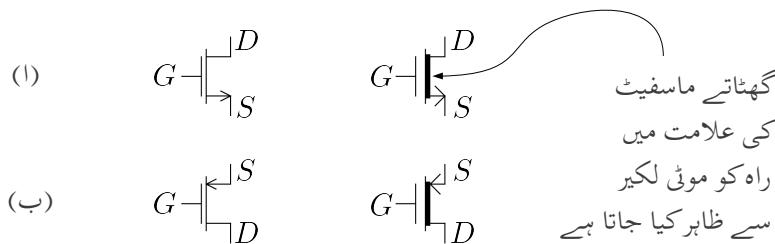
$$(4.36) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\geq -V_t \\ i_{SD} &= k'_p \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

نقاط دبوج

$$(4.37) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &= -V_t \\ i_{SD} &= \frac{k'_p}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{SG} + V_t]^2 \end{aligned}$$

افرائندہ

$$(4.38) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\leq -V_t \\ i_{SD} &= \frac{k'_p}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{SG} + V_t]^2 \end{aligned}$$



شکل 4.13: گھٹانے اور بڑھانے ماسفیٹ کی علامتیں

$$(4.39) \quad v_{SG} \leq -V_t \\ i_{SD} = 0$$

4.5 گھٹانا n ماسفیٹ

nMOSFET n بناتے وقت، اس کے سورس اور ڈرین خطوں کے درمیان سیلیکان پتھری میں گیٹ کے بالکل نیچے قسم کے خطے کے اضافہ سے n قسم کا ماسفیٹ گھٹانا²⁵ وجود میں آتا ہے۔ شکل 4.13 الف میں n قسم کے گھٹانے ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔ گھٹانے ماسفیٹ کی علامت میں راہ کو موٹی لکیر سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ شکل الف میں n گھٹانا ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔ ساتھ ہی موازنے کی خاطر n بڑھانے ماسفیٹ کی علامت بھی دکھائی گئی ہے۔

چونکہ گھٹانا ماسفیٹ میں پہلے سے ہی سورس اور ڈرین خطوں کے مابین راہ موجود ہوتا ہے لہذا گیٹ پر صفر ولٹ ($v_{GS} = 0$) ہوتے ہوئے بھی اگر سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ v_{DS} لاگو کی جائے تو ماسفیٹ میں برقی رو i_{DS} گزرنے لگے۔ 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 گھٹاتا ماسفیٹ نکلا ہے۔ اگر گیٹ پر لاگو برقی دباؤ کو بذریعہ منفی جانب لے جایا جائے تو آخر کار راہ کی گہرائی صفر ہو جائے گی اور ماسفیٹ میں برقی رو کا گزرنما ممکن نہیں رہے گا۔ یہ برقی دباؤ اس ماسفیٹ کا V_t ہوتا ہے۔ یوں n قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کا V_t منفی قیمت رکھتا ہے۔

گھٹاتا اور بڑھاتا منفی ماسفیٹ کے مساوات میں کوئی فرق نہیں المذا اب تک کے تمام بڑھاتا ماسفیٹ کے مساوات جوں کے توں گھٹاتا ماسفیٹ کے لئے بھی استعمال کئے جائیں گے۔

4.5.1 منقطع صورت

اگر گھٹاتا 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 گھٹاتا ماسفیٹ کا $V_t = -3.5 \text{ V}$ ہو اور اس کے گیٹ پر $v_{GS} = -4 \text{ V}$ لاگو کیا جائے تو یہ منقطع ہو جائے گا اور اگر اس کے گیٹ پر $v_{GS} = -2.2 \text{ V}$ یا $v_{GS} = 1.2 \text{ V}$ یا $v_{GS} = 5.3 \text{ V}$ اور یا لاگو کیا جائے تو ماسفیٹ چالو رہے گا۔

4.5.2 غیر افرائندہ

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 خٹلے سے $|V_t|$ ولٹ کم نہ ہو جائیں گھٹاتا 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 $v_{GS} = 5.3 \text{ V}$ ہو اور $V_t = -3.5 \text{ V}$ ہو تب جب تک $v_{DS} < 8.8 \text{ V}$ رہے ماسفیٹ غیر افزائندہ رہے گا۔

cut off state²⁶

4.5.3 دبوج

جب گیٹ پر ڈرین سے $|V_t|$ ولٹ کم ہو جائیں تو پیدا کردہ راہ دبوچا 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 $v_{DS} = 8.8\text{ V}$ کی صورت میں جب $V_t = -3.5\text{ V}$ ہوتا پیدا کردہ راہ دبوچا جائے گا۔

4.5.4 افرائندہ

جب چالو ماسفیٹ کے ڈرین پر گیٹ سے $|V_t|$ ولٹ زیادہ ہوں تب یہ افرائندہ حال میں ہو گا۔ اس شرط کو یوں بیان کرتے ہیں۔

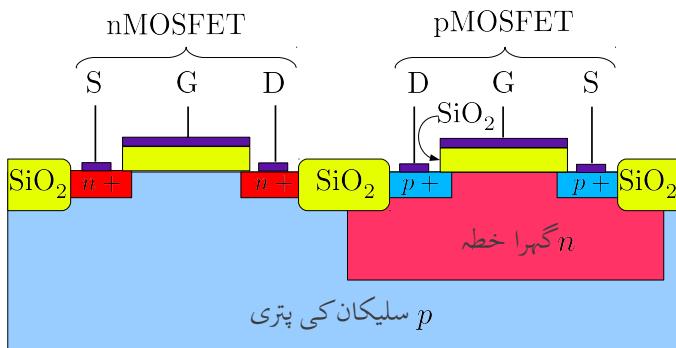
$$(4.43) \quad \begin{aligned} v_{GS} - v_{DS} &\leq V_t \\ v_{GD} &\leq V_t \end{aligned}$$

یوں $v_{GS} = 5.3\text{ V}$ اور $V_t = -3.5\text{ V}$ کی صورت میں جب $v_{DS} > 8.8\text{ V}$ ہوتا ماسفیٹ افرائندہ نظر میں ہو گا۔

یہاں تسلی کر لیں کہ گھٹانا ماسفیٹ کے مختلف خطوطوں کی مساواتیں بالکل وہی ہیں جو عام ماسفیٹ کی ہیں۔ فرق صرف اتنا ہے کہ گھٹانا ماسفیٹ کے V_t کی قیمت منفی ہوتی ہے۔

4.6 گھٹانا p ماسفیٹ

p قسم کا گھٹانا ماسفیٹ اسی طرح p ماسفیٹ بناتے وقت سلیکان پتری میں گیٹ کے بالکل نیچے p قسم کی راہ، سورس سے ڈرین نظر میں بنانے سے پیدا ہوتا ہے۔ p قسم کے گھٹانا ماسفیٹ اور عام p قسم کے ماسفیٹ کے مساوات ایک ہی طرح کے ہیں۔ فرق صرف اتنا ہے کہ p قسم کے گھٹانا ماسفیٹ کی V_t کی قیمت ثابت ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ کسی بھی p قسم کے ماسفیٹ کی طرح p قسم کے گھٹانا ماسفیٹ میں برتنی رو ڈرین سرے سے باہر کی جانب ہوتا ہے۔ شکل 4.13 ب میں p قسم کے گھٹانا ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔



شکل 4.14: سیماس یا جزو ماسفیٹ کی ساخت

4.7 جزو ماسفیٹ CMOS

جزوا ماسفیٹ nMOSFET اور pMOSFET دونوں استعمال کرتے ہیں جنہیں p سلیکان پر بنایا جاتا ہے۔ nMOSFET تو بتاہی p سلیکان پر ہے البتہ pMOSFET n سلیکان میں گھرا خطہ بنایا جاتا ہے اور پھر اس خطے میں pMOSFET p بنایا جاتا ہے۔ شکل 4.14 میں جزو ماسفیٹ کی ساخت دکھائی گئی ہے۔ جزو ماسفیٹ کو عام فہم میں سیماس²⁷ کہتے ہیں۔ شکل میں ماسفیٹ کے دونوں جانب SiO_2 کے گھرے حصے دکھائے گئے ہیں جو ساتھ ساتھ دو ماسفیٹ کو مکمل طور پر علیحدہ رکھنے کی خاطر استعمال کئے جاتے ہیں۔ یاد رہے کہ SiO_2 نہایت عمدہ غیر موصل ہے۔ سیماس کو p سلیکان پر بھی بنایا جا سکتا ہے۔ پس اس میں pMOSFET کو گھرے n خطے میں بنانا ہو گا جبکہ nMOSFET تو بتاہی p سلیکان پر ہے۔

4.8 ماسفیٹ کے یک سمیتی ادوار کا حل

اس حصے میں ماسفیٹ کے یک سمیتی ادوار حل کئے جائیں گے۔ جیسے اس کتاب کے شروع میں بتایا گیا ہے، یک سمیتی متغیرات انگریزی کے بڑے حروف سے ظاہر کئے جاتے ہیں۔ یوں گیٹ پر بر قی 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 منقی گھٹانا ماسفیٹ جس کا $V_t = -3.2 \text{ V}$ اور $v_{DS} = 1 \text{ V}$ ہے اور $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہے کا برقی رو مندرجہ ذیل پر حاصل کریں۔

$$v_{GS} = -4 \text{ V} .1$$

$$v_{GS} = -3.2 \text{ V} .2$$

$$v_{GS} = -2.8 \text{ V} .3$$

$$v_{GS} = -2.2 \text{ V} .4$$

$$v_{GS} = 1.5 \text{ V} .5$$

حل:

1. $v_{GS} < V_t = -3.2 \text{ V}$ اور $v_{GS} = -4 \text{ V}$ ہے لہذا $-4 < -3.2$ چونکہ اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی $i_{DS} = 0$ ہے اور یوں گھٹانا 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 ہو گی اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی $i_{DS} = 0$ ہے۔

3. $v_{GS} > V_t = -3.2 \text{ V}$ اور $v_{GS} = -2.8 \text{ V}$ پر چونکہ $-2.8 > -3.2$ ہے لہذا $v_{GS} = -2.8 \text{ V}$ ہے اور یوں گھٹانا ماسفیٹ چالو ہے۔ $V_{DS} = 1 \text{ V}$ پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ ہے اور یوں گھٹانا ماسفیٹ چالو ہے۔

$$v_{GS} - v_{DS} = (-2.8) - (1) = -3.8 \text{ V}$$

ہے جو کہ V_t سے کم ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} < V_t$$

لہذا گھٹتا ماسفیٹ افزائندہ ہے اور یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} \times [(-2.8) - (-3.2)] \\ &= 8 \mu\text{A} \end{aligned}$$

$v_{GS} > V_t$ ہے لہذا $(-2.2 > -3.2)$ پر چونکہ $V_t = -3.2 \text{ V}$ اور $v_{GS} = -2.2 \text{ V}$ ہے اور یوں گھٹتا 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 گھٹتا ماسفیٹ نقطہ دبوچ پر ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(-2.2) - (-3.2)]^2 \\ &= 50 \mu\text{A} \end{aligned}$$

لہذا $v_{GS} > V_t$ ہے لہذا $(+1.5 > -3.2)$ پر چونکہ $V_t = -3.2 \text{ V}$ اور $v_{GS} = 1.5 \text{ V}$ ہے اور یوں گھٹتا ماسفیٹ چالو ہے۔ $V_{DS} = 1 \text{ V}$ پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ

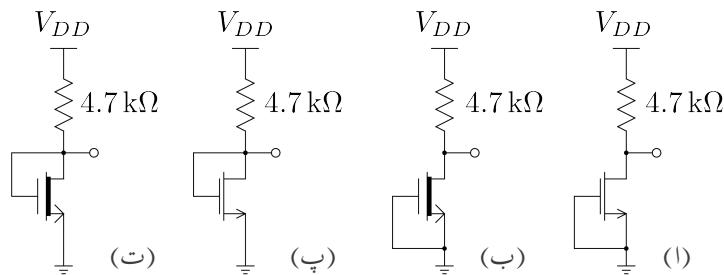
$$v_{GS} - v_{DS} = +1.5 - 1 = 0.5 \text{ V}$$

ہے جو کہ V_t سے زیادہ ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} > V_t$$

لہذا گھٹتا ماسفیٹ غیر افزائندہ 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 پک سمتی ادوار

مثال 4.3: شکل 4.15 میں منفی بڑھتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $V_t = 3\text{V}$ اور $k_n = 0.2\text{ mAV}^{-2}$ ہیں جبکہ دور میں $V_{DD} = 10\text{V}$ ہے۔ دور میں برتنی رو حاصل کریں۔ حل: n قسم کے بڑھتا ماسفیٹ کے V_t کی قیمت ہر صورت ثابت 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 گھٹتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $V_t = -3\text{V}$ اور $k_n = 0.2\text{ mAV}^{-2}$ ہیں جبکہ دور میں $V_{DD} = 10\text{V}$ ہے۔ دور میں برتنی رو حاصل کریں۔

حل: n قسم کے گھٹتا 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 نظرے میں ہے یا کہ غیر افزائندہ نظرے میں۔

ماسفیٹ کے سوالات میں عموماً قبل از وقت یہ جانا ممکن نہیں ہوتا کہ ماسفیٹ افراستنڈہ یا غیر افراستنڈہ خطے میں ہے۔ یوں آپ جان نہیں سکتے کہ ماسفیٹ کی برقی رو حاصل کرتے وقت افراستنڈہ ماسفیٹ کی مساوات یا غیر افراستنڈہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال ہو گی۔

اس طرح کے سوالات حل کرتے وقت آپ تصور کریں گے کہ ماسفیٹ افراستنڈہ (یا غیر افراستنڈہ) خطے میں ہے²⁸ اور پھر دور حل کرنے کی کوشش کریں گے۔ حل کرنے کے بعد دوبارہ تسلی کریں گے کہ ماسفیٹ افراستنڈہ (یا غیر افراستنڈہ) خطے میں ہی ہے۔ اگر حقی جواب اور تصور کردہ صور تین یکساں نکل آئیں تو حل تسلیم کر لیا جاتا ہے ورنہ ماسفیٹ کو غیر افراستنڈہ (افراستنڈہ) تصور کر کے دور کو دوبارہ حل کیا جاتا ہے۔ آئیں اس ترکیب کو استعمال کریں۔

ہم تصور کرتے ہیں کہ گھٹتا ماسفیٹ افراستنڈہ 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 کرچاف کا قانون برائے برقی دباو 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 افراستنڈہ ہے یا نہیں۔ مساوات 4.8 کا آخری جزو افراستنڈہ 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 $V_{GS} - V_{DS} < V_t$ ہے اور ماسفیٹ یقیناً افراستنڈہ ہی ہے لہذا $I_{DS} = 0.9 \text{ mA}$ ہی صحیح جواب ہے۔

آئیں اسی مثال میں ماسفیٹ کو غیر افراستنڈہ تصور کر کے مثال کو دوبارہ حل کرتے ہیں۔ غیر افراستنڈہ ماسفیٹ کی مساوات حل کرنے کی خاطر V_{DS} کا معلوم ہونا ضروری ہے۔ دور کے خارجی جانب کرچاف کے قانون برائے

²⁸ یہی عادت ہے کہ میں ماسفیٹ کو افراستنڈہ تصور کر کرے دور حل کرنے کی کوشش پہلے کرتا ہوں۔

برقی دباؤ سے ملتا ہے

$$V_{DD} = I_{DS}R_D + V_{DS}$$

$$10 = I_{DS} \times 4.7 \times 10^3 + V_{DS}$$

$$V_{DS} = 10 - 4700I_{DS}$$

غیر افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات میں V_{DS} کی جگہ اسے استعمال کرتے حل کرتے ہیں۔

$$I_{DS} = k_n \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\frac{I_{DS}}{k_n} = \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\frac{I_{DS}}{0.2 \times 10^{-3}} = \left[(0 - (-3)) (10 - 4700I_{DS}) - \frac{(10 - 4700I_{DS})^2}{2} \right]$$

س

$$I_{DS} = 1.26 \mp j0.46 \text{ mA}$$

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 بڑھتا ماسفیٹ کے ڈرین اور گیٹ جوڑ کر یک سمتی دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $k_n = 0.2 \text{ mA V}^{-2}$ اور $V_t = 3 \text{ V}$ 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 لیکن

$$V_{GS} = V_{DS}$$

ہو گا۔ یوں $V_{GS} - V_{DS} < V_t$ ہو گا اور یوں $V_{GS} - V_{DS} = 0$ ہو گا۔ اس طرح ماسفیٹ افراکنڈہ 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 V_{GS} کی قیمت درکار ہو گی۔ شکل پ کے خارجی جانب کرچاف 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 افراکنڈہ ماسفیٹ کے مساوات کے ساتھ حل کرنے سے برقی رو حاصل کی جاسکتی ہے۔ اس مساوات سے حاصل V_{GS} کو افراکنڈہ 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 $V_t < V_{GS} < V_{DS}$ 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 $V_{DS} > V_t$ ہے۔ اس طرح ماسفیٹ چالو حال میں ہے اور جواب تسلیم کرنا ہو گا۔

مثال 4.6: شکل 4.15 ت میں منفی گھٹتا ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $k_n = 0.2 \text{ mA}V^{-2}$ اور $V_t = -3 \text{ V}$ ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں خارجی جانب کرچاف 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 تو برقی رو کی مقدار صفر ہو گی اور اس صورت میں اس مساوات کے تحت $V_{GS} = 10 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ گھٹتا 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 افراستنده یا غیر افراستنده خطے میں ہے۔

گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہونے کی وجہ سے $V_{GS} - V_{DS} = 0$ ہو گا۔ چونکہ گھٹتا ماسفیٹ کا 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 افراستنده خطے میں ہو گا اور اس کی مساوات غیر افراستنده ماسفیٹ کی مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned} I_{DS} &= k_n \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{2I_{DS}}{k_n} &= (10 - 4700I_{DS} + 3)(10 - 4700I_{DS}) - \frac{(10 - 4700I_{DS})^2}{2} \\ I_{DS} &= 1.45 \text{ mA}, 4.98 \text{ mA} \end{aligned}$$

ہم جانتے ہیں کہ اگر یہاں ماسفیٹ چالو ہو تو یہ غیر افراستنده ہو گا لہذا دیکھنا یہ ہے کہ آیا ماسفیٹ چالو ہے یا نہیں۔

اگر $I_{DS} = 4.98 \text{ mA}$ تو

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 4.98 \times 10^{-3} \\ &= -13 \text{ V} \end{aligned}$$

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 $I_{DS} = 1.45 \text{ mA}$ تو

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 1.45 \times 10^{-3} \\ &= 3.2 \text{ V} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} k_n &= 0.15 \text{ mAV}^{-2} \\ V_t &= 3.5 \text{ V} \\ V_{DD} &= 10 \text{ V} \end{aligned}$$

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، بڑھتا n ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے ماسفیٹ چالو حال میں رہتا ہے۔ مزید یہ کہ یہ انفرائیڈ ہوتا ہے جیسے مندرجہ ذیل مساوات سے دیکھا جا سکتا 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۔

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ 0.6 \times 10^{-3} &= \frac{0.15 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3)^2 \\ \frac{2 \times 0.6 \times 10^{-3}}{0.15 \times 10^{-3}} &= (V_{GS} - 3)^2 \\ 8 &= (V_{GS} - 3)^2 \\ V_{GS} &= \pm\sqrt{8} + 3 \\ V_{GS} &= 0.172 \text{ V}, 5.828 \text{ V} \end{aligned}$$

$V_{GS} = 0.172 \text{ V}$ کے جواب کو رد کرتے ہیں چونکہ اس طرح $V_{GS} < V_t$ ہو گا اور ماسفیٹ منقطع ہو گا۔ $V_{GS} = 5.828 \text{ V}$ کو تسلیم کرتے ہوئے دور کے خارجی جانب کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ میں V_{DS} کی قیمت کو حاصل شدہ V_{GS} کی قیمت کے برابر لیتے ہوئے

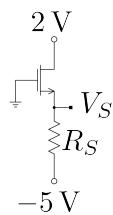
$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{DS} \\ 10 &= 0.6 \times 10^{-3} \times R_D + 5.828 \\ R_D &= 6.95 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.8: اگر شکل 4.16 میں $I_{DS} = 0.8 \text{ mA}$, $V_t = 2.5 \text{ V}$, $k_n = 0.4 \text{ mAV}^{-2}$ اور $V_D = 2 \text{ V}$ تو اس دور کے مزاحمت کی قیمت حاصل کریں۔

حل: دور کے داخلی جانب کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$\begin{aligned} V_{GS} + I_{DS}R_S - 5 &= 0 \\ V_{GS} &= 5 - I_{DS}R_S \end{aligned}$$



شکل 4.16

اگر ما سفیٹ منقطع ہو تب برقی روکی قیمت صفر ہو گی اور یوں

$$V_{GS} = 5 - I_{DS}R_S = 5 - 0 \times R_S = 5 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے $V_{GS} > V_t$ ثابت ہوتا ہے جو کہ چالو ما سفیٹ کی نشانی ہے۔ لہذا ما سفیٹ منقطع نہیں ہے۔

گیٹ برقی زمین پر ہے جبکہ ڈرین دو ولٹ پر ہے۔ یوں

$$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - 2 = -2 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں $V_{GD} < V_t$ ثابت ہوتا ہے جو کہ افزائندہ ما سفیٹ کی نشانی ہے۔ اس طرح افزائندہ ما سفیٹ کی مساوات استعمال ہو گی

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} ([5 - I_{DS}R_S] - V_t)^2$$

$$0.8 \times 10^{-3} = \frac{0.4 \times 10^{-3}}{2} \left(5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S - 2.5 \right)^2$$

$$\mp \sqrt{4} = \left(2.5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S \right)$$

$$R_S = 0.625 \text{ k}\Omega, \quad 5.625 \text{ k}\Omega$$

$$\text{اگر } R_S = 0.625 \text{ k}\Omega \text{ ہو تب}$$

$$V_{GS} = 5 - I_{DS}R_S = 5 - 0.8 \times 10^{-3} \times 0.625 \times 10^3 = 4.5 \text{ V}$$

ہو گا اور یوں $V_{GS} > V_t$ ہو گا یعنی ماسفیٹ چالو ہو گا جو کہ قبل قبول جواب ہے۔ اس کے برعکس اگر $R_S = 5.625 \text{ k}\Omega$ ہوتے

$$V_{GS} = 5 - I_{DS}R_S = 5 - 0.8 \times 10^{-3} \times 5.625 \times 10^3 = 0.5 \text{ V}$$

ہو گا اور یوں $V_{GS} < V_t$ ہو گا یعنی ماسفیٹ منقطع ہو گا۔ منقطع ماسفیٹ میں برقی روکا گزر ممکن نہیں اور یوں یہ ناقابل قبول جواب ہے اور اسے رد کیا جاتا ہے۔

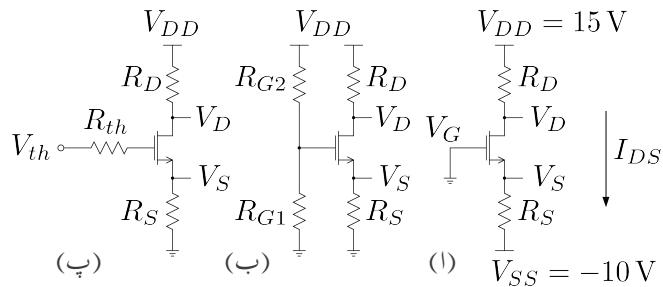
مثال 4.9: شکل 4.17 میں دئے گئے دور کو اس طرح تخلیق کریں کہ $I_{DS} = 2 \text{ mA}$ جبکہ $V_D = 2 \text{ V}$ ہوں۔ دور میں استعمال کئے گئے ماسفیٹ کی $k_n = 0.6 \text{ mA V}^{-2}$ جبکہ اس کی $V_t = 3.3 \text{ V}$ ہے۔ دور میں $V_{SS} = -10 \text{ V}$ اور $V_{DD} = 15 \text{ V}$ رکھیں۔

حل: چونکہ گیٹ صفر جبکہ ڈرین دو ولٹ پر ہے لہذا $V_{GD} = -2 \text{ V}$ اور یوں $V_t < V_{GD}$ ہے جو کہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ 2 \times 10^{-3} &= \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3.3)^2 \\ V_{GS} &= 3.3 \mp \sqrt{\frac{4}{0.6}} \\ V_{GS} &= 0.718 \text{ V}, 5.88 \text{ V} \end{aligned}$$

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 $V_{GS} = 5.88 \text{ V}$ تھجی جواب ہے۔ دور کے خارجی جانب کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_G - V_S \\ 5.88 &= 0 - V_S \\ V_S &= -5.88 \text{ V} \end{aligned}$$



شکل 4.17: ماسفیٹ کے مزید یک سمتی ادوار

یوں اُہم کے قانون کے تحت

$$R_S = \frac{V_S - V_{SS}}{I_{DS}} = \frac{-5.88 - (-10)}{2 \times 10^{-3}} = 2.06 \text{ k}\Omega$$

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 مسئلک 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 بر قی دباؤ اور بر قی رو حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اس کا مساوی تھونن دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$V_{th} = \frac{R_{G1}V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} = 6 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{R_{G1}R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 5 \text{ M}\Omega$$

چونکہ ماسفیٹ کے گیٹ پر بر قی رو کی قیمت صفر ہوتی ہے ($I_G = 0$) لہذا ماسفیٹ کے گیٹ پر بر قی رو اسی تھونن بر قی دباؤ کے برابر ہو گا یعنی

$$V_G = 6 \text{ V}$$

شکل ب میں گیٹ کو کھلے سرے تصور کرتے ہوئے R_1 اور R_2 کے جوڑ پر یہی 6 V پائے جائیں گے۔ یوں ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے ہوئے تھونن مساوی دور بنانا لازم نہیں اور شکل ب پر ہی گیٹ پر 6 V لکھ کر آگے بڑھا جا سکتا ہے۔

خارجی جانب مزاحمت پر اُوہم کا قانون لاگو کرنے سے ماسفیٹ کے سورس اور ڈرین سروں پر بر قی 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 افراستنڈہ یا غیر افراستنڈہ خطے میں ہے۔ اس طرح کے مسائل میں ہم ماسفیٹ کو افراستنڈہ (غیر افراستنڈہ) تصور کر کے دور کو حل کرتے ہیں۔ حتیٰ جواب حاصل ہونے کے بعد دوبارہ دیکھتے ہیں کہ آیا ماسفیٹ افراستنڈہ (غیر افراستنڈہ) ہی ہے۔ آئیں ایسا ہی کرتے ہوئے ہم ماسفیٹ

کو افزائندہ تصور کرتے ہیں۔ یوں

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(6 - 5600 I_{DS}) - 2.5]^2$$

$$3.136 \times 10^7 I_{DS}^2 - 5.92 \times 10^4 I_{DS} + 12.65 = 0$$

$$I_{DS} = 1.65 \text{ mA}, 0.237 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $\leftarrow 1.65 \text{ mA}$

$$V_{GS} = 6 - 1.65 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 = -3.24 \text{ V}$$

یعنی $V_{GS} < V_t$ حاصل ہوتا ہے لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ $\leftarrow 0.237 \text{ mA}$

$$V_{GS} = 6 - 0.237 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 = 4.67 \text{ V}$$

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

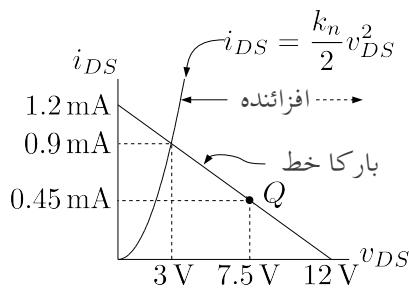
$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$R_D = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 2 \text{ k}\Omega$$

$$V_t = 2.5 \text{ V}$$

$$k_n = 0.2 \text{ mA V}^2$$



شکل 4.18: خط بوجہ سے نقطہ کارکردگی کا حصول

ہیں۔ اس ایمپلیفائر کے گیٹ پر لامبدو کپیسٹر کے ذریعہ داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ v_{DS} کی زیادہ سے زیادہ تنتاکل چوٹی کے لئے درکار نقطہ مائل حاصل کریں۔

حل: خط بوجہ²⁹ کی مساوات

$$\begin{aligned}V_{DD} &= v_{DS} + i_{DS} (R_D + R_S) \\12 &= v_{DS} + 10000i_{DS}\end{aligned}$$

کو شکل 4.18 میں گراف کیا گیا ہے۔ شکل میں نقطہ دیوچ کے گراف کی مرد سے افزائندہ خط کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ نقطہ دیوچ 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

$$\begin{aligned}12 &= v_{DS} + 10000i_{DS} \\&= v_{DS} + 10000 \times \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} v_{DS}^2\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس دو درجی مساوات سے $v_{DS} = 3 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس کا دوسرے جواب $v_{DS} = -4.5 \text{ V}$ ہے جسے رد کیا جاتا ہے چونکہ v_{DS} منی ممکن نہیں۔ حاصل $i_{DS} = 0.9 \text{ mA}$ ہوتا ہے۔

load line²⁹

ماسفیٹ ایمپلینیاٹر خطر بوجہ پر چھل 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

$$\begin{aligned} 3 \text{ V} &\leq v_{DS} < 12 \text{ V} \\ 0 &< i_{DS} < 0.9 \text{ mA} \end{aligned}$$

خارجی متغیرات کے حدود بین جن میں ماسفیٹ افزائندہ رہے گا۔ ان تینوں کے بالکل درمیانی نقطے پر نقطہ کار کردگی رکھنے سے زیادہ سے زیادہ v_{DS} اور i_{DS} حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ یوں نقطہ کار کردگی کو $(7.5 \text{ V}, 0.45 \text{ mA})$ رکھا جائے گا۔

مثال 4.12: p بڑھاتا ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے شکل 4.19 اف کا دور بنایا گیا ہے۔ ماسفیٹ کو افزائندہ نقطے میں رکھتے ہوئے $V_D = 4 \text{ V}$ اور $I_{SD} = 0.2 \text{ mA}$ حاصل کریں۔

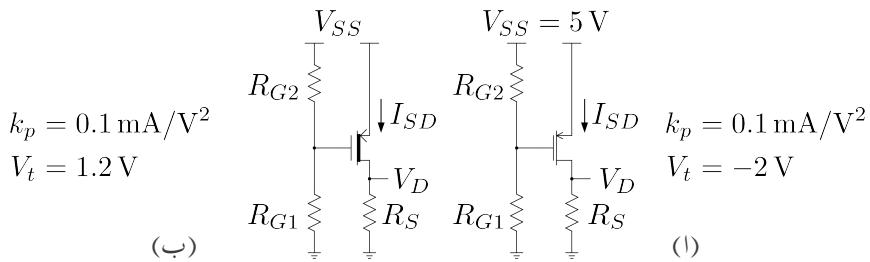
حل: $V_D = 4 \text{ V}$ اور $I_{SD} = 0.2 \text{ mA}$ حاصل کرنے کی خاطر اُوہم کے قانون کے تحت

$$\begin{aligned} V_D &= I_{SD} R_D \\ 4 &= 0.2 \times 10^{-3} R_D \\ R_D &= 20 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$\begin{aligned} I_{SD} &= \frac{k_p}{2} (V_{SG} + V_t)^2 \\ 0.2 \times 10^{-3} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} - 2)^2 \\ V_{SG} &= 0 \text{ V}, 4 \text{ V} \end{aligned}$$



شکل 4.19: p ماسفیٹ کے یک سمتی ادوار

حاصل ہوتے ہیں۔ افزائندہ p بڑھاتا ماسفیٹ کے لئے ضروری ہے کہ $V_{SG} > -V_t$ رہے۔ چونکہ

$$-V_t = -(-2) = 2 \text{ volt}$$

لہذا اس شرط کا مطلب ہے کہ $V_{SG} > 2V$ ہو۔ یہ $V_{SG} = 4V$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یہ چونکہ $V_S = 5V$ لہذا

$$\begin{aligned}V_{SG} &= V_S - V_G \\4 &= 5 - V_G \\V_G &= 1 \text{ V}\end{aligned}$$

درکار ہے۔ R_{G1} اور R_{G2} کے قیتیں چن کر $V_G = 1\text{V}$ حاصل کیا جاسکتا ہے۔ مثلاً اگر $1\text{M}\Omega$ چنا جائے تو

$$R_{G2} = R_{G1} \left(\frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.13: شکل 4.19 ب میں p قسم کا گھلتا ماسفیٹ استعمال کرتے دور بنایا گیا ہے جس میں ماسفیٹ کو افزائشہ رکھتے ہوئے درکار ہیں۔ اس دور کو حل کریں۔

حل: اوهم کے قانون کے تحت

$$\begin{aligned} V_D &= I_{SD} R_D \\ 1 &= 0.2 \times 10^{-3} R_D \\ R_D &= 5 \text{k}\Omega \end{aligned}$$

افزائشہ 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 گھلتا ماسفیٹ کے لئے $V_{SG} > -V_t$ یعنی $V_{SG} > -1.2 \text{ V}$ ضروری ہے۔ یوں کو رد کیا جاتا ہے اور $V_{SG} = 0.8 \text{ V}$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں $V_{SG} = -3.2 \text{ V}$

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 0.8 &= 5 - V_G \\ V_G &= 4.2 \text{ V} \end{aligned}$$

درکار ہے۔ لیتے ہوئے $R_{G1} = 10 \text{ M}\Omega$

$$R_{G2} = R_{G1} \left(\frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right) = 10 \times 10^6 \left(\frac{5}{4.2} - 1 \right) = 1.9 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.14: شکل 4.20 الف میں یور I_{DS} حاصل کریں۔ گھلتا ماسفیٹ کے

$$\begin{aligned} k_n &= 0.1 \text{ mA V}^{-2} \\ V_t &= -1 \text{ V} \end{aligned}$$

ہل۔

حل: ماسفیٹ کا گیٹ برقی زمین پر ہے یعنی $V_G = 0 \text{ V}$ ہے۔ بقیادو 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 $V_{GS} = -5.958 \times 10^{-3} \times 2000 = -11.9 \text{ V}$ 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 $V_{GS} = -0.042 \times 10^{-3} \times 2000 = -0.084 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یہی صحیح جواب ہے۔ مزید یہ کہ

$$V_S = 0.042 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.084 \text{ V}$$

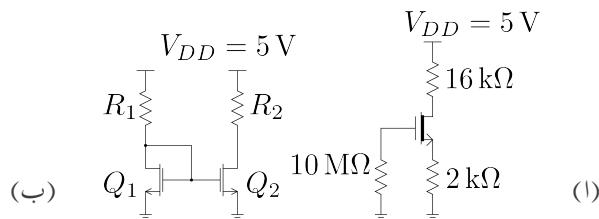
$$V_D = 5 - 0.042 \times 10^{-3} \times 16000 = 4.328 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 4.328 - 0.084 = 4.224 \text{ V}$$

$$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - 4.328 = -4.328 \text{ V}$$

چونکہ $V_t < V_{GD}$ 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 $V_{G1} = V_{D1}$ اور $V_{GS1} - V_{DS1} < V_t$ اور $V_{GS1} = V_{DS1}$ ہو گا۔ یہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔

کرچاف 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_{DS1} اور V_{GS1} برابر ہیں لہذا

$$V_{GS1} = V_{DS1} = V_{DD} - I_{DS1}R_1$$

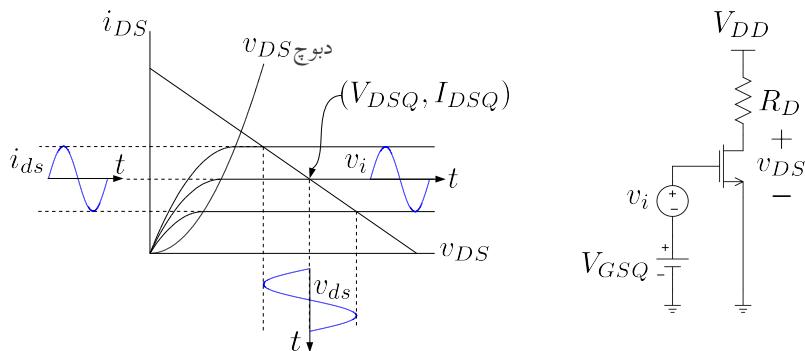
ہو گا اور یوں

$$\begin{aligned} I_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{DD} - I_{DS1}R_1) - V_t]^2 \end{aligned}$$

ہو گا۔ اس مساوات کو حل کرتے برقی روکی 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 کبھی افزائندہ رہے اس کی برقی رو

$$I_{DS2} = \frac{k_n}{2} (V_{GS2} - V_t)^2$$



شکل 4.21: ماسفیٹ ایمپلیفیائر

ہو گی جو کہ ماسفیٹ Q_1 کے برقی رو کے برابر ہے یعنی $I_{DS1} = I_{DS2}$ ۔ 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 گزرنے گا۔

4.9 ماسفیٹ ایمپلیفیائر کا ترسیمی تجزیہ

MASFİİT کو بطور ایمپلیفیائر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ خطے میں مائل کیا جاتا ہے۔ شکل 4.21 میں ماسفیٹ ایمپلیفیائر دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی ماسفیٹ کے خطوط اور برقی خط یو جھ بھی دکھایا گیا ہے۔ افزائندہ خطے کے حد کو v_{DS} کے خط سے دکھایا گیا ہے۔ ماسفیٹ ایمپلیفیائر اس وقت تک خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کو بڑھاتا ہے v_{DS} یو جھ تک ماسفیٹ افزائندہ خطے میں رہے۔ ہم یہاں nMOSFET کو مثال بنانے کے لئے ماسفیٹ ایمپلیفیائر پر تبصرہ کریں گے۔ ماسفیٹ کے بقایا تمام اقسام پر مبنی ایمپلیفیائر بھی اسی طرح کام کرتے ہیں۔

شکل 4.21 میں نقطہ کار کردگی ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ V_{GSQ} ، بوجھ کی مراہمت R_D اور برقی دباؤ کی منع V_{DD} تعین کرتے ہیں۔ $v_i = 0$ ہونے کی صورت میں ماسفیٹ نقطہ کار کردگی پر پایا جائے گا جہاں اس کے یک سمتی برقی دباؤ اور یک سمتی برقی رو I_{DSQ} ہوں گے۔ اب تصور کریں کہ باریک اشارہ v_i ثابت

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} کم ہو جائے گا۔ اسی طرح اگر v_i مخفی ہوتا ہے تو گیٹ پر برقی دباؤ کھٹے گا جس سے i_{DS} کم ہو جائے گا۔ شکل میں سائن نما v_i کی صورت میں ایسا ہوتا دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خط بوچ کی ڈھلوان کم کرنے سے v_{ds} بڑھتا ہے۔ اس ایمپلینیٹر کی افزائش برقی دباؤ A_v ہے۔

4.10 ماسفیٹ ایمپلینیٹر کا تحلیلی تجزیہ

شکل 4.22 میں بڑھاتا ماسفیٹ کو استعمال کرتے ہوئے ایمپلینیٹر کا دور بنایا گیا ہے جس میں دو عدد منع 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 ایمپلینیٹر پر غور کرنا نسبتاً آسان ہے۔

اس دور میں داخلی جانب یک سمیٰ منع V_{GS} کے ساتھ سلسلہ وار بدلتا اشارہ v_{gs} منلک 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 سمیٰ منع 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 کرچاف 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

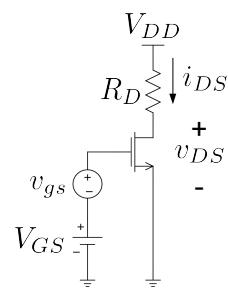
$$V_{GS} - V_{DS} < V_t$$

کا ہونا ضروری ہے۔

$$i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2 = \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2$$

$$= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs} + \frac{k_n}{2} v_{gs}^2$$

نامہ
ناگوار
جزو
یک سمتی جزو
اشاراتی جزو
جزو



$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

شکل 4.22: ماسفیٹ ایمپلیفیائر کے برقی روکے 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

$$(4.48) \quad \begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{GS} - V_t) + v_{gs}]^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{GS} - V_t)^2 + 2(V_{GS} - V_t)v_{gs} + v_{gs}^2] \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs} + \frac{k_n}{2} v_{gs}^2 \end{aligned}$$

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 گئے مساوات کے برابر ہے اور یوں اسے I_{DS} لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات کا دوسرا جزو $k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$ بدلتی رو

جزو ہے۔ یہ جزو داخلی اشارہ کا k_n بڑھایا جزو ہے اور یوں اسے i_{ds} لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات کا تیرا جزو v_{gs} کے مرلے 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

$$(4.53) \quad g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = k_n (V_{GS} - V_t)$$

اسفیٹ کی باریک اشاراتی موصل-نما افزائش ہے۔ مساوات 4.44 کی مدد سے g_m کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.54) \quad g_m = \sqrt{2I_{DS}k_n} \\ = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

³¹ distortion
³² small signal

v_{gs} کے باضابطہ تعریف کے مطابق یہ ماسفیٹ کے $i_{DS} - v_{GS}$ خط کے نقطہ مائل 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 ہو گی اور اس سے مساوات 4.45 حاصل ہو گا۔ 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

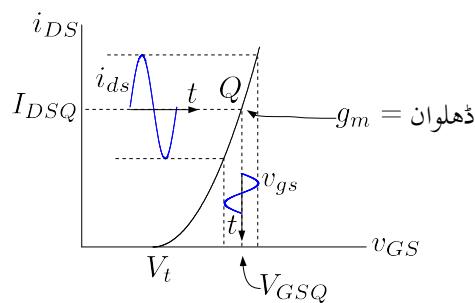
$$(4.60) \quad v_{ds} = -g_m R_D v_{gs}$$

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} ثابت ہو تو 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۔



شكل 4.23: ماسفیٹ ایمپلیفائیر کا گیٹ پر برقی دباؤ بال مقابل ماسفیٹ کی برقی رو کا خط

4.11 ماسفیٹ ریاضی نمونہ

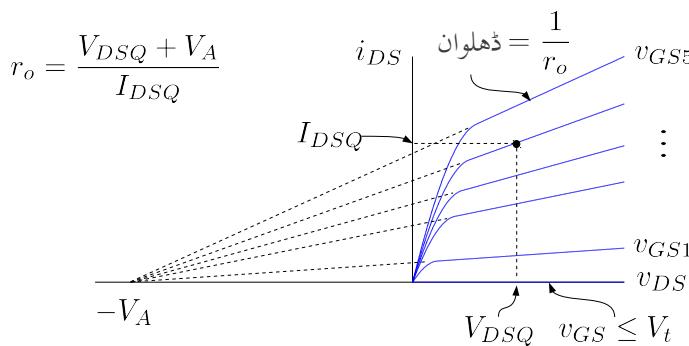
اس حصے میں ماسفیٹ کے ریاضی غونئے³³ حاصل کئے جائیں گے جنہیں استعمال کر کے بدلتے برقی دباؤ اور بدلتے برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔

4.11.1 خارجی مزاحمت r_o

MASFİİT کو بطور ایک پلیفارٹ 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 440 پر شکل 4.5 پ میں v_{DS} کو دیوج v_{DS} سے بڑھانے پر پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہوتے دھائی 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 ارلی برقی دباؤ³⁴ V_A کے طرز کا جزو شامل کرنے سے حاصل کر سکتے ہیں جیسے

$$(4.62) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2 \left[1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right]$$

$$= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \left[1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right]$$



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

$$(4.63) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} = \frac{1}{\frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \frac{1}{V_A}}$$

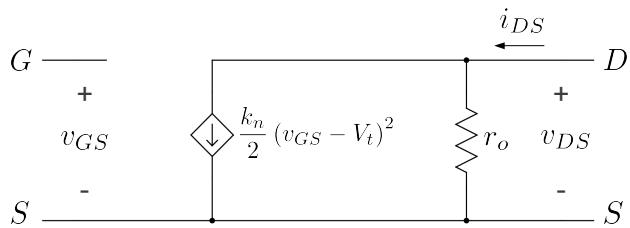
حاصل ہوتا ہے۔ اگر ارلی برقی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کیا جائے تو $I_{DS} \propto \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2$ کو I_{DS} لکھا جا سکتا ہے اور یوں مندرجہ بالا خارجی مزاحمت کی مساوات کو بہتر طریقے سے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.64) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} \approx \frac{V_A}{I_{DS}}$$

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۔

$$(4.65) \quad V_A \propto L_{\text{d}}$$

model³³
Early voltage³⁴



شكل 4.25: وسیع اشارات ماسفیٹ ریاضی نمونہ

یوں r_o بڑھانے کی خاطر زیادہ لمبائی کی راہ تخلیق دی جاتی ہے۔ ماسفیٹ کے اولیٰ بر قی دباؤ کی عمومی قیمت 200 V تا 300 V ہوتی ہے۔

4.11.2 وسیع اشاراتی ماسفیٹ ریاضی نمونہ

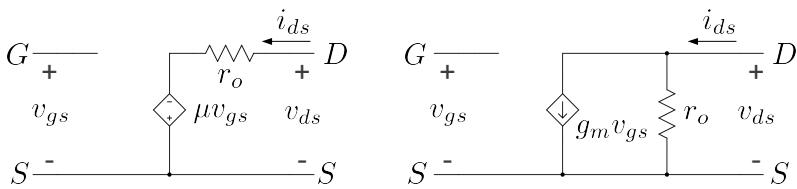
افراکنڈہ خطے میں ماسفیٹ کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ³⁵ شکل 4.25 میں دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کے داخلی جانب مزاحمت لامحدود ہے جبکہ مساوات 4.64 اس کا خارجی مزاحمت r_o دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس ریاضی نمونے سے درست i_{DS} حاصل ہوتا ہے۔

4.11.3 باریک اشاراتی ماسفیٹ π ریاضی نمونہ

ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ بالکل BJT ٹرانزسٹر کی طرح حاصل کیا جاتا ہے۔ افراکنڈہ خطے 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 افراکش g_m حاصل ہو گی۔ جزوی تفرق کی قیمت نقطہ مائل V_{GS} پر حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں

$$(4.66) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{GS}} = k_n [V_{GS} - V_t]$$

model³⁵



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

$$V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}}$$

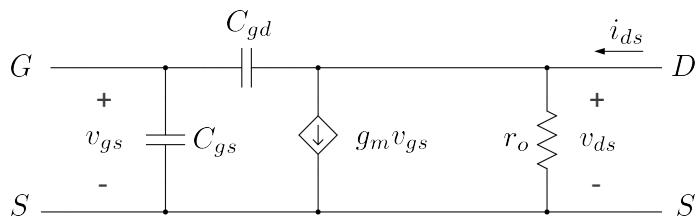
حاصل ہوتا ہے جس کی مدد سے مساوات 4.66 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.67) \quad g_m = k_n [V_{GS} - V_t] = k_n \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}} = \sqrt{2k_n I_{DS}}$$

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 فونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.26 میں دیکھیا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کا عمومی نام π ریاضی نمونہ ہے۔ دو جوڑٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ ماسفیٹ کا داخلی مزاحمت لامدد ہونے کی وجہ سے اس کی داخلی برقی رو صفر ہو گی۔ ماسفیٹ کے g_m کا دو جوڑٹرانزسٹر کے ساتھ موازنہ کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ ماسفیٹ کی برقی رو چار گنا کرنے سے اس کا g_m دگنا ہوتا ہے جبکہ دو جوڑٹرانزسٹر 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 اشاراتی 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 کپیسٹر 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 تعدد پائے 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 گیٹ کے نیچے الثا خطا سورس سے ڈرین تک تقریباً کیساں شکل کا ہوتا ہے۔ گیٹ اور الثا خطا مل کر کپیسٹر $\frac{\epsilon WL}{d}$ کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کا آدھا حصہ C_{gs} اور آدھا C_{gd} ہے یعنی

$$(4.68) \quad C_{gs} \approx C_{gd} \approx \left(\frac{1}{2} \right) \frac{\epsilon WL}{d}$$

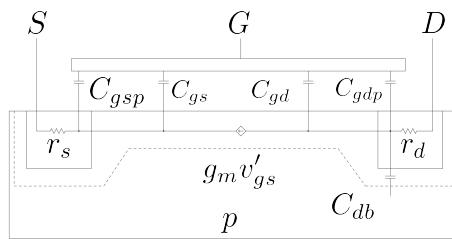
جہاں W گیٹ کی چوڑائی، L گیٹ کی لمبائی، d گیٹ اور سیلیکان کے درمیان فاصلہ ہے۔ $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ ہے
جہاں $\epsilon_r = 3.9$ جبکہ $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$

افزائندہ ماسفیٹ کے ڈرین جانب راہ دبوچا گیا ہوتا ہے۔ یوں گیٹ کے نیچے پیدا کردہ راہ ہر جگہ کیساں نہیں ہوتا۔ اس صورت میں $C_{gs} \approx 0$ جبکہ $C_{gd} \approx \frac{2\epsilon WL}{3d}$ 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 سیلیکان پتھری 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 ساتھ مزاحمت r_s اور r_d بھی دکھائے گئے ہیں۔ بیروفنی سورس سرے اور اندروفنی سورس کے درمیان r_s مزاحمت پایا جاتا ہے۔ اسی طرح بیروفنی ڈرین سرے اور اندروفنی ڈرین کے درمیان r_d پایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں r_s اور r_d کو استعمال نہیں کیا جائے گا۔

دو جو ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونوں کی طرح ماسفیٹ کے باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونے nMOSFET اور pMOSFET دونوں کے لئے یکساں قابل استعمال ہیں۔

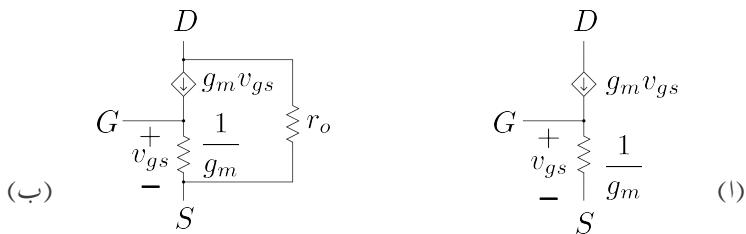
4.11.4 باریک اشاراتی ماسفیٹ ٹی ریاضی نمونہ

شکل 4.29 الف میں r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے ماسفیٹ کا ٹی ریاضی فونہ³⁶ 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 جا سکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے میں

$$(4.70) \quad i_g = 0 \\ i_d = i_s = i_{ds} = g_m v_{gs}$$

پائے جاتے ہیں جہاں i_d اور i_s ڈرین اور سورس کے برقی رو ہیں۔ داخلی مزاحمت لامحدود ہے۔ آئکیں اب ٹی ریاضی نمونے پر نظر ڈالیں۔ ٹی ریاضی نمونے میں $i_d = g_m v_{gs}$

T model³⁶



شکل 4.29: باریک اشاراتی ماسفیٹ کی ریاضی نمونہ

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 ہو گی۔ گیٹ G کے جوڑ پر D کی جانب سے گزرتے ہوئے S روں ہے۔ یوں کرچاف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے گیٹ پر برقی رو $i_g = 0$ حاصل ہوتی ہے۔ داغلی مزاحمت $\frac{v_{gs}}{i_g}$ کی قیمت 0 کی بنابر 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 سمیتی اور بدلنے متغیرات کی علیحدگی

مندرجہ بالاتر ذکرہ سے ہم دیکھتے ہیں کہ برقی دباؤ اور برقی رو کے دو حصے (یعنی یک سمیتی حصہ اور بدلنا حصہ) ہوتے ہے۔ ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت ان دو حصوں کو علیحدہ علیحدہ حل کیا جاتا ہے۔ پہلے بدلنے متغیرات کی قیمتیں صفر کرتے ہوئے یک سمیتی حصہ حل کر کے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے اور پھر بدلنے حصے کو ریاضی نمونے کی مدد سے حل کیا جاتا ہے۔

مثال 4.16: مساوات 4.48 میں $\frac{k_n v_{GS}^2}{2}$ ناپسندیدہ حصہ ہے۔ اگر داخلی اشارہ $v_{GS} = V_p \cos \omega t$ ہو تو بنا پسندیدہ جزو میں $\cos^2 \omega t = \frac{1+\cos(2\omega t)}{2}$ استعمال کرتے ہوئے $\left[1 + \cos(2\omega t) \right]$ لکھا جا سکتا ہے جو داخلی اشارے کے دُنی تعدد کا جزو ہے۔ یہی اصل اشارے کی شکل پکارتا ہے۔ خارجی اشارے میں دُنی تعدد اور اصل تعدد کے اجزاء کے حیطوں کی نسبت حاصل کریں۔ اگر $V_t = 1.4 \text{ V}$ اور $V_{GS} = 4 \text{ V}$ ہوں تو داخلی اشارے کی چوٹی کی وہ حد حاصل کریں جس پر حاصل کردہ نسبت 1% ہو۔

$$\text{حل: دُنی تعدد کا حصہ } \frac{k_n V_p^2}{4} \cos(2\omega t) \text{ ہے۔ یوں}$$

$$\frac{\text{بُکرا جزو}}{\text{اصل جزو}} = \frac{V_p}{4(V_{GS} - V_t)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$\frac{V_p \times 100}{4(4 - 1.4)} = 1$$

$$V_p \leq 104 \text{ mV} \text{ سے حاصل ہوتا ہے۔}$$

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 افرائش $A_v = -6.8 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ناپی جاتی ہے جہاں خارجی اشارے کو ڈرین سے لیا گیا۔ استعمال کئے گئے ماسفیٹ کی k_n اور V_t حاصل کریں۔

حل: اُوہم 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 $g_m = 1 \text{ mA/volt}$ 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 دونتائج ملائکر

$$1.4464 \times 10^{-3} = \frac{k_n}{2} \left(\frac{10^{-3}}{k_n} \right)^2$$

$V_t = 2.29 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے جس سے $k_n = 0.345 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ لکھا جاسکتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

شکل کو دیکھتے ہوئے

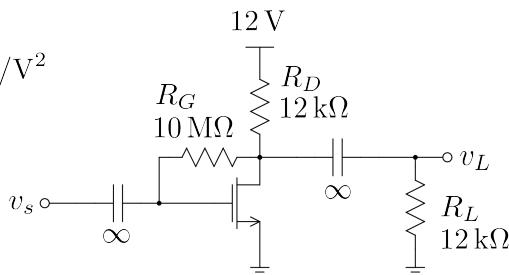
$$V_D = V_{DD} - I_{DS} R_D = 15 - 1.4464 \times 10^{-3} \times 6800 = 5.16 \text{ V}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں

$$V_{GD} = V_G - V_D = 6 - 5.16 = 0.835 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے جو V_t سے کم ہے لہذا ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہی ہے۔

$$\begin{aligned}V_t &= 2 \text{ V} \\k_n &= 0.2 \text{ mA/V}^2 \\V_A &= 60 \text{ V}\end{aligned}$$



شکل 4.30: ماسفیٹ ایمپلیفیائر

مثال 4.18: شکل 4.30 میں ماسفیٹ ایمپلیفیائر کھایا گیا ہے۔ داخلی اور خارجی جانب لامدد جفتی کپسیٹر 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 $R_G = V_D$ پر صفر ولٹ کا گھناؤ ہو گا اس طرح ہوں گے، یعنی $V_{GS} = V_{DS} = 0 \text{ V}$ ہو گا، لہذا $V_{GD} = V_t < V_t$ ہے جس سے ثابت ہوتا ہے کہ ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}I_{DS} &= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 2)^2 \\&= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{DS} - 2)^2\end{aligned}$$

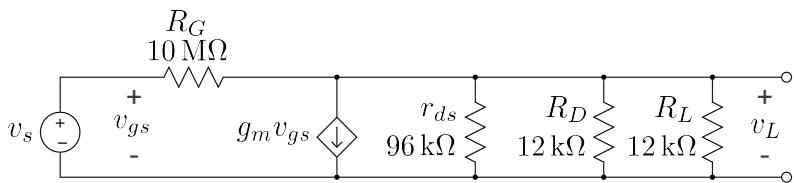
لکھا جا سکتا ہے۔ اوہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{12 - V_{DS}}{R_D} = \frac{12 - V_{DS}}{12000}$$

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۔



شکل 4.31: ماسفیٹ ایمپلیفیاٹر کا مساوی باریک اشاراتی دور

کی قیمت g_m

$$\begin{aligned} g_m &= k_n (V_{GS} - V_t) \\ &= 0.2 \times 10^{-3} (4.5 - 2) \\ &= 0.5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \end{aligned}$$

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 قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوی پست تعددی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ R_G سے گزرنے بر قی 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_s اور v_{gs} برابر ہیں لہذا

$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = -2.823 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ R_G میں بر قی رو

$$\begin{aligned}
 i_s &= \frac{v_s - v_L}{R_G} \\
 &= \frac{v_s}{R_G} \left(1 - \frac{v_L}{v_s} \right) \\
 &= \frac{v_s}{R_G} [1 - (-2.823)] \\
 &= 3.823 \frac{v_s}{R_G}
 \end{aligned}$$

کے برابر ہے لذا 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 $k_n = 1.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 0.8 \text{ V}$ ہیں۔ r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل کریں۔ کپیسٹر کی قیمت لا محمد و تصور کریں۔

حل: یک سمیٰ تجزیہ سے میں $I_{DS} = 0.6 \text{ mA}$ اور $V_{GS} = 1.8 \text{ V}$ اور $V_{DS} = 5.38 \text{ V}$ حاصل ہوتے ہیں۔ یوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ انہیں استعمال کرتے ہوئے

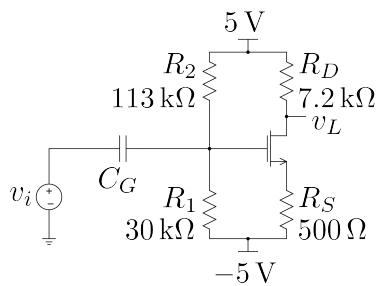
$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 1.2 \times 10^{-3} \times 0.6 \times 10^{-3}} = 1.2 \text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایمپلینیٹر کا باریک اشاراتی مساوی دور شکل 4.33 میں دکھایا گیا ہے جس سے

$$v_L = -g_m v_{gs} R_D = -8.64 v_{gs}$$

$$v_g = v_i$$

$$v_s = g_m v_{gs} R_S = 0.6 v_{gs}$$



شكل 4.32: مشترک ایمٹر بمع ایمٹر مزاحمت

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ $v_{gs} = v_g - v_s$ ہے لہذا

$$v_{gs} = v_i - 0.6v_{gs}$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$v_{gs} = \frac{v_i}{1.6} = 0.625v_i$$

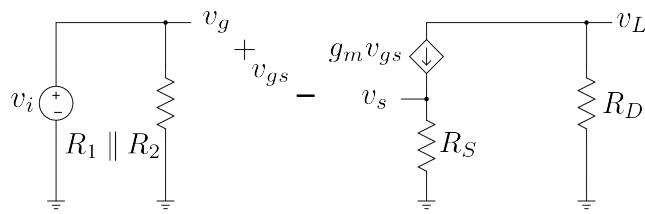
حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو v_L کی مساوات میں پُر کرتے ملتا ہے

$$v_L = -8.64 \times 0.625 \times v_i = -5.4v_i$$

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 متوازنی لامحدود قیمت کا کپیسٹر نسب کرتے ہوئے A_v دوبارہ حاصل کریں۔



شکل 4.33: مشترک ایمٹر بمع ایمٹر مزاحمت کا باریک اشاراتی مساوی دور

حل: کپیسٹر نسب کرنے سے نقطہ کار کردگی 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

$$\begin{aligned} v_L &= -g_m v_{gs} R_D = -8.64 v_{gs} \\ v_g &= v_i \\ v_s &= 0 \end{aligned}$$

یعنی

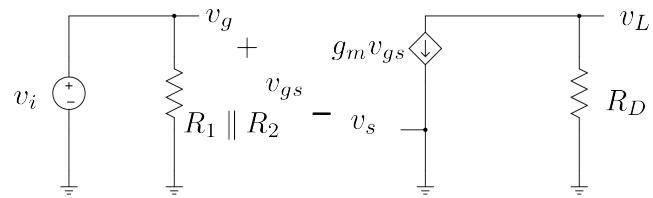
$$\begin{aligned} v_{gs} &= v_i \\ v_L &= -8.64 v_i \end{aligned}$$

اور

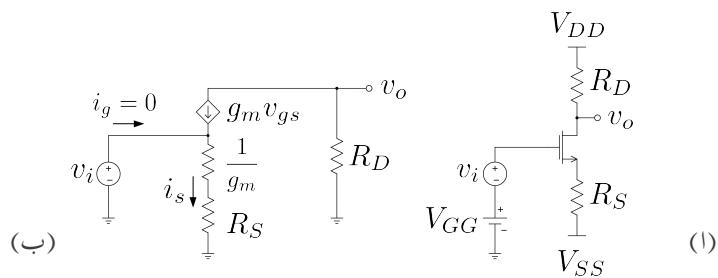
$$A_v = -8.64 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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 کار کردگی مسحگم ہوتا ہے لہذا R_S کا استعمال کیا جاتا ہے۔ R_S کے متوازنی لامدد کپیسٹر نسب کرنے سے A_v پر R_S کے بُرے اثر کو ختم کیا جاتا ہے۔



شکل 4.34



شکل 4.35

مثال 4.21: شکل 4.35 اف کے ایمپلیفیگر 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 لائس کے گیٹ پر برقی رو صفر رہتی ہے۔ شکل میں $i_g = 0$ لکھ کر اس حقیقت کی یاد دہانی کرائی گئی ہے۔ داخلی جانب کرچاف 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 گزرنے 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

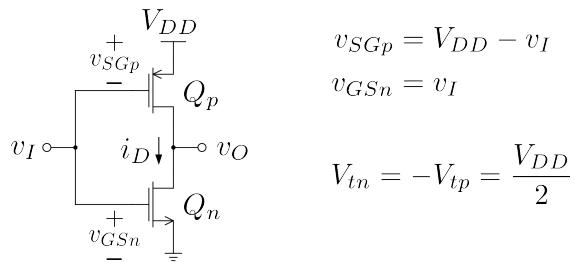
$$(4.72) \quad A_v = - \frac{\sum R_{\text{ذین}}}{\sum R_{\text{سورس}}}$$

صفحہ 352 پر مساوات 3.217 میں $\alpha = 1$ لیتے ہوئے مساوات 4.72 ہی حاصل ہوتا ہے۔ دو جوڑٹرانزسٹر کی صورت میں r_e کو لکھا گیا جبکہ یہاں ہم اس کو $\frac{1}{g_m}$ ہی لکھیں گے۔

4.12 سیماس نفی کار

عددی ادوار³⁷ میں نفی کار³⁸ کلیدی کردار ادا کرتا ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر کیا گیا، سیماس ٹیکنالوجی کی بہتر خصوصیات کی بناء پر مخلوط ادوار زیادہ تر انہیں کو استعمال کرتے ہوئے بنائے جاتے ہیں۔

digital circuits³⁷
NOT gate³⁸



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۔ آئین v_I کو ان قیمتیوں پر رکھتے ہوئے خارجی اشارہ v_O حاصل کریں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$(4.73) \quad \begin{aligned} v_{SGp} &= V_{DD} - v_I \\ v_{GSn} &= v_I \end{aligned}$$

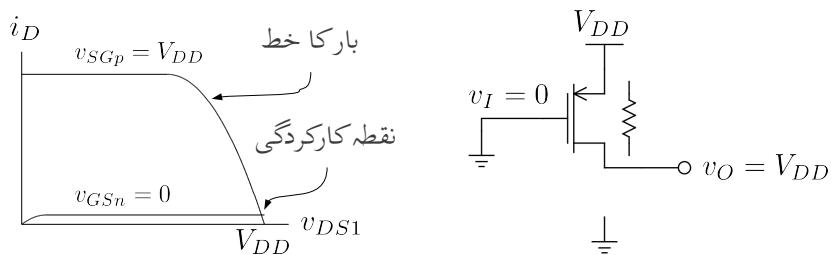
لکھا جا سکتا ہے۔ مرید تصور کریں کہ

$$(4.74) \quad \begin{aligned} V_{tn} &= -V_{tp} = V_t \\ \text{کے برابر ہے۔} \end{aligned}$$

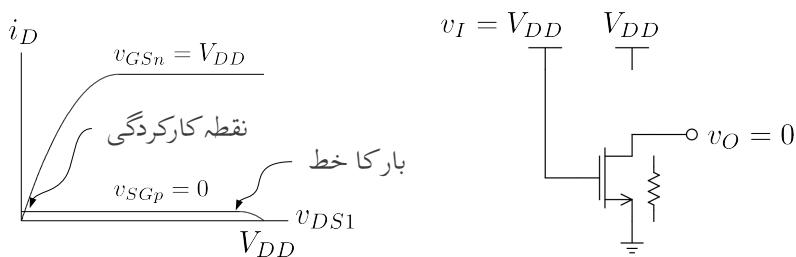
داخلی اشارہ $v_I = 0V$ کی صورت میں مساوات 4.73 سے $v_{GSn} = 0V$ حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ V_{tn} ثابت مقدار ہے لہذا $v_{GSn} < V_{tn}$ ہے۔ اس طرح Q_n منقطع ہو گا اور اس کی برقی رو مفر ہو گی۔ اس کے برعکس Q_p کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق $v_{SGp} = V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $v_{SGp} > -V_{tp}$ ہے لہذا Q_p چالو ہو گا۔ شکل 4.37 میں منقطع Q_n کے خط پر چالو Q_p کے خط کو بطور خط بوجھ دکھایا گیا ہے۔ Q_p کے خط کا عمودی محور میں عکس لینے کے بعد اس عکس کو افقی محور پر داعیں جانب V_{DD} آکایاں منتقل کرنے سے خط بوجھ³⁹ حاصل ہوتا ہے۔ Q_n - کے خط کو افقی محور سے قدر اوپر کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے عیحدہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کار کر دیگر کے مطابق $v_{DSQ} \approx V_{DD}$ کی صورت میں $v_O = V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے۔

یہی جواب خطوط کھینچنے بغیر یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ منقطع Q_n کو کھلے دور جگہ چالو Q_p کو بطور مزاجمت تصور کریں۔ ایسا کرنے سے شکل 4.37 میں دکھایا دور حاصل ہوتا ہے جس کو دیکھ کر $v_O = V_{DD}$ لکھا جا سکتا ہے۔

³⁹ صفحہ 312 پر حصہ 3.12 کی شروع میں ٹرانزسٹر خط بوجھ کہیجنا دکھایا گیا۔ اس طریقے پر ایک مرتبہ دوبارہ نظر ڈالیں۔



شکل 4.37: داخلى اشاره پست بونے کی صورت میں خارجی اشارہ بلنڈ حاصل ہوتا ہے۔



شکل 4.38: داخلى اشاره بلنڈ بونے کی صورت میں خارجی اشارہ پست حاصل ہوتا ہے۔

داخلى اشارہ $v_I = V_{DD}$ کی صورت میں مساوات 4.73 سے $v_{GSn} = V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے لہذا $v_{SGp} < -V_{tp}$ ہے۔ اس طرح Q_n کے بر عکس Q_p کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق $v_{SGp} = 0$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح Q_n میں چالو 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 افتی 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 $v_{DSQ} \approx 0$ کے برابر ہے۔ اس طرح $v_I = V_{DD}$ کی صورت میں $v_O = 0$ حاصل ہوتا ہے۔

یہی جواب خطوط کھینچے بغیر یوں حاصل کیا جا سکتا 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 جا سکتا ہے۔

شکل 4.38 کی صورت میں $v_I = 0$ کے برابر حاصل ہوتا ہے لہذا Q_n میں بر قی طاقت کا ضیاء قابل نظر انداز ہو گا۔ چونکہ اس صورت میں $v_{SD} \approx 0$ ہے لہذا Q_p میں طاقت کا ضیاء اس سے بھی کم ہو

گا۔ $v_I = V_{DD}$ کی صورت میں Q_p اور Q_n 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 وات سے بھی کم ہوتا ہے۔

آئیں شکل 4.36 میں دئے نفی کار کا v_O اور v_I خط حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر v_I کو بتیرنچ ۰V سے V_{DD} تک تبدیل کرتے ہوئے v_O حاصل کیا جائے گا۔ پہلے دونوں ماسفیٹ کے برتنی رو بالقابل برتنی دبو مساوات لکھتے ہیں۔

شکل سے Q_n کے لئے $v_{DS} = v_O$ اور $v_{GS} = v_I$ 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

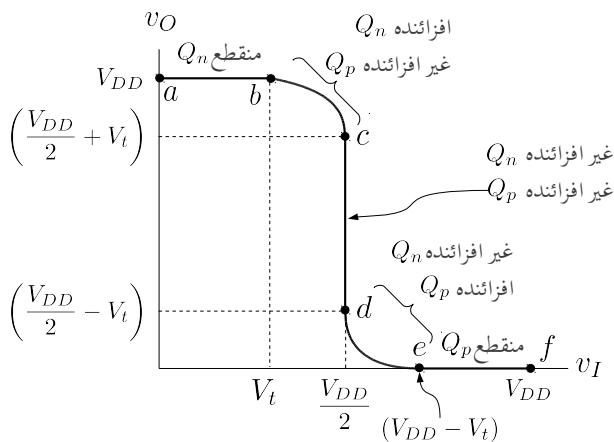
$$(4.78) \quad i_{SD} = \frac{k_p}{2} [V_{DD} - v_I + V_{tp}]^2 \quad \text{جب } v_O \leq v_I - V_{tp}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ نفی کار کو عموماً یوں تخلیق دیا جاتا ہے کہ

$$(4.79) \quad V_{tn} = |V_{tp}| = V_t$$

$$(4.80) \quad k_n = k_p$$

ہوں۔ اس طرح v_O بالقابل v_I کا خط تناکل تناسب رکھتا ہے اور خارجی سرے پر v_O کی پست اور بلند دونوں صورتوں میں نفی کار یکساں برتنی رو کی صلاحیت رکھتا ہے۔ مندرجہ بالا چار مساوات سے شکل 4.39 میں دکھایا گیا خط حاصل ہوتا

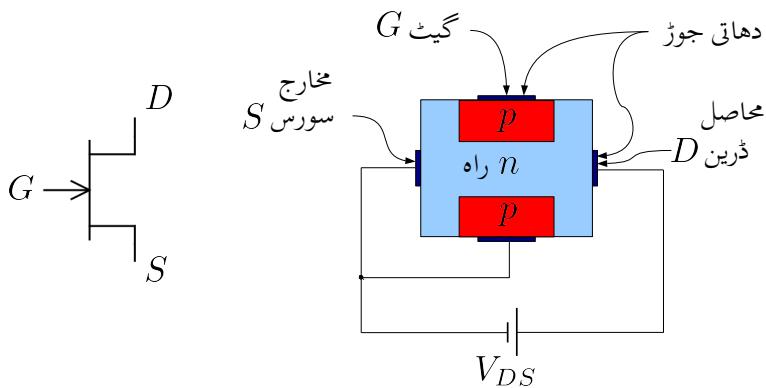


شکل 4.39: نفی کار کا خط

ہے۔ عددی ادوار کے نقطے 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 $V_{tn} = 5\text{V}$ اور $V_t = 1\text{V}$ ہیں۔ اس طرح $v_{SG} = V_{DD} - V_{tn} = 5\text{V}$ اور $v_I = 1\text{V}$ ہوں گے۔ شکل میں a تا b نقطے پر غور کریں۔ یہاں v_I کی قیمت 1V تا 0V ہے۔ چونکہ $v_{GS} < V_{tn}$ ہے لہذا $v_{GS} = v_I = 1\text{V}$ ہے۔ یہاں Q_n میکس (discontinuous) ہے۔ اس کے بر عکس Q_p کی قیمت $v_{GS} = V_{DD} - V_{tn} = 4\text{V}$ تا 5V ہے کیونکہ $v_{tp} = -1\text{V}$ ہے۔ چونکہ $v_{GS} > V_{tp} = -1\text{V}$ ہے لہذا $v_{GS} = 4\text{V}$ تا 5V ہے۔ اس طرح $v_{GS} > -V_{tp}$ ہے۔ اس طرح Q_p چالو ہے۔ مزید $v_O = 5\text{V}$ 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 متنی ماسفیٹ افزائندہ جبکہ ثابت ماسفیٹ غیر افزائندہ ہے۔ بقیا نقطوں کے درمیان بھی صورت حال دیکھیں۔



شكل 4.40: جوڑدار منفی فیٹ کی ساخت

4.13 جوڑدار فیٹ (*JFET*)

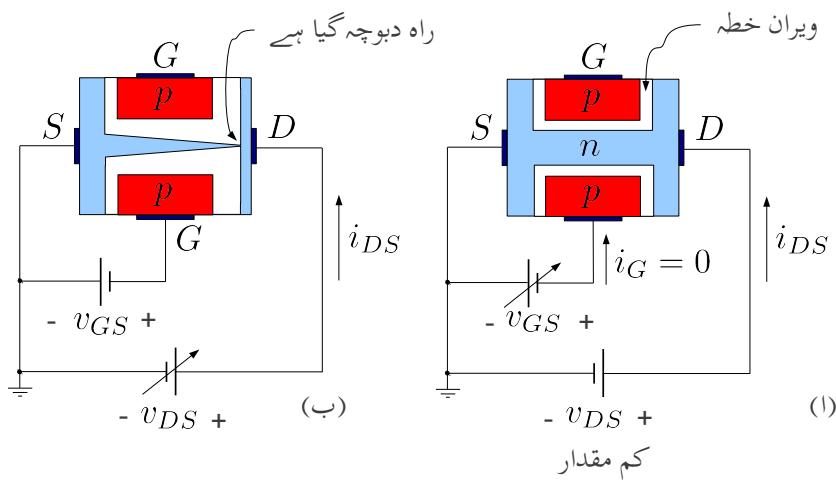
جوڑدار فیٹ کے دو اقسام یعنی n اور p پائے جاتے ہیں۔ شکل 4.40 میں n قسم کے جوڑدار فیٹ یعنی (*nJFET*) کی ساخت اور علامت دکھائے گئے ہیں۔ منفی جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر n قسم سیلیکان ٹکڑے کے دونوں اطراف p قسم کے خطے بنائے جاتے ہیں جنہیں گیٹ⁴⁰ کہتے ہیں۔ ان دونوں خطوں کو بیرونی دھاتی تار سے جوڑ کر بطور گیٹ (G) استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل میں اس بیرونی دھاتی تار کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ دونوں گیٹوں کے درمیان راہ میں آزاد الکیٹران پائے جاتے ہیں۔ اس راہ پر بیرونی برقی دباؤ V_{DS} لاگو کرنے سے راہ میں موجود آزاد الکیٹران منفی برقی دباؤ والے سرے سے مشتبہ برقی دباؤ والے سرے کی جانب حرکت کریں گے جس سے برقی رو i_{DS} پیدا ہو گی۔ یوں منفی برقی دباؤ والے سرے سے خارج الکیٹران، مشتبہ برقی دباؤ والے سرے پر حاصل ہوتے ہیں۔ اسی سے ان دونوں کو سورس S اور ڈرین D کے نام دئے گئے ہیں۔ روایتی برقی رو الکیٹران کے حرکت کی الٹ سمت ہوتی ہے۔ یوں (*nJFET*) میں روایتی برقی رو کی سمت راہ میں ڈرین سے سورس کی جانب ہو گی۔ اگرچہ راہ میں برقی رو دونوں جانب بالکل یکساں طور ممکن ہے اور یوں اس کے سورس 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 مشتبہ سرا (*nJFET*) کے D کی جانب رکھا جائے گا۔ n میں راہ n قسم کے نیم موصل سے حاصل ہوتا ہے اور اس کے نام میں n اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

gate⁴⁰

آئین شکل 4.41 کی مدد سے nJFET کی کارکروگی پر غور کریں۔ راہ اور گیٹ آپس میں pn جوڑ یعنی ڈائیوڈ بناتے ہیں۔ nJFET کی علامت میں گیٹ پر تیر کا نشان اس ڈائیوڈ کے سیدھے رخ کو دکھاتا ہے۔ اس جوڑ پر بالکل ڈائیوڈ کی طرح ویران خطہ وجود میں آتا ہے اور جیسا کہ آپ جانتے ہیں، اس ویران خطے کی چوڑائی کا دارود مراد اس جوڑ پر پائے جانے والے برقی دباؤ پر ہے۔ شکل اف میں سورس S کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ G پر منقی برقی دباؤ لگو کیا گیا ہے۔ گیٹ پر لگو منقی برقی دباؤ کو جتنا زیادہ منقی کیا جائے ویران خطہ اتنا ہی زیادہ چوڑا ہو گا اور n راہ کی چوڑائی اتنی ہی کم ہو گی۔ v_{GS} کو اگر بتدربن منقی 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 اسے V_p سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ یوں V_p کے i_{DS} کی قیمت منقی ہو گی۔ اس سے معلوم یہ ہوا کہ راہ کی گھرائی 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 ثابت برقی دباؤ دی جائے تو راہ کی گھرائی 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 $0.5V$ سے کم ہی رکھا جاتا ہے۔

S اور D کے مابین راہ بالکل ایک موصل سلاخ کی مانند مزاحمت کا کردار ادا کرے گا۔ یوں اگر راہ کی لمبائی L ، گھرائی g ، چوڑائی W اور اس کے موصلیت کا مستقل σ ہو تو اس کا مزاحمت $R = \frac{L}{\sigma W g}$ ہو گا۔

اب تصور کریں کہ ڈرین D پر معمولی ثابت برقی دباؤ v_{DS} لگو کیا جاتا ہے۔ n راہ میں برقی رو i_{DS} گزرے گی جس کی قیمت اُہم 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 بال مقابل 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 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 ترجیحی شکل اختیار کرے گی۔ اس ترجیح پین کی وجہ سے n راہ کی مزاحمت بڑھے گی جس سے راہ کا مزاحمت بھی بڑھے گا۔ یوں اگرچہ کم $v_{DS} - i_{DS}$ 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 بتدربن 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 بالاتر کرے سے ظاہر ہے کہ JFET بالکل گھٹانا ماسفیٹ کی مانند کام کرتا ہے۔ البتہ جہاں ماسفیٹ کے گیٹ پر ثابت یا منفی برقی دباؤ دینا ممکن ہے، nJFET کے گیٹ پر صرف منفی برقی دباؤ ہی دینا ممکن ہے۔ اگر اس کے گیٹ پر ثابت برقی دباؤ دی جائے تو گیٹ اور رہ کے مابین pn جوڑ یعنی یہاں کا ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو جائے گا اور گیٹ nJFET کو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دے گا۔ چونکہ JFET کے گیٹ پر ڈائیوڈ کو اثنامائل رکھا جاتا ہے لہذا اس کے گیٹ پر نہیت کم (الٹے مائل ڈائیوڈ کے برابر) برقی روپائی جاتی ہے جسے عموماً صفر ایکسپریس تصور کیا جاتا ہے۔ یہ برقی رو اگرچہ نہایت کم ہے لیکن ماسفیٹ کے گیٹ پر اس سے بھی کئی درجے کم برقی روپائی جاتی ہے۔

4.13.1 برقی رو بالمقابل برقی دباؤ

چونکہ JFET کی کارکردگی بالکل گھٹانا ماسفیٹ کی مانند ہے لہذا گھٹانا 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 خط تمام را کو گھیر لیتا ہے اور برقی روکا گزرا ممکن نہیں ہوتا یعنی

$$(4.81) \quad v_{GS} \leq V_p \quad i_D = 0$$

4.13.1.2 غیر افراندہ خط

v_{DS} کو pn جوڑ کو الٹا مائل رکھتے ہوئے v_{GS} کو V_p سے زیادہ رکھا جاتا ہے۔ مزید یہ کہ کو نقطہ دبوس 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 کھلا جائے گا۔

$$\begin{aligned} i_{DS} &= k_n \left[(v_{GS} - V_p)v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\ &= \frac{k_n V_p^2}{2} \left[2 \left(\frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left(\frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right] \end{aligned}$$

اس مساوات میں I_{DSS} کے لئے $\frac{k_n V_p^2}{2}$ کو I_{DSS} کھلا جاتا ہے۔ یوں

$$(4.82) \quad \begin{aligned} V_p &\leq v_{GS} \leq 0, & v_{DS} &\leq v_{GS} - V_p \\ i_{DS} &= I_{DSS} \left[2 \left(\frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left(\frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right] \end{aligned}$$

4.13.1.3 افراندہ خط

ماسفیٹ کی مساوات 4.28 کو یوں لکھا جاتا ہے۔

$$(4.83) \quad \begin{aligned} V_p &\leq v_{GS} \leq 0, & v_{DS} &\geq v_{GS} - V_p \\ i_{DS} &= I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right) \end{aligned}$$

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 $(v_{DS} \leq V_p)$ کو بھی لکھا جا سکتا ہے۔

pJFET 4.13.2

جیسا شکل 4.42 الف میں دکھایا گیا ہے، ثبت 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 ثبت برقی دباؤ والے سرے سے منفی برقی دباؤ والے سرے کی جانب حرکت کریں گے جس سے برقی رو i_{SD} پیدا ہوگی۔ یوں ثبت 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 صفت راہ میں سورس سے ڈرین کی جانب ہو گی۔ بیرونی برقی دباؤ کا ثبت سرا (p) 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 ڈائیوڈ کے سیدھے رخ 0.5V سے برقی دباؤ کو کم رکھا جائے۔

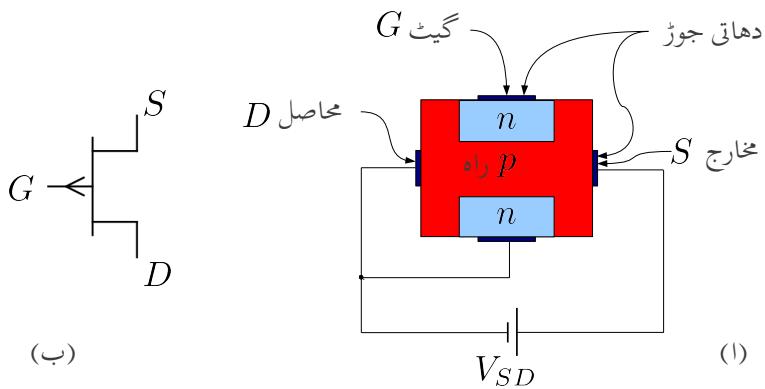
4.13.3 باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

چونکہ JFET اور MOSFET کی کارکردگی یکساں ہے لہذا ان کے پست تعدادی اور بلند تعدادی پائے ریاضی نمونے بھی یکساں ہیں۔ یہاں

$$(4.84) \quad g_m = \left(\frac{-2I_{DSS}}{V_p} \right) \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

$$(4.85) \quad = \left(\frac{-2I_{DSS}}{V_p} \right) \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

Early Voltage⁴¹



شکل 4.42: جوڑدار مثبت فیٹ کی ساخت

کے برابر ہے جہاں I_D نقطے مائل پر یک سمیت برتنی رو ہے۔ اسی طرح

$$(4.86) \quad r_o = \frac{V_A}{I_D}$$

کے برابر ہے۔

مثال 4.22: ایک nJFET کے $v_{GS} = -3\text{ V}$ اور $I_{DSS} = 8\text{ mA}$ اور $V_p = -3\text{ V}$ ہیں۔ اس کی برتنی رو $v_{DS} = 3.5\text{ V}$ اور -1.5 V پر حاصل کریں۔ اولی برتنی 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 افزاں نہ خلطے 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 -1.4V کر دیا جاتا ہے۔ i_{DS} میں تبدیلی حاصل کرتے ہوئے 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

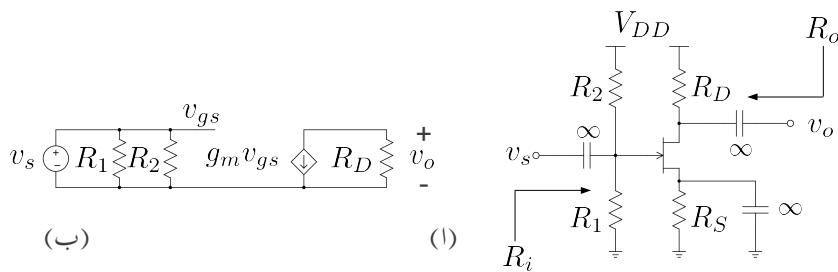
$$g_m = \left(\frac{-2 \times 8 \text{ mA}}{-3} \right) \sqrt{\frac{2 \text{ mA}}{8 \text{ mA}}} = 2.6667 \text{ mA}$$

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 75V لیتے ہوئے خارجی مزاحمت r_o کا تخمینہ 1mA اور 10mA پر لگائیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ فیٹ افراہندہ خطے میں ہے۔



شکل 4.43: جوڑدار منفی فیٹ کی مثال

حل: ایک ملی ایمپیسر پر

$$r_o = \frac{75}{0.001} = 75 \text{ k}\Omega$$

اور دس ملی ایمپیسر پر

$$r_o = \frac{75}{0.01} = 7.5 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.25: شکل 4.43 میں منفی جوڑدار فیٹ کا ایمپلیفیئر دکھایا گیا ہے جس میں استعمال ہونے والے فیٹ کی $V_{DD} = 15 \text{ V}$ ، $I_{DS} = 8 \text{ mA}$ ، $V_p = -3 \text{ V}$ ، $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$ ، $V_D = 9 \text{ V}$ ، $V_G = 4 \text{ V}$ ، $R_i = 10 \mu\text{A}$ کی برقی رو تصور کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کرتے ہوئے ایمپلیفیئر کی نسب مزاحمت میں A_v حاصل کریں۔ ایمپلیفیئر 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 لذا فیٹ افزائندہ خطے 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 مزاحمت بڑھانے کی خاطر ان مزاحمتوں کو زیادہ سے زیادہ رکھا جاتا ہے جس کا مطلب ہے کہ ان میں گزرتے یک سمیت رو کو کم سے کم رکھا جاتا ہے۔ اس مثال میں اس بر قی رو کو $10 \mu\text{A}$ رکھا گیا ہے۔

مساویات 4.84 کی مدد سے

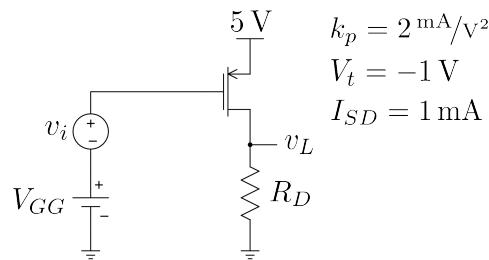
$$g_m = \frac{-2 \times 8 \times 10^{-3}}{-3} \sqrt{\frac{5 \times 10^3}{8 \times 10^{-3}}} = 4.216 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

اور یوں

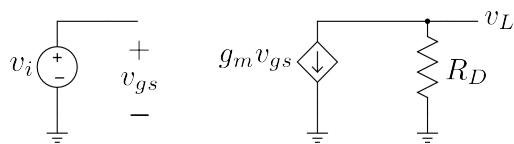
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_m R_D = -4.216 \times 10^{-3} \times 1.2 \times 10^3 = -5.059 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.44: شکل 4.26 میں v_i , V_{GG} , R_D اور $I_{SD} = 1 \text{ mA}$ اور $v_L = 2 + 0.56 \sin \omega t$ یں۔ حاصل کرتے ہوئے $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔



شکل 4.44



شکل 4.45

حل: یک سمی میں $v_L = 2 \text{ V}$ 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 $V_{SG} = 2 \text{ V}$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں $V_{SG} > -V_t$ ہے۔

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 2 &= 5 - V_G \end{aligned}$$

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

$$\text{لکھا جا سکتا ہے جہاں } v_L = -g_m v_{gs} R_D$$

$$g_m = \sqrt{2k_p I_{SD}} = \sqrt{2 \times 2 \times 10^{-3} \times 10^{-3}} = 2 \text{ mS}$$

$$v_{gs} = v_i$$

کے برابر ہیں۔ v_L میں بدلتا حصہ $0.56 \sin \omega t$ ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$0.56 \sin \omega t = -2 \times 10^{-3} v_i \times 2000$$

$$A_v = -4 \frac{\text{V}}{\text{V}} \text{ اور } v_i = -0.14 \sin \omega t \text{ حاصل ہوتے ہیں۔}$$

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 بناتے وقت سلیکان پتھری کے کم سے کم رقبے پر زیادہ سے زیادہ پر زے 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 ممکنہ کوشش کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ سلیکان پر بالکل درست قیمت کا مزاحمت بنانے کی خاطر اضافی گرال قیمت اقدام کرنے پڑتے ہیں جبکہ درکار خوبیوں کا ماسفیٹ آسانی سے بنتا ہے۔ اس کے علاوہ انفرادی ماسفیٹ ایک پلیفارٹ میں جفتی اور متبادل راستے کپیسر استعمال کئے جاتے ہیں۔ مخلوط دور میں چند pF سے زیادہ قیمت کا کپیسر بنانا ممکن نہیں ہوتا لہذا کپیسر کا استعمال بھی ممکن نہیں ہوتا۔ آئین 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 حواہ R کے دور کو حل کرنے سے برقی رو I_{DS1} اور برقی دباؤ $V_{DS1} = V_{GS1}$ حاصل

constant current source⁴²

ہوں گے۔ Q_1 اور Q_2 کے سورس آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح ان کے گیٹ بھی آپس میں جڑے ہیں لذا 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 لذا اس کا $V_{GD} < V_t$ ہے اور یہ افراہندہ خطے میں ہے لذا

$$(4.87) \quad I_{DS1} = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_t)^2$$

ہو گا۔ گیٹ پر برتنی رو سفر ہونے سے I_{DS1} اور I_{DS2} برابر ہوں گے۔ یوں اُوہم کے قانون سے

$$(4.88) \quad I_{DS1} = I_{DS2} = \frac{V_{DD} - V_{GS1}}{R_{حوالہ}}$$

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 افراہندہ خطے میں ہے تو اس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(4.89) \quad I_{DS2} = I_{DS1} = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_t)^2$$

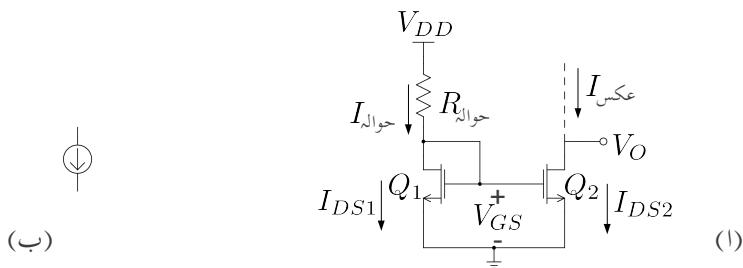
جہاں I_{DS1} کے برابر ہے۔ I_{DS2} کے برابر ہے۔ $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$

$$(4.90) \quad \frac{I_{DS2}}{I_{DS1}} = \frac{I_{DS2}}{\frac{I_{DS1}}{\left(\frac{W}{L} \right)_1}} = \frac{\left(\frac{W}{L} \right)_2}{\left(\frac{W}{L} \right)_1}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ I_{DS2} کی قیمت کا دارو مدار I_{DS1} کے قیمت کے حوالے سے ہے۔ اگر دونوں ماسفیٹ بالکل ایک ہی جامت کے ہوں تو

$$(4.91) \quad I_{DS2} = I_{DS1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے I_{DS1} بالکل I_{DS2} کا عکس ہے۔ اسی سے اس دور کا دوسرا نام آئینہ برق رو⁴³ لکھا ہے۔ دونوں برتنی رو برابرنہ ہونے کی صورت میں بھی اس دور کو اسی نام سے لکھا جاتا ہے۔



شکل 4.46: منبع مستقل برقی رو

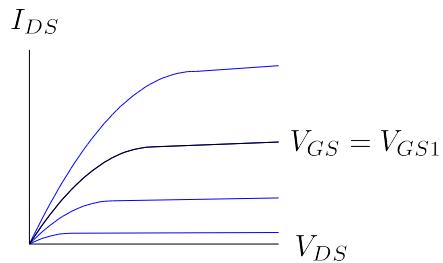
منبع مستقل برقی رو میں مزاحمت R_{load} کی مدد سے درکار بر قی رو حاصل کیا جاتا ہے۔ اس مزاحمت کو تبدیل کرنے سے V_{GS1} اور V_{GS2} تبدیل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ Q_1 کو Q_2 قابو کرتا ہے۔ یوں Q_2 تالیع ماسفیٹ ہے۔ مخلوط دور میں دونوں ماسفیٹ کے k'_n اور V_t یکساں ہوتے ہیں۔ یوں $\left(\frac{W}{L}\right)_2$ اور $\left(\frac{W}{L}\right)_1$ کی شرح سے عکس I اور R_{load} کی شرح تعین ہوتی ہے۔

مندرجہ بالا تبصرے میں ارلی 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 کے بر قی رو 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 مخلوط میں صرف ایک ہی خط کار آمد 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 عکس I میں تبدیلی کو ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت r_o کی مدد سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔

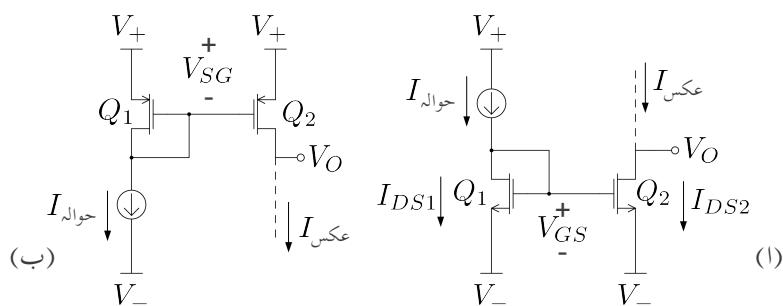
شکل 4.48 الف میں R_{load} کی جگہ دوسرا منبع مستقل برقی رو کا استعمال کیا گیا ہے۔ Q_1 میں R_{load} بر قی رو پائی جاتی ہے۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے Q_1 کی V_{GS} حاصل کی جاسکتی ہے جو Q_2 پر بھی لا گو ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں بھی

$$I_{load} = I_{عکس}$$

ہو گا۔ اس شکل میں ثبت بر قی منبع کو V_+ اور منفی کو V_- لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں pMOSFET اسستعمال کرتے ہوئے آئینہ برقی رو بنایا گیا ہے جس کی کارکردگی بالکل nMOSFET سے بنائے گئے آئینہ برقی رو کی طرح



شكل 4.47: ماسفیٹ کا خط



شكل 4.48: آئینہ برقی رو

ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ nMOSFET میں I_{GS} کی سمت آئینہ کے جانب ہے جبکہ pMOSFET میں I_{GS} کی سمت آئینہ سے باہر کو ہے۔

مثال 4.27: منبع مستقل برقی رو 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_{GS} حاصل کرنے کے لئے درکار R_{GS} حاصل کریں۔

حل: $I_{GS} = I_{GS}$ 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۔ منقی جواب کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ V_t سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع حالت میں ہو گا۔ ثابت جواب کو لیتے ہوئے مساوات 4.87 کو استعمال کرتے ہوئے

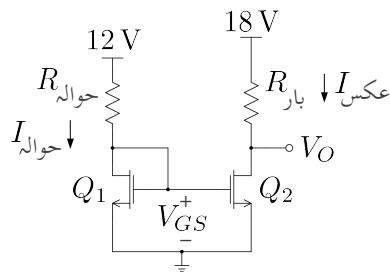
$$2 \times 10^{-3} = \frac{15 - 7.8735}{R_{GS}}$$

سے R_{GS} حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.28: شکل 4.49 میں دونوں ماسفیٹ کے R_{GS} میں مزید یہ کہ $R_{GS} = 4.7 \text{ k}\Omega$ اور $V_O = 6.8 \text{ k}\Omega$ ہے۔ I_{GS} بوجھے ہیں۔

حل: $V_{DS1} = V_{GS1}$

$$\frac{12 - V_{GS1}}{6800} = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1.7)^2$$



شكل 4.49: منبع مستقل برقی رو کی مثال

سے

$$V_{GS1} = 4.926 \text{ V}, -2.99 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ -2.99 V کو رد کیا جاتا ہے پونکہ اس طرح $V_t < V_{GS1}$ 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 برقی رو ہے لہذا

$$I_{عکس} = I_{حوالہ} = 1.04 \text{ mA}$$

Q_2 کے ڈرین پر ہو گا

$$V_O = V_{DS2} = 17 - I_{DS2} R_{بوجھ} \\ = 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times 4700 \\ = 12.1 \text{ V}$$

ہیں۔ یوں کا

$$V_{GD2} = V_{GS2} - V_{DS2} = 4.925 - 12.1 = -7.1 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $V_{GD2} < V_t$ لہذا Q_2 میں ہی نہیں کام کر رہا ہے۔

مثال 4.29: مندرجہ بالا مثال میں $R_{\text{بوجھ}}^{\text{بوجھ}}$ کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر Q_2 افزائندہ نظر سے کل آئے گا۔

حل: Q_2 اس وقت تک افزائندہ رہے گا جب تک $V_{GD2} < V_t$ ہو۔ چونکہ 4.925 V ہی رہے گا جبکہ

$$\begin{aligned}V_{DS2} &= 17 - I_{DS2} R_{\text{بوجھ}}^{\text{بوجھ}} \\&= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}}^{\text{بوجھ}}\end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ یوں Q_2 اس وقت افزائندہ نظر سے باہر نکلے گا جب

$$\begin{aligned}V_{GD2} &= V_{DS2} - V_{DS2} > V_t \\&= 4.925 - \left(17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}}^{\text{بوجھ}} \right) > 1.7\end{aligned}$$

ہو گا۔ یوں تقریباً $R_{\text{بوجھ}}^{\text{بوجھ}} > 13.24 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ مثال کے طور پر اگر بوجھ کی مزاحمت $15 \text{ k}\Omega$ کر دیا جائے تو $V_{GD2} = 3.5 \text{ V}$ اور $V_{DS2} = 1.4 \text{ V}$ سے زیادہ ہے لیکن ماسفیٹ افزائندہ نظر میں نہیں ہے۔

مثال 4.30: مثال 4.28 میں $I = 1.04 \text{ mA}$ اور $V_{DS2} = 12.1 \text{ V}$ ، $V_{DS1} = 4.926 \text{ V}$ اسی میں $V_A = 50 \text{ V}$ کی صورت میں I 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 ہے تو I_{DS2} بھی 1.04 mA ہوتا۔ البتہ

$$12.1 - 4.926 = 7.175 \text{ V}$$

زیادہ ہے لہذا ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت کی تعریف

$$r_o = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}}$$

س

$$\Delta I_{DS} = \frac{7.175}{48000} \approx 149 \mu\text{A}$$

ہو گا۔ یوں

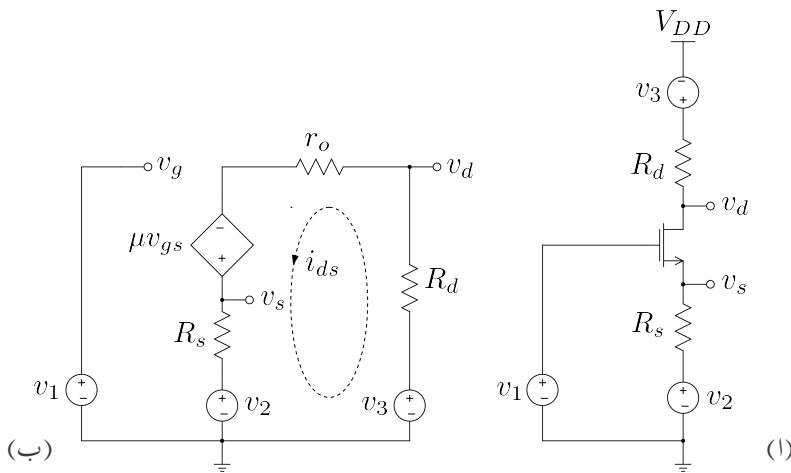
$$I_{\text{حوالہ}} = 1.04 \text{ mA} + 149 \mu\text{A} = 1.189 \text{ mA}$$

ہو گا۔

4.15 مزاحمت کرنے عکس

دو جو ٹرانزسٹر کے حصہ 3.8 میں آپ نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے ایمٹر 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 ایمٹر پر اس کے اندر وہی 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 جزوے مزاحمت R_B کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمٹر جانب $\frac{R_B}{\beta + 1}$ نظر آتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس جانب ٹرانزسٹر کی اندر وہی مزاحمت r_{be} کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمٹر جانب $\frac{r_{be}}{\beta + 1}$ نظر آتا ہے جسے r_e لکھا جاتا ہے۔ بر قی دباؤ کا عکس بیس سے ایمٹر یا ایمٹر سے بیس جانب تبدیلی کے بغیر جوں کا توں نظر آتا ہے۔

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 مائل کرنے والے اجزاء کو شامل نہیں کیا گیا ہے تاکہ اصل موضوع پر توجہ رہے۔



شکل 4.50: مزاحمت کے عکس

شکل ب میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھتے ہوئے

$$i_{ds} = \frac{\mu v_{gs} + v_3 - v_2}{R_s + r_o + R_d}$$

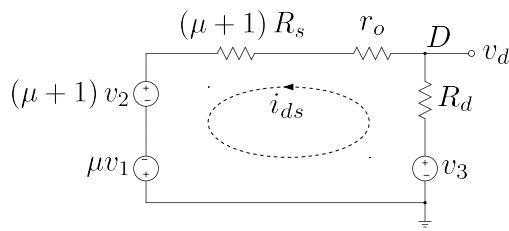
لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$v_{gs} = v_1 - i_{ds} R_s - v_2$$

کے برابر ہے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حاصل ہوتا ہے

$$(4.92) \quad i_{ds} = \frac{\mu v_1 + v_3 - (\mu + 1) v_2}{(\mu + 1) R_s + r_o + R_d}$$

مساویات 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 میں جبکہ سورس پر پائے جانے والے v_1 اور R_s دوں $(\mu + 1)$ سے ضرب شدہ ہیں جبکہ گیٹ پر پائے جانے والے v_2 صرف μ سے ضرب شدہ ہے۔ ڈرین پر پائے جانے والے اجزاء جوں کے توں میں لہذا یہ شکل ڈرین سے دیکھتے ہوئے نظر آئے گی۔ اس طرح ڈرین سے دیکھتے ہوئے سورس



شكل 4.51: ڈرین جانب عکس

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

$$(4.93) \quad i_{ds} = \frac{\frac{\mu v_1}{\mu+1} + \frac{v_3}{\mu+1} - v_2}{R_s + \frac{r_o}{\mu+1} + \frac{R_d}{\mu+1}}$$

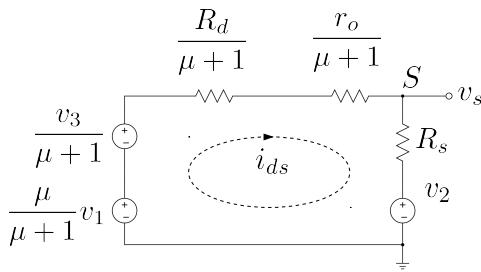
جس سے شکل 4.52 حاصل ہوتا ہے۔ بیہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ سورس کا مزاحمت R_s اور اشارہ v_2 جوں کے توں ہیں جبکہ ڈرین اور گیٹ کے اشارات اور مزاحمت کے عکس نظر آتے ہیں۔ اس طرح سورس سے دیکھتے ہوئے ڈرین کے اجزاء یعنی r_o اور R_d تینوں $(\mu + 1)$ سے تقسیم ہوتے نظر آتے ہیں۔ جیسے گزشتہ شکل میں دیکھا گیا تھا کہ 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۔

4.16 تابع سورس (ڈرین مشترک ایمپلیفائر)

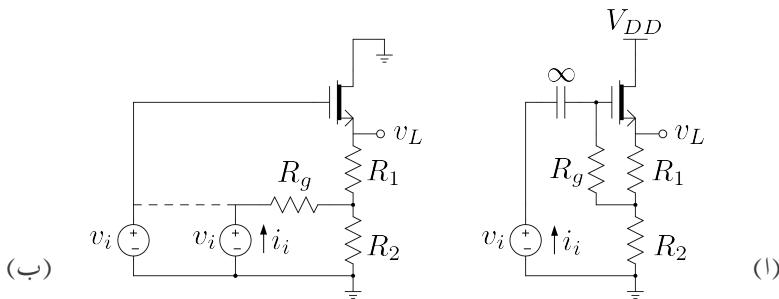
نقطہ مائل

شکل 4.53 الگ میں گھنٹاتا ماسفیٹ کا تابع سورس ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ بیہاں $nFET$ بھی استعمال کیا جاسکتا تھا۔ ایسا دور مقنی V_{GSQ} مہیا کرنے کی خاطر استعمال کیا جاتا ہے۔ یک سمتی رو خط بوجہ لکھتے ہیں۔

$$(4.94) \quad V_{DD} = v_{DS} + i_{DS} (R_1 + R_2)$$



شکل 4.52: سورس جانب عکس



شکل 4.53: تابع سورس

نقاطہ مائل کیک سمتی مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔ مزاحمت R_g میں صفر یک 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

$$\begin{aligned}
 V_{GSQ} &= V_{GQ} - V_{SQ} \\
 (4.95) \quad &= I_{DSQ}(R_2) - I_{DSQ}(R_1 + R_2) \\
 &= -I_{DSQ}R_1
 \end{aligned}$$

عموماً V_{GSQ} چند ولٹ کے برابر ہو گا جبکہ V_{DSQ} تقریباً V_{DD} کے نصف کے برابر ہو گا۔ یوں کسی بھی حقیقی ایمپلیفیائر میں $R_1 \ll R_2$ ہو گا۔

A_v افائش

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 اشادہ 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 اور R_2 کی جگہ ان کا تھوونن 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

$$(4.96) \quad i_{ds} = \frac{\left[\frac{\mu}{\mu+1} - \frac{R_2}{R_2+R_g} \right] v_i}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}$$

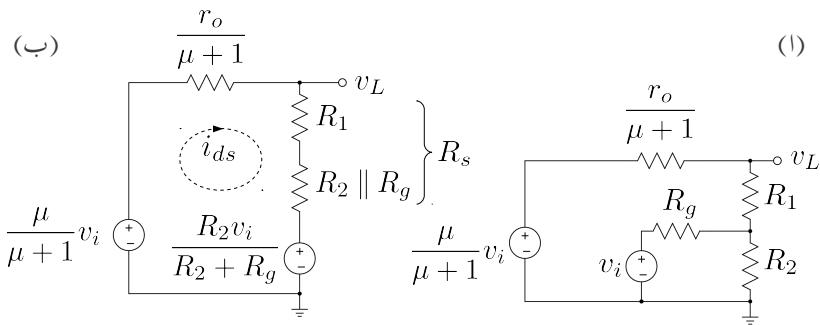
$$v_L = i_{ds} R_s + \frac{R_2}{R_2 + R_g} v_i$$

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۔

$$(4.97) \quad A_v = \frac{\left(\frac{\mu}{\mu+1} \right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g} \right) \left(\frac{r_o}{\mu+1} \right)}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}$$



شکل 4.54: تابع سورس کا مساوی باریک اشاراتی دور

چونکہ $\mu = g_m r_o$ کے برابر ہے لہذا $\frac{r_o}{\mu+1} \approx \frac{1}{g_m}$ جس سے مندرجہ بالا مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.98) \quad A_v = \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1} \right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2 + R_g} \right)}{1 + g_m R_s}$$

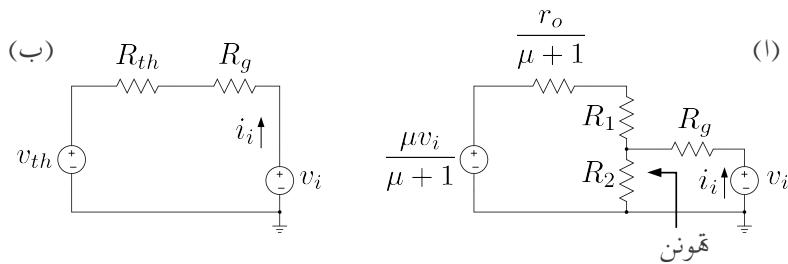
اگر $R_g \gg R_2$ ہو، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب $\frac{R_2}{R_2 + R_g}$ کو نظر انداز کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.99) \quad A_v \approx \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1} \right) R_s}{1 + g_m R_s}$$

اعموماً $R_g \gg R_2$ اور یوں $R_s \approx R_1 + R_2$ لکھا جا سکتا ہے۔ اگر $g_m R_s \gg 1$ بھی ہو تو 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 ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ بھی خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کی پیروی کرتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزستر کی طرح ماسفیٹ کے مشترکہ ڈرین ایمپلیفائر کا بھی تقریباً ایک کے برابر ہے۔



شکل 4.55: تابع سورس کا داخلی مزاحمت

خارجی مزاحمت

شکل 4.54 ب کو دیکھتے ہوئے خارجی مزاحمت یوں لکھی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned}
 R_o &= \frac{r_o}{\mu + 1} \parallel R_s \\
 (4.101) \quad &= \frac{1}{g_m} \parallel R_s
 \end{aligned}$$

اگر $R_s \gg \frac{1}{g_m}$ تو اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.102) \quad R_o \approx \frac{1}{g_m}$$

داخلی مزاحمت

داخلی مزاحمت شکل 4.53 میں $\frac{v_i}{i_i}$ سے حاصل ہو گی۔ چونکہ گیٹ کی برقی رو سفر 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 4.54 کو قدر مختلف طرز پر شکل 4.55 کیا گیا ہے جہاں مطلوبہ v_i اور i_i کیوضاحت کی گئی ہے۔ R_g کے باکی جانب کا ہونن 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 ہونن 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 داخی 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 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 تو 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 ایکٹر 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 کے جانے والے ماسفیٹ کے $V_t = -3 \text{ V}$, $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_{DSQ} = 10 \text{ V}$, $I_{DSQ} = 0.4 \text{ mA}$ اور $r_o = 90 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ $V_{GSQ} = 15 \text{ V}$ اور $R_i = 200 \text{ k}\Omega$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل:

$$I_{DSQ} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$0.0004 = \frac{0.0002}{2} (V_{GSQ} + 3)^2$$

س

$$V_{GSQ} = -5 \text{ V}, -1 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ $V_{GSQ} = -5 \text{ V}$ کو رد کیا جاتا ہے پونکہ یہ قیمت V_t سے کم ہے جس سے ماسفیٹ مقتطع ہو جاتا ہے۔ یوں مساوات 4.95 کے تحت $R_1 = 2.5 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.94 کی مدد سے

$$R_1 + R_2 = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DSQ}}$$

$$= \frac{15 - 10}{0.4 \times 10^{-3}}$$

$$= 12.5 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ہو گا۔ پونکہ

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = -1 - 10 = -11 \text{ V} < V_t$$

ہے لہذا ماسفیٹ کو افزائندہ خطے 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 $R_s \approx R_1 + R_2 = \mu g_m r_o = 36$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_g \gg R_2$ تصور کرتے ہوئے 12.5 k Ω حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 4.99 سے

$$A_v \approx \frac{0.4 \times 10^{-3} \left(\frac{36}{36+1} \right) 12.5 \times 10^3}{1 + 0.4 \times 10^{-3} \times 12.5 \times 10^3} = 0.81 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 4.106 کی مدد سے $R_i = 200 \text{ k}\Omega$ حاصل کرنے کی خاطر

$$200000 = \frac{R_g}{1 - \frac{10000 \left(\frac{36}{36+1} \right)}{2500 + 10000}}$$

سے $R_g = 44 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

4.17 گیٹ مشترک ایمپلیفیائر

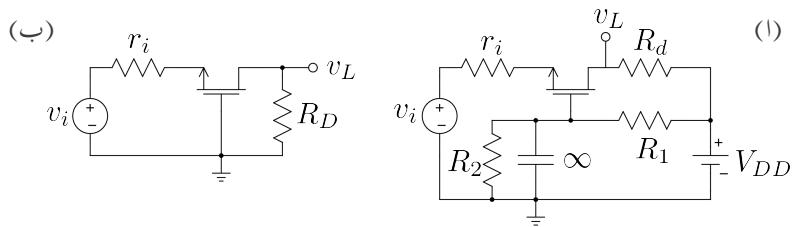
شکل 4.56 االف میں گیٹ مشترک ایمپلیفیائر دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں اسی کا مساوی بدلتی رو دور دکھایا گیا ہے۔ گیٹ پر نسب کپیسٹر کی قیمت لاہور دکھائی گئی ہے۔ یوں درکار تعدد پر کپیسٹر کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ شکل ب کا شکل 4.50 کے ساتھ موازنہ کریں۔ یہاں v_3 اور v_1 صفر ولٹ ہیں جبکہ v_2 کو v_i کہا گیا ہے۔ لہذا تمام اجزاء کو ڈرین میں منتقل کرتے ہوئے شکل 4.51 کے طرز پر شکل 4.57 کے لئے 4.56 االف حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح سورس جانب کا عکس شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 4.57 کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

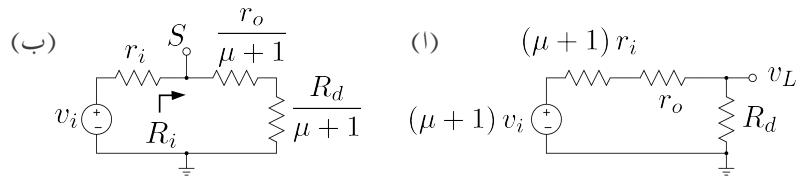
$$v_L = \frac{R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d} (\mu + 1) v_i$$

جس سے افزائش یوں لکھی جاسکتی ہے

$$A_v = \frac{(\mu + 1) R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d}$$



شکل 4.56: گیٹ مشترک ایمپلیفائر



شکل 4.57: گیٹ مشترک ایمپلیفائر کے ڈرین اور سورس جانب عکس

شکل 4.57 سے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$R_i = \frac{r_o + R_d}{\mu + 1}$$

گیٹ مشترک ایمپلیفائر بلند تعداد پر استعمال ہوتا ہے۔ یہ بطور بر قی سوچ بھی استعمال کیا جاتا ہے۔

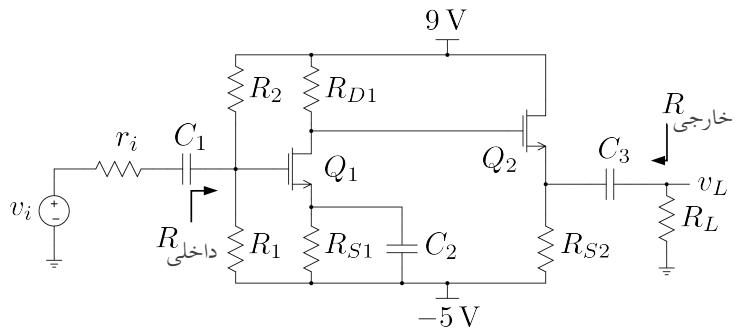
4.18 زنجیری ایمپلیفائر

ایک سے زیادہ ایمپلیفائر کو زنجیر کی شکل میں جوڑ کر زیادہ سے زیادہ افراٹش 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 افراٹش 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 دوسرا کڑی ڈرین میں ایمپلیفائر سے تخلیق دی گئی ہے۔ $I_{DS1} = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1\text{V}$ اور $k_n = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہیں۔ $R_{D1} = 0.12 \text{ mA}$ اور $R_{S1} = 150 \text{ k}\Omega$ 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 کرچاف کے قانون برائے بر قی دباؤ سے

$$\begin{aligned} 9 + 5 &= V_{DS2} + I_{DS2}R_{S2} \\ &= 5 + 1.2 \times 10^{-3}R_{S2} \end{aligned}$$



شکل 4.58: دو کڑی زنجیری ماسفیٹ ایمپلیفیائر

$R_{S2} = 7.5 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.2 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS2} - 1)^2$$

$V_{GS2} = 3 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ Q_2 کے سورس پر بر قی دباؤ

$$V_{S2} = 9 - V_{DS2} = 9 - 5 = 4 \text{ V}$$

ہے یوں اس کے گیٹ پر

$$V_{G2} = V_{S2} + V_{GS2} = 4 + 3 = 7 \text{ V}$$

V_{D1} کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت R_{D1} پر اُوہم کے قانون سے

$$9 - V_{D1} = I_{DS1} R_{D1}$$

$$9 - 7 = 0.12 \times 10^{-3} R_{D1}$$

$R_{D1} = 16.7 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $V_{DS1} = 5 \text{ V}$ ہے لہذا

$$V_{S1} = V_{D1} - V_{DS1} = 7 - 5 = 2 \text{ V}$$

اور R_{S1} پر اُوہم کے قانون سے

$$V_{S1} - (-5) = I_{DS1} R_{S1}$$

$$7 = 0.12 \times 10^{-3} R_{S1}$$

$R_{S1} = 58.3 \text{ k}\Omega$ مساوات سے حاصل ہوا ہے۔ Q_1 کو افراہندہ تصور کرتے ہوئے افراہندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$0.12 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1)^2$$

$$V_{GS1} = 1.632 \text{ V} \text{ سے حاصل ہوتے ہیں لہذا}$$

$$\begin{aligned} V_{G1} &= V_{S1} + V_{GS1} \\ &2 + 1.632 = 3.632 \text{ V} \end{aligned}$$

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 $R = R_1 \parallel R_2$ دارکار ہے لہذا $150 \text{ k}\Omega$ کے برابر ہے جس کی قیمت $150 \times 10^3 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$

$$150 \times 10^3 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

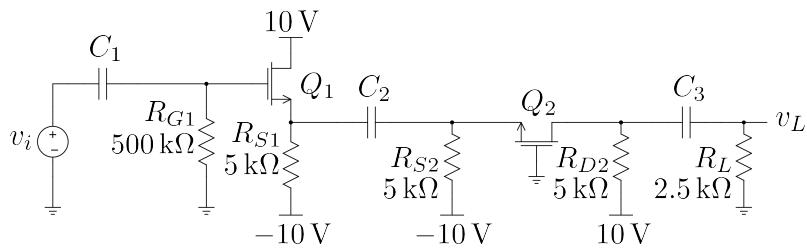
مندرجہ بالا دو مساوات سے $R_1 = 392 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 243 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 4.33: شکل 4.59 میں I_{DS1} لیتے ہوئے $V_{t1} = V_{t2} = 2 \text{ V}$ اور $k_{n1} = k_{n2} = 3 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ حاصل کریں۔ ان قیمتیں کو استعمال کرتے ہوئے کل افراہش $A_v = \frac{v_o}{v_i}$ اور I_{DS2} حاصل کریں۔

حل: ماسفیٹ کو افراہندہ تصور کرتے ہوئے بدلتے متغیرات کی قیمت صفر کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کرنے کی غرض سے Q_1 کے لئے لکھا جاسکتا ہے

$$V_{G1} = 0$$

$$V_{S1} = -10 + I_{DS1} R_{S1} = -10 + 5000 I_{DS1}$$



شکل 4.59: دو کڑی زنجیری مشترک ڈرین، مشترک گیٹ ایمپلیفیائر

جس سے

$$V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} = 10 - 5000I_{DS1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات

$$I_{DS1} = \frac{0.003}{2} (10 - 5000I_{DS1} - 2)^2$$

$$I_{DS1} = 0.73 \text{ mA} \quad \text{اور}$$

$$g_{m1} = \sqrt{2k_{n1}I_{DS1}} = \sqrt{2 \times 0.003 \times 0.00073} = 2.09 \text{ mS}$$

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 کی مساوات

$$I_{DS2} = \frac{0.003}{2} (10 - 5000I_{DS2} - 2)^2$$

$$I_{DS2} = 0.73 \text{ mA} \quad \text{دیتا ہے جس سے}$$

$$g_{m2} = \sqrt{2 \times 0.003 \times 0.00073} = 2.09 \text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ دونوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہی ہیں۔

ان قیتوں کے ساتھ پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے زنجیری ایمپلیفائر کا مساوی دور ٹکل 4.60 میں دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر ہم

$$\begin{aligned}v_{g1} &= v_i \\v_{g2} &= 0 \\v_{s1} &= v_{s2} = v_s\end{aligned}$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned}v_{gs1} &= v_i - v_s \\v_{gs2} &= -v_s\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ v_s کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}v_s &= \left(g_{m1}v_{gs1} + g_{m2}v_{gs2} \right) \left(\frac{R_{S1}R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \right) \\&= g_m [(v_i - v_s) + (-v_s)] R_S\end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر R_S کو $\frac{R_{S1}R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}}$ 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

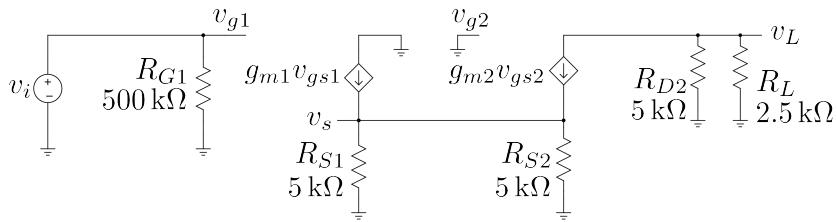
$$\begin{aligned}v_L &= -g_{m2}v_{gs2} \left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right) \\&= g_m v_s \left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)\end{aligned}$$

جہاں v_s کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس میں v_s پڑ 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

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{g_m^2 R_S}{1 + 2g_m R_S} \left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$



شکل 4.60: دو کٹی زنجیری مشترک ڈرین، مشترک گیٹ ایمپلیفیاٹر کا مساوی دور

لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_S = \frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_{D2} R_L}{R_{D2} + R_L} = \frac{5000 \times 2500}{5000 + 2500} = 1.667 \text{ k}\Omega$$

کے استعمال سے

$$A_v = \left(\frac{0.00209^2 \times 2500}{1 + 2 \times 0.00209 \times 2500} \right) \times 1667 = 1.59 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

4.19 قوى ماسفيٹ

سلیکان پتھری پر ماسفیٹ کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کا ماسفیٹ وجود میں آتا ہے۔ کئی ایمپیسر اور ولٹ تک کام کرنے والے ایسے قوى ماسفيٹ⁴⁴ زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ماسفیٹ متوازی جوڑ کر مزید زیادہ برتنی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمی سے بدلتی رو برتنی دباد بناتے انورٹر⁴⁵ میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا

power mosfet⁴⁴
inverter⁴⁵

ہے۔ قوی ٹرانزسٹر کی نسبت سے قوی ماسفیٹ انتہائی تیز ہے۔ اسے چالو سے منقطع یا منقطع سے چالو حالت میں چند نینو سینڈ میں لایا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ اسے چالو کرنے کی خاطر درکار برتنی طاقت نہایت کم ہے جسے عام CMOS مخلوط دور فراہم کر سکتا ہے۔

برتنی 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 متوازنی جڑے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ماسفیٹ زیادہ گرم ہو تو اس کی مزاحمت بڑھ جائے گا۔ متوازنی 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 برتنی روگزارتے ہوئے کم گرم ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ متوازنی جڑے قوی ٹرانزسٹر کے برعکس متوازنی جڑے قوی ماسفیٹ از خود برتنی روکی 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۔

ابم نکات

nMOSFET منفی ماسفیٹ

بڑھاتا منفی ماسفیٹ کے V_t کی قیمت ثابت ہوتی ہے جبکہ گھٹاتا منفی ماسفیٹ کے V_t کی قیمت منفی ہوتی ہے۔ V_A کی قیمت دونوں کے لئے ثابت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افزائندہ

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \geq V_t$$

$$i_{DS} = k'_n \left(\frac{W}{L} \right) \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\frac{1}{k'_n \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)} = \text{مزاحمت}$$

heat sink⁴⁶

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \leq V_t \\ i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$$

مثبت ماسفیٹ pMOSFET

بڑھاتا شبت ماسفیٹ کے V_t کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ گھٹتا شبت ماسفیٹ کے V_t کی قیمت شبت ہوتی ہے۔ V_A کی قیمت دونوں کے لئے ثابت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افزائندہ

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \geq -V_t \\ i_{SD} = k'_p \left(\frac{W}{L} \right) \left[(v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right] \\ = \frac{1}{k'_p \left(\frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)} \quad \text{کم برقی دباؤ پر مزاحمت}$$

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \leq -V_t \\ i_{SD} = \frac{k'_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)^2 \left(1 + \frac{v_{SD}}{V_A} \right)$$

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 $\frac{cm^2}{V_s}$ $k_m = 650 \frac{cm^2}{V_s}$ اور $d = 0.02 \mu m$, $\mu_n = 3.97 \epsilon_0$ اور $\epsilon = 3.97 \epsilon_0$ ہے۔ نہیت کم v_{DS} پر ماسفیٹ کی مراحت کی مساوات کیا ہو گی۔ اگر $V_{GS} = 1.8 V$, $\frac{W}{L} = 20$ جبکہ $V_t = 0.8 V$ ہوں تو ماسفیٹ کی مراحت نہیت کم v_{DS} پر کیا ہو گی۔

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 بقايا معلومات تبدیل کئے بغیر، نہیت کم V_{SD} پر pMOSFET کی مراحت حاصل کریں۔

جواب: 1114Ω

سوال 4.3: بقايا ساخت مکمل طور پر ایک جیسے رکھتے ہوئے منقی اور ثابت ماسفیٹ کے چوڑائی W کی ایسی شرح دریافت کریں جن پر دونوں ماسفیٹ کی مراحت برابر ہو۔

جواب: $\frac{W_n}{W_p} = 0.4$

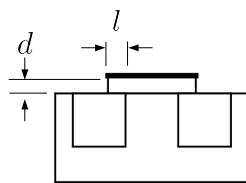
سوال 4.4: ایک منقی ماسفیٹ جس کے $k_n = 0.02 \frac{mA}{V^2}$ اور $V_t = 1 V$ پر چلایا جاتا ہے کو $v_{GS} = 4 V$ اور $i_{DS} = 4 mA$ پر استعمال کرنے کی خاطر درکار v_{DS} اور کم سے کم $v_{DS} = 1 V$, $v_{DS} = 3 V$ اور $v_{DS} = 6 V$ حاصل کریں۔

جوابات: $50 \mu A$, $90 \mu A$ اور $90 \mu A$

سوال 4.5: ایک منقی ماسفیٹ جس کے

$$k_n = 0.08 \frac{mA}{V^2}, \quad V_t = 1 V$$

ہیں کو انفرائندہ نقطے میں $i_{DS} = 4 mA$ پر استعمال کرنے کی خاطر درکار v_{GS} اور کم سے کم v_{DS} حاصل کریں۔ اگر اس منقی ماسفیٹ کی $V_t = -1 V$ ہو تو جوابات کیا ہوں گے۔



شكل 4.61: سورس اور ڈرین کو گیٹ ڈھانپ کر کپیسٹر کو جنم دینا ہے

جوابات: $V_t = -1 \text{ V}$ کی صورت میں $V_t = 1 \text{ V}$ اور $v_{GS} = 11 \text{ V}$ 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 $V_t = 1 \text{ V}$ اور $v_{GS} = 4.16 \text{ V}$ 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: منقی 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 ڈھانپا گیا حصہ مل کر کپیسٹر C_{gsp} کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کی چوڑائی W اور لمبائی l ہے جبکہ کپیسٹر کے دو چاروں کے درمیانی فاصلہ d ہے۔ اگر $W = 100 \mu\text{m}$, $d = 0.02 \mu\text{m}$, $l = 1 \mu\text{m}$ اور $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$ ہوں تب اس کپیسٹر کی قیمت کیا ہو گی۔ $\epsilon = 3.97 \epsilon_0$ لیں جہاں $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$

$$\text{جوابات: } C_{gsp} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 W l}{d}$$

سوال 4.9: ایک منقی 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 اور 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 منقی 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۔ ماسفیٹ کے ساتھ $i_{DS} = 4\text{ mA}$ پر $v_{DS} = 3\text{ V}$ جبکہ $i_{DS} = 2\text{ mA}$ پر $v_{DS} = 6\text{ V}$ ناپے جاتے ہیں۔ ماسفیٹ کے لئے V_t اور k_n حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } V_t = 3.24\text{ V}, k_n = 2.59 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$$

سوال 4.11: کم v_{DS} پر منفی بڑھاتا ماسفیٹ کو بطور متغیر مزاحمت استعمال کیا جا سکتا ہے۔ مزاحمت کی قیمت v_{GS} سے قابو کی جاتی ہے۔ $V_t = 1.2\text{ V}$ اور $k'_n = 15 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ پر $v_{GS} = 2\text{ V}$ ہیں۔ $8\text{ k}\Omega$ پر $v_{GS} = 8\text{ V}$ کیا ہو گا؟ اگر $L = 10\text{ }\mu\text{m}$ ہوتے تو W کیا ہو گا؟ مزاحمت کی قیمت کیا ہو گی؟

$$\text{جوابات: } 940\text{ }\Omega, 104.2\text{ }\mu\text{m}, 10.42\text{ }\mu\text{m}$$

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 $i_{DS} = 3.6\text{ mA}$ جبکہ $i_{DS} = 3.3\text{ mA}$ پر $v_{DS} = 10\text{ V}$ ہیں۔ ماسفیٹ کی r_o اور ارلی برقی دباؤ V_A دریافت کریں۔

$$\text{جوابات: } r_o = \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_{DS}} = 33.33\text{ k}\Omega, V_A = 50\text{ V}$$

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۔

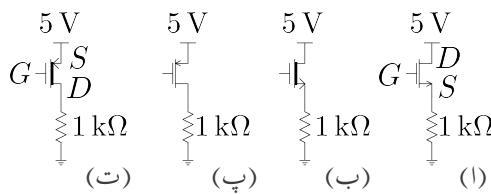
$$\text{جوابات: } 5\text{ k}\Omega, r_o = \frac{V_A}{I_{DSQ}} = 500\text{ k}\Omega$$

سوال 4.14: ایک گھٹاتے منفی ماسفیٹ کے ساتھ جوڑا جائے تو $k_n = 0.2 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = -3\text{ V}$ ہیں۔ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تو $i_{DS} = 5\text{ V}$ اور $v_{DS} = -2\text{ V}$ کیا ہوں گے؟ ان دونوں صورتوں میں ماسفیٹ کس خطے میں ہو گا؟

جوابات: 0.9 mA ، 0.8 mA ، پہلی صورت میں غیر افزائندہ جبکہ دوسری صورت میں افزائندہ خطے میں ہے۔

سوال 4.15: شکل 4.62 اف 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 تو i_{DS} کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تو i_{DS} کی قیمت کیا ہو گی۔

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 ماسفیٹ کا $k_n = 160 \frac{\mu A}{V^2}$ اور $V_t = -1V$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تو i_{DS} کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تو i_{DS} کی قیمت کیا ہو گی۔

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 ماسفیٹ کا $k_p = 160 \frac{\mu A}{V^2}$ اور $V_t = -1V$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تو i_{DS} کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تو i_{DS} کی قیمت کیا ہو گی۔

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 ماسفیٹ کا $k_p = 160 \frac{\mu A}{V^2}$ اور $V_t = 1V$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تو i_{DS} کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تو i_{DS} کی قیمت کیا ہو گی۔

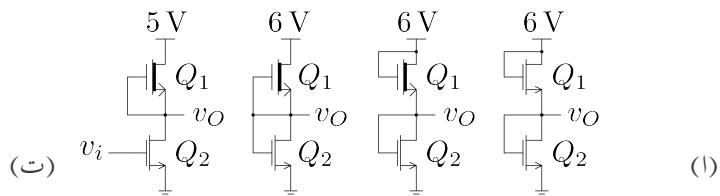
جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 1.52 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.08 mA

سوال 4.19: شکل 4.63 الف میں $V_t = 1V$ جبکہ دونوں ماسفیٹ کا $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$ اور $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ہے۔ ماسفیٹ کا v_O حاصل کریں۔

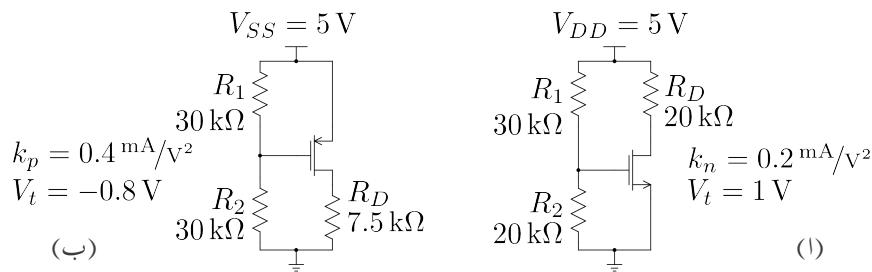
جواب: $V = 2.3333 \text{ V}$ ، دونوں ماسفیٹ افرا نندہ خطے میں ہیں۔

سوال 4.20: شکل 4.63 ب میں $V_t1 = -0.8 \text{ V}$ ، $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$ ، $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ جبکہ $V_t2 = 1.2 \text{ V}$ ہے۔ ماسفیٹ کا v_O حاصل کریں۔

جواب: $V = 3.04 \text{ V}$ ، افرا نندہ جبکہ Q_1 غیر افرا نندہ ہے۔



شکل 4.63



شکل 4.64

سوال 4.21: شکل 4.63 پ میں جگہ $V_{t1} = -0.8 \text{ V}$ ، $k_{n2} = 200 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ، $k_{n1} = 50 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ، $V_{t2} = 1.2 \text{ V}$ حاصل کریں۔

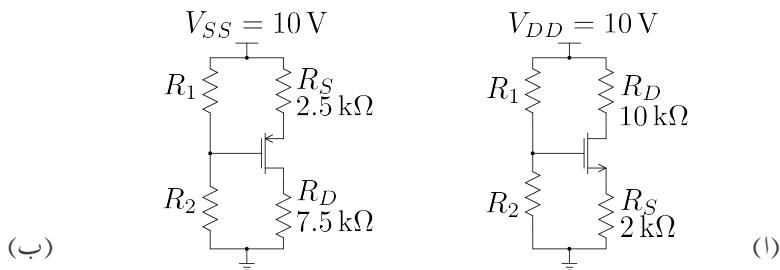
جواب: $v_O = 1.6 \text{ V}$ دونوں افزائندہ خطوں میں ہیں۔

سوال 4.22: شکل 4.64 افزاں میں نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

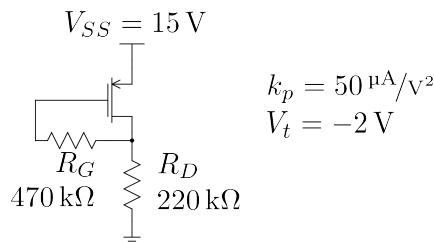
جواب: 3 V ، 0.1 mA

سوال 4.23: شکل 4.64 ب میں نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

جواب: $v_{SD} = 1.14 \text{ V}$ ، $i_{SD} = 0.515 \text{ mA}$



شکل 4.65



شکل 4.66

سوال 4.24: شکل 4.65 اف میں $k_n = 0.32 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 2 \text{ V}$ اور R_1 اور R_2 کو یوں چنیں کہ 10% برقی روپائی جائے۔

$$R_2 = 95.4 \text{ k}\Omega \quad , \quad R_1 = 104.6 \text{ k}\Omega$$

سوال 4.25: شکل 4.65 ب میں $k_p = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = -1.5 \text{ V}$ اور R_1 اور R_2 کو یوں چنیں کہ 10% برقی روپائی جائے۔

$$R_2 = 102.36 \text{ k}\Omega \quad , \quad R_1 = 97.64 \text{ k}\Omega$$

سوال 4.26: شکل 4.66 میں ماسفیٹ کا نقطہ کار کر دگی حاصل کریں۔

$$V_{GS} = -3.45 \text{ V} \quad , \quad I_{SD} = 52.5 \mu\text{A}$$

سوال 4.27: شکل 4.65 میں اف 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 $k_n = 0.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہوں تب $V_t = 1.8 \text{ V}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار $i_{DS} = 0.8 \text{ mA}$ اور R_1 حاصل کریں۔ R_2 اور R_1 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 2 V تا 1.6 V ممکن ہو جکہ k_n اب بھی $0.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہو تو 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 اف میں $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ $R_S = 0.55 \text{ V}$ پر برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ R_2 کے متوازی $1000 \text{ k}\Omega$ نسب کرنے کے بعد R_S پر 0.507 V نایا 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۔

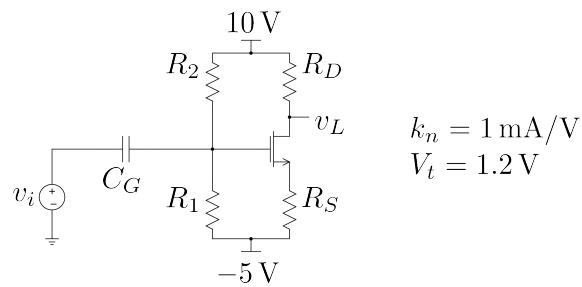
$$\text{جوابات: } V_t = 1.2 \text{ V}, k_n = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

سوال 4.31: شکل 4.64 اف میں $i_{DS} = 0.1 \text{ mA}$ کی توقع ہے۔ یوں $v_{DS} = 3 \text{ V}$ ہونی چاہئے۔ اصل قیمت $V = 2.94 \text{ V}$ نایا جاتی ہے۔ ماسفیٹ کی ارلی برقی دباؤ حاصل کریں۔

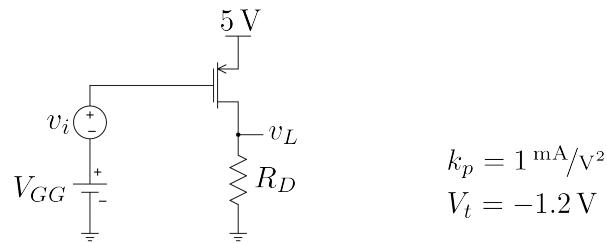
$$\text{جواب: } 100 \text{ V}$$

سوال 4.32: شکل 4.67 کے ایکپلیغاٹر میں $I_{DS} = 2 \text{ mA}$ اور $V_{DS} = 5 \text{ V}$ اور $R_D = 4.5 \text{ k}\Omega$ حاصل کرنے کے لئے درکار مزاجمت حاصل کریں۔ R_S کو نو گناہ رکھیں اور R_1 میں برقی رو I_{DS} کے دس فی صد رکھیں۔ ایکپلیغاٹر کا $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ بھی حاصل کریں۔

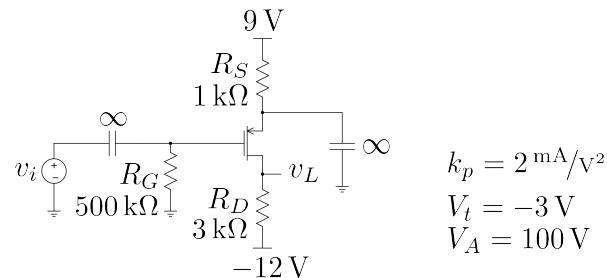
جوابات: $R_2 = 64 \text{ k}\Omega, R_1 = 11 \text{ k}\Omega, R_D = 4.5 \text{ k}\Omega, R_S = 0.5 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔ $A_v = -2.25 \frac{\text{V}}{\text{V}}, g_m = 2 \text{ mS}$



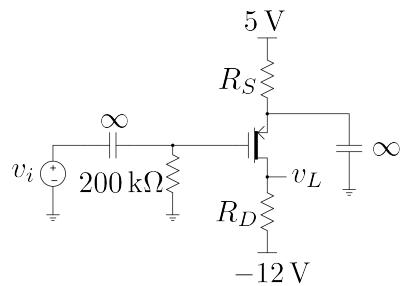
شکل 4.67



شکل 4.68



شکل 4.69



شكل 4.70

سوال 4.33: شکل 4.68 میں $A_v = -6 \frac{V}{V}$ اور $V_{SD} = 3 V$ حاصل کرنے کی خاطر درکار R_D اور 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 $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ اور V_{SD} ، I_{SD} حاصل کریں۔

جوابات: $A_v = -10.73 \frac{V}{V}$ اور $r_o = 25.5 \text{ k}\Omega$ اور $g_m = 4 \text{ mS}$ ، $V_{SD} = 2 \text{ V}$ ، $I_{SD} = 4 \text{ mA}$

سوال 4.35: شکل 4.70 میں $V_A = 40 \text{ V}$ اور $k_p = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ، $V_t = -1.4 \text{ V}$ کی ایسی قیمتیں حاصل کریں جن سے $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ اور $I_{SD} = 0.36 \text{ mA}$ ، $V_{SD} = 6 \text{ V}$ حاصل ہوں۔

قیمت بھی حاصل کریں۔

جوابات: $A_v = -22.7 \frac{V}{V}$ اور $r_o = 128 \text{ k}\Omega$ ، $R_D = 22 \text{ k}\Omega$ ، $R_S = 8.333 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.36: صفحہ 536 پر شکل 4.58 میں $R_{S1} = R_{D1} = 16.7 \text{ k}\Omega$ ، $R_2 = 243 \text{ k}\Omega$ ، $R_1 = 392 \text{ k}\Omega$ ، $V_t = 1 \text{ V}$ اور $k_n = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ استعمال کرتے ہوئے دونوں ماسیٹ کے نقطے کا 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 538 پر شکل 4.59 میں

$$R_{G1} = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

$$k_{n1} = 4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad k_{n2} = 6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

$$V_{f1} = V_{f2} = 1.5 \text{ V}$$

ہیں۔ دور کو اس طرح تخلیق دیں کہ $V_{DS2} = 8 \text{ V}$ اور $I_{DS2} = 6 \text{ mA}$ ، $I_{DS1} = 2 \text{ mA}$ اور ہوں۔ حاصل جواب استعمال کرتے ہوئے ہوئے، $A_v = \frac{v_o}{v_i}$ اور g_{m2} ، g_{m1} حاصل کریں۔

$$A_v = 1.75 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad , \quad R_{D2} = 818 \Omega \quad , \quad R_{S2} = 1.182 \text{ k}\Omega, \quad R_{S1} = 3.75 \text{ k}\Omega.$$

الباب 5

تفرقی ایمپلیفائر

5.1 دو جوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی جوڑا

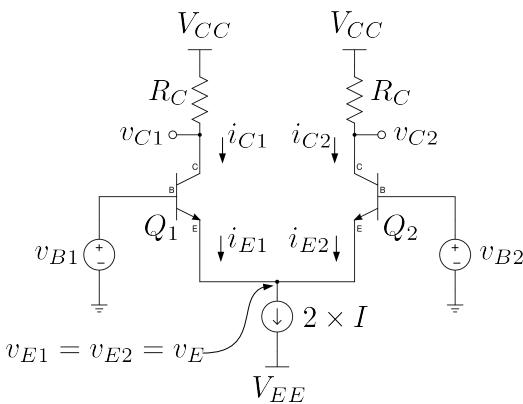
5.1.1 تفرقی اشارہ کی عدم موجودگی

شکل 5.1 میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کا بنیادی تفرقی جوڑ¹ دکھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑ میں دو بالکل یکساں² ٹرانزسٹر استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑ کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ Q_1 اور Q_2 افراہنده خطے میں رہیں۔ انہیں افراہنده خطے میں رکھنے کی خاطر تفرقی جوڑ کو R_C کی مدد سے منع ثبت بر قی دباؤ V_{CC} کے ساتھ جوڑا گیا ہے۔ جیسا کہ اسی باب میں بعد میں دکھایا جائے گا R_C کی وجہ ٹرانزسٹر بھی استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑ 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 جوڑ کے دونوں ٹرانزسٹروں کے ایکسر سرے آپس میں جڑے ہونے کی وجہ سے ان دونوں سروں پر ہر صورت برابر بر قی دباؤ ہو گا (یعنی $v_{E1} = v_{E2}$ ہو گا)۔ ان برابر بر قی دباؤ کو لکھتے ہوئے زیر نوشت (1 اور 2) لکھے بغیر v_E لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$(5.1) \quad v_{E1} = v_{E2} = v_E$$

difference pair¹
matched²



شکل 1.5: دو جوڑ ٹرانزسٹر کے تفرقی جوڑے کی بنیادی ساخت

مزید یہ کہ اس جوڑ پر پیدا کار برقی رو کی برقی رو i_{E1} اور i_{E2} میں تقسیم ہو گی جس کے لئے کرچاف 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
برق دباؤ³ مہیا کیا گیا ہے۔ دور کو دیکھتے ہوئے یہ بات واضح ہے کہ اس کے باہم اور دائیں اطراف بالکل یکسان
ہیں۔ یوں دونوں اطراف میں برابر برقی رو پائی جائے گی (یعنی $i_{E1} = i_{E2}$)۔ ایسی صورت میں مساوات 5.2 سے
ہیں۔ یوں $i_{E1} = i_{E2} = I$ حاصل ہوتا ہے اور یوں $i_{C1} = i_{C2} = \alpha I$ ہو گا۔ لہذا

$$v_{C1} = V_{CC} - i_{C1}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C$$

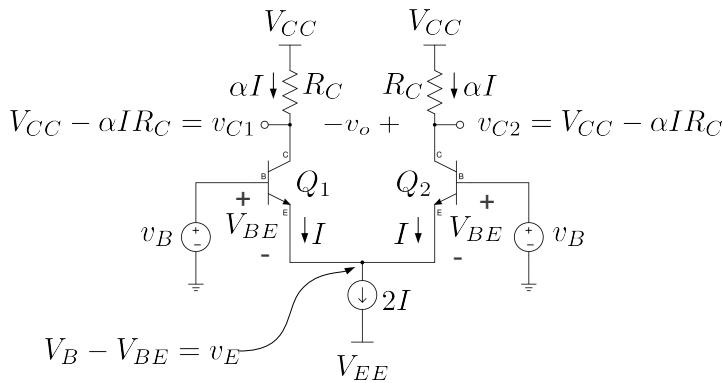
$$v_{C2} = V_{CC} - i_{C2}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C$$

اس صورت میں

$$(5.3) \quad v_o = v_{C2} - v_{C1} = 0$$

ہو گا۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے جس کے تحت اگر تفرقی جوڑے کے دونوں داخل پر برابر برقی دباؤ مہیا کیا
جائے تو یہ صفر ولٹ خارج کرے گا۔ اس حقیقت کو یوں بہتر بیان کیا جا سکتا ہے کہ تفرقی جوڑا مشترکہ برق دباؤ

³ common mode voltage³



شکل 2: دونوں مداخل پر برابر برقی دباؤ کی صورت

کو رد کرتا ہے۔ تفرق برق اشارہ v_d کو یوں بیان کیا جاتا ہے

$$(5.4) \quad v_d = v_{B1} - v_{B2}$$

جبکہ مشترکہ برق 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 ایکپلیغاڑ کا تفرق برق دباؤ ہی ہے۔ اسی طرح v_{B1} حسابی ایکپلیغاڑ کا ثبت مداخل جبکہ v_{B2} اس کا منفی مداخل ہے۔

مثال 5.1 میں شکل 5.2 میں

$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$V_{EE} = -15 \text{ V}$
$V_B = 3 \text{ V}$	$R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$
$I = 2 \text{ mA}$	$\alpha = 0.99$

ہیں۔ تفرقی جوڑی کے تمام برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: منج رو $2 \times I = 4 \text{ mA}$ رو پیدا کرتی ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے بین سرے برابر برقی دباؤ یعنی $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ پر بین المذا 3 V

$$v_E = 3 - 0.7 = 2.3 \text{ V}$$

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 منج 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 بین سروں پر 3 V جبکہ ان کے گلکش سروں پر 7.3 V ہونے سے ان کے بین۔ گلکش جوڑاٹ مائل ہیں۔ یوں یہ افزائندہ خطے میں بین 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 ٹرانزسٹر غیر-افراہندہ خطے میں داخل ہو جائیں گے۔

حل: اس مثال میں ہم نے دیکھا کہ مشترکہ مشترکہ برقی دباؤ میਆ کرنے سے دونوں ٹرانزسٹروں میں برابر برقی رو کا گزر ہوتا ہے اور ان کے گلکش سروں پر 7.3 V پایا جاتا ہے۔ اگر بین۔ گلکش جوڑا پر سیدھی رُخ چالو کردہ برق دباؤ یعنی 0.5 V پایا جائے تو ٹرانزسٹر غیر-افراہندہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر اس وقت تک افزائندہ رہیں گے جب تک ان کے بین سروں پر تقریباً $(7.3 + 0.5 = 7.8 \text{ V})$ یا اس سے کم مشترکہ برق دباؤ پائی جائے یعنی

$$v_{CM} \leq 7.8 \text{ V}$$

5.1.2 تفرقی اشارہ موجود

اسکیں تفرقی برقی اشارہ کو صفر ولٹ سے بڑھا کر تفرقی جوڑے کی کارکردگی دیکھیں۔ شکل 5.3 اف میں v_{B2} کو برقی زمین⁴ یعنی صفر ولٹ 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 یہاں صورت نہیں رہتے۔ اگر دونوں مداخل پر صفر ولٹ دے جاتے تو

$$v_{BE1} = v_{BE2} = 0.7 \text{ V}$$

$$v_E = v_B - v_{BE} = 0 - 0.7 = -0.7 \text{ V}$$

ہوتے۔ ایک مداخل مثلاً v_{B2} کو صفر ولٹ 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 $I \times 2$ برقی رو ٹرانزسٹر Q_1 کو منتقل ہو جائے گی یعنی

$$i_{E1} = 2I$$

$$i_{E2} = 0$$

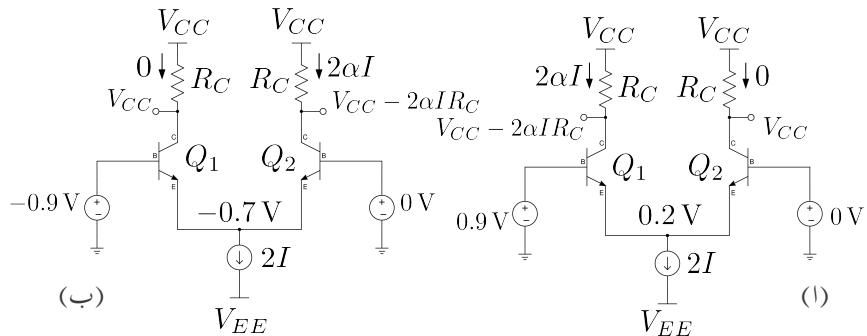
یوں

$$v_{C1} = V_{CC} - 2\alpha IR_C$$

$$v_{C2} = V_{CC}$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha IR_C$$

ہوں گے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں تفرقی اشارہ کے موجودگی میں خارجی برقی دباؤ v_o کی قیمت صفر ولٹ نہیں رہتی۔ حقیقت میں تفرقی جوڑ انہیلت کم داخلی تفرقی برقی دباؤ پر ہی تمام کی تمام کی برقی رو ($2 \times I$) کو ایک ٹرانزسٹر منتقل کر کے $+2\alpha IR_C$ 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 وولٹ ہونے کی صورت میں $v_E = -0.7V$ ہوتا ہے۔ اب اگر $v_{EE} = 0V$ رکھتے ہوئے $v_{B1} = -0.9V$ کر دیا جائے تو Q_2 کا بیس-ایمپ جوڑ سیدھا مائل ہو جائے گا لہذا $v_E = -0.7V$ ہو گا۔ یوں Q_1 کے بیس سرے پر $-0.9V$ ۔ جبکہ اس کے ایمپ 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 منع روکی رو (یعنی $I \times 2$) ٹرانزسٹر Q_2 کو منتقل ہو جائے گی۔ اس طرح

$$i_{E1} = 0$$

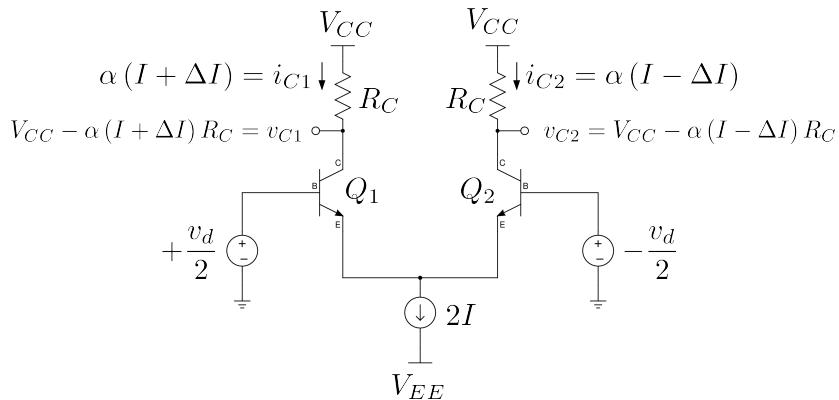
$$i_{E2} = 2I$$

$$v_{C1} = V_{CC}$$

$$v_{C2} = V_{CC} - 2\alpha I R_C$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = -2\alpha I R_C$$

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 $I \times 2$) 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 دوسرا ٹرانزسٹر میں منتقل کر کے $v_o = -2\alpha I R_C$ خارج کرتا ہے۔



شکل 4.4: باریک تفرقی اشارے پر صورت حال

5.2 باریک داخلی تفرقی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی بنیادی کارکردگی

کرچاف کے قانون برائے برقی روکے 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 $I \times 2$ 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 $v_{B1} + \frac{v_d}{2}$ اشارہ بطور v_{B1} اور $v_{B2} - \frac{v_d}{2}$ 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 ولٹ دئے جاتے تب $i_{E1} = i_{E2} = I$ ہوتا۔ اب جب v_{B1} کو ہلاکا بڑھایا اور v_{B2} کو گھٹایا گیا ہے تو i_{B1} میں ΔI کا اضافہ ہو گا جبکہ i_{B2} میں اتنی ہم کی 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 ایمٹر سرے پر $v_{E1} = v_{E2} = v_E$ برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے آپس میں جڑے ہیں لہذا ہو گا۔ یوں ایمٹر 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 چھکلا 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_d کو 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 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

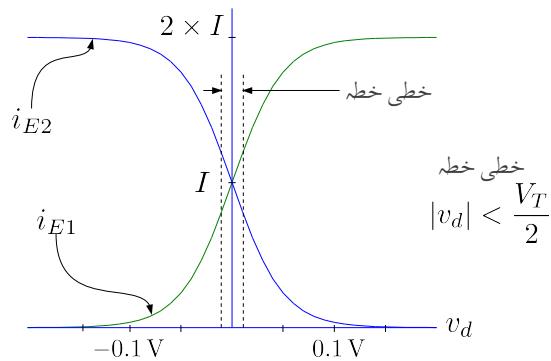
$$(5.16) \quad \begin{aligned} \left(\frac{2 \times I}{i_{E1}} \right)^{-1} &= \left(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)^{-1} \\ \frac{i_{E1}}{2 \times I} &= \frac{1}{\left(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)} \end{aligned}$$

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۔

$$(5.18) \quad i_{E2} = \frac{2 \times I}{\left(1 + e^{+\frac{v_d}{V_T}} \right)}$$



شكل 5.5: تفرقی جوڑے کے خط

مساوات 5.17 اور مساوات 5.18 شکل 5.5 میں کھینچ 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 بر قی 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 مشتملہ اشارہ v_{CM} کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں۔

مثال 5.4 میں $v_d = -0.1 \text{ V}$ پر $v_d = 98.2 \text{ V}$ فی صد برقی رو Q_2 سے گزرتی ہے جبکہ $v_d = 0.1 \text{ V}$ 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 دوسرا ٹرانزسٹر میں منتقل کرنے کی خاطر نہیں 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-ایمپیٹر جوڑ پر اندر ونی کپیسٹر $C_{b'e}$ اور بیس-کلکٹر جوڑ پر اندر ونی کپیسٹر C_{be} پائے جاتے ہیں۔ غیر-افزاں نہیں ٹرانزسٹر میں ان کپیسٹروں کے مجموعہ کی قیمت، افزاں نہیں 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 دار و دار کل کپیسٹر کی قیمت اور ان دو مختلف برقی دباؤ (جن کے مابین اس میں بار بھرنا 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 نہیں تیز رفتار ادار تخلیق دینا ممکن ہوتا ہے۔ یہی وجہ ہے کہ تیز ترین عددی برقيات (مثلاً ایمپر جڑا منطق⁵) میں بالخصوص اور دیگر تیز ترین برقيات 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 دونوں دار لکیریوں 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 گناہ بڑھایا یا گھٹایا جائے i_{E1} (یا i_{E2}) میں اتنے گناہ کی ہی تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ خطی تعلق کا خطہ تقریباً

$$(5.19) \quad |v_d| < \frac{V_T}{2}$$

پر پایا جاتا ہے۔ آئیں اس 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 نظری نظرے کی بات کریں تو اس نظرے میں برقی رو کی تقسیم کو نہایت سادہ اور خطی مساوات سے بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ اس حصے 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۔

$$(5.21) \quad i_{E1} = \left(\frac{2I}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}} \right) \left(\frac{e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}{e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}} \right) = \frac{2I e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}{e^{+\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}} + e^{-\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}$$

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 نظرے 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 بقايا 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 پر

Maclaurin series⁶

کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 i_{E1} &= 2I \frac{1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right) + \left(1 - \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right)} \\
 &\approx 2I \frac{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right)}{2} \\
 &= I \left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}\right) \\
 &= I + \frac{I}{2} \frac{v_d}{V_T}
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

جہاں دوسرے قدم پر تسلسل کے صرف پہلے دو جزو رکھے گئے۔ یہ سادہ خطی مساوات ہے جس کی تلاش تھی۔ اس کو یوں لکھتے ہیں۔

$$i_{E1} = I + \frac{I}{V_T} \frac{v_d}{2} \tag{5.23}$$

اسی طرح اگر i_{E2} کی سادہ خطی مساوات حاصل کی جائے تو وہ مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$i_{E2} = I - \frac{I}{V_T} \frac{v_d}{2} \tag{5.24}$$

ان نتائج سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}
 i_{C1} &= \alpha i_{E1} = \alpha I + \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\
 i_{C2} &= \alpha i_{E2} = \alpha I - \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2}
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

تفرقی اشارہ کے عدم موجودگی، یعنی $v_d = 0$ ، کی صورت میں $i_{E1} = i_{E2} = I$ ہی حاصل ہوتے ہیں جو کہ ان ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی پر برقرار رہے اور I_{EQ1} اور I_{EQ2} ہیں۔ اسی طرح $v_d = 0$ کی صورت میں مساوات 5.25 میں مساوات $i_{C1} = \alpha I$ اور $i_{C2} = \alpha I$ ہوتا ہے جو نقطہ کار کردگی پر کلکٹر برقی رو ہیں جنہیں I_{CQ} یا صرف I_C لکھا جا سکتا ہے۔ تفرقی اشارہ کے موجودگی میں مساوات 5.25 میں یک سمیتی رو کے علاوہ بدلتی رو بھی

پائی جاتی ہے۔ یوں انہیں

$$(5.26) \quad \begin{aligned} i_{C1} &= I_C + \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\ &= I_C + i_c \\ i_{C2} &= I_C - \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\ &= I_C - i_c \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں i_c بدلتی برقی رو یعنی

$$(5.27) \quad i_c = \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} = \left(\frac{I_C}{V_T} \right) \frac{v_d}{2}$$

ہے۔ آپ صفحہ 323 پر دئے گئے مساوات 3.174 کی مدد سے جانتے ہیں کہ $\frac{I_C}{V_T}$ دراصل g_m ہے لہذا سے مزید اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.28) \quad i_c = g_m \frac{v_d}{2}$$

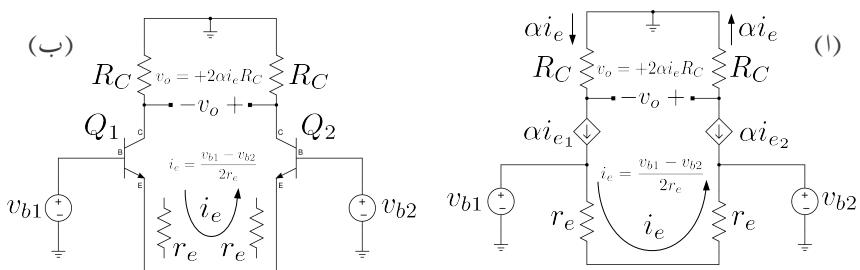
اس طرح مساوات 5.25 کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.29) \quad \begin{aligned} i_{C1} &= I_C + g_m \frac{v_d}{2} \\ i_{C2} &= I_C - g_m \frac{v_d}{2} \end{aligned}$$

یہاں رک کر شکل 5.4 میں دکھائے گئے i_{C1} اور i_{C2} کا مساوات 5.25 میں حاصل کئے گئے تیتوں کے ساتھ موازنہ کریں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\alpha \Delta I = \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2}$ ہے۔ باریک داخلی اشارة 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۔ آئیں اسی مساوات کو انتہائی سادہ طریقہ سے حاصل کریں۔ شکل 5.6 ب میں تفرقی جوڑے کا مساوی بدلتی رو



شكل 5.6: تفرقی برقی رو کا حصول بذریعہ ریاضی نمونہ

شکل دکھایا گیا ہے جہاں تمام یک سمتی منبع برقی دباؤ کو قصر دور اور تمام یک سمتی منبع برقی رو کو کھلے سرے کیا گیا ہے۔ شکل 5.6 الف میں ٹرانزسٹر کے 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 $i_{e1} = i_e$ کے برابر ہو گا۔ صفحہ 327 پر مساوات 3.192 کے تحت $r_e = \frac{\alpha}{g_m}$ کے برابر ہے۔ یوں اس مساوات کو اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.31) \quad i_e = \frac{g_m}{\alpha} \frac{v_d}{2}$$

اور یوں

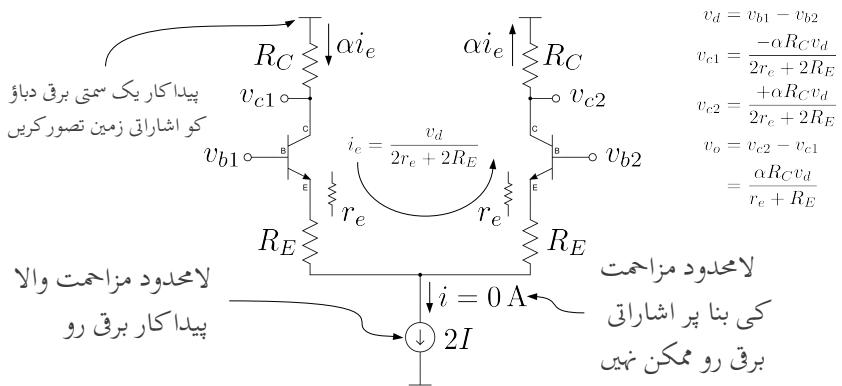
$$(5.32) \quad i_c = \alpha i_e = g_m \frac{v_d}{2}$$

اس طرح نہیں آسانی سے اس مساوات کو حاصل کیا گیا۔

یہ مساوات حاصل کرتے وقت ریاضی نمونہ بنانا ضروری نہیں۔ شکل 5.6 ب میں ایمپلیفیٹر سرے کے مزاحمت r_e کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب دکھایا گیا ہے۔ یہ ایک تصوراتی شکل ہے جسے دیکھ کر آپ مساوت لکھ سکتے ہیں۔

ان دونوں اشکال کو دیکھ کر خارجی برقی دباؤ v_o حاصل کیا جا سکتا 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 تفرق افائش برقی دباؤ⁷ $A_d = \frac{v_o}{v_d}$ حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$(5.34) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = +g_m R_C$$

موجودہ طریقہ کی افادیت دیکھنے کی خاطر شکل 5.7 میں دکھائے تفرقی ایمپلیفیاٹر پر غور کریں جہاں ٹرانزسٹر کے ایمپلیٹر سرے پر بیرونی مزاحمت R_E نسب کئے گئے ہیں۔ اس دور کو دیکھ کر ہم لکھ سکتے ہیں۔

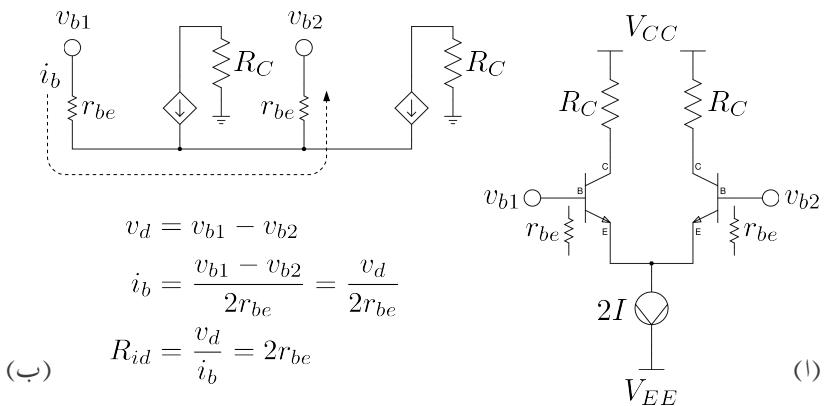
$$i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

اس مساوات سے تفرق افائش برقی دباؤ حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.35) \quad \begin{aligned} i_c &= \alpha i_e = \frac{\alpha v_d}{2r_e + 2R_E} \\ v_o &= +2i_c R_C = +\frac{\alpha v_d R_C}{r_e + R_E} \\ A_d &= \frac{v_o}{v_d} = +\frac{\alpha R_C}{r_e + R_E} \approx +\frac{R_C}{r_e + R_E} \end{aligned}$$

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۔

differential voltage gain⁷



شكل 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۔

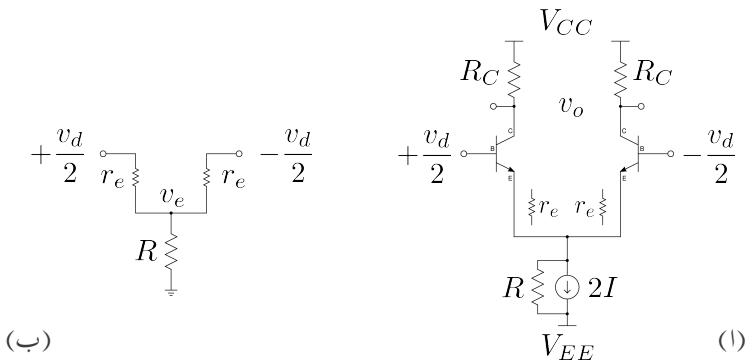
$$(5.37) \quad R_{id} = \frac{v_b}{i_b} = 2r_{be}$$

یہی دو جوابات مکمل ریاضی نمونہ بنانے کے بغیر بھی حاصل کئے جاسکتے ہیں جیسے شکل 5.8 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 ایمپلیفیاٹر میں استعمال کے جانے والے یک سمتی منبع روکی اندروںی مزاحمت لا محدود ہوتی ہے۔ حقیقت میں پائے جانے والے یک سمتی منبع روکی اندروںی مزاحمت نہایت زیادہ مگر محدود ہوتی ہے۔ شکل 5.9 اف میں یک سمتی منبع روکا مساوی فارڈن دور⁹ استعمال کرتے ہوئے اس کے اندروںی باریک اشاراتی مزاحمت R کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ٹرانزسٹر کا اندروںی مزاحمت r_e کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب فرضی طور دکھایا گیا ہے۔ شکل 5.9 ب میں اس ایمپلیفیاٹر کے داخلی جانب کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹروں کے ایمپلیفیاٹر کے برقی دباؤ v_e حاصل کرنے کی خاطر اس جوڑ پر کرچاف کا قانون برائے برقی رونا拂 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 برتنی 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 ایمپلیفائز کو دو عدد مشترک۔ ایمپلیفائز تصور کرنا دکھایا گیا ہے جہاں باسکیں ہاتھ کے ایمپلیفائز کا داخلی اشارہ $v_{d2} = v_d + v_{c1}$ اور اس کا خارجی اشارہ v_{c1} ہے جبکہ دیگر ایمپلیفائز کا داخلی اشارہ v_{c2} ہے۔ شکل ب میں باسکیں ہاتھ کے ایمپلیفائز کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر کے اندر ورنی 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 ایمپلیفائز کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت اس کا دو گناہو گا یعنی

$$(5.43) \quad R_{id} = 2r_{be}$$

اگر v_o کو v_{c2} اور v_{c1} کے مابین لیا جائے تب تفرقی افزائش برتنی دباؤ

$$(5.44) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m (R_C \parallel r_o)$$

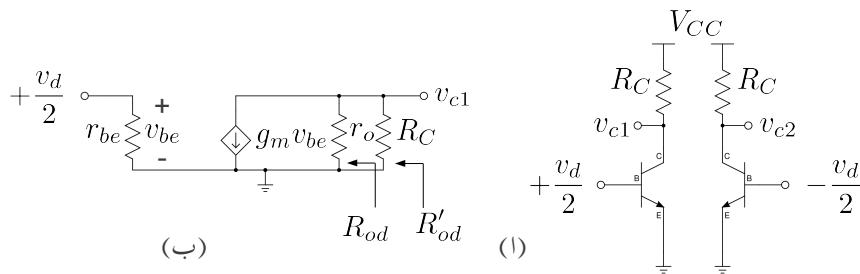
حاصل ہوتا ہے۔ عموماً r_o کی قیمت R_C کے قیمت سے بہت زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.45) \quad A_{d\text{پوری}} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m R_C = \frac{R_C}{r_e}$$

اس کے برعکس اگر v_o کو v_{c1} (یا v_{c2}) سے حاصل کیا جائے تب تفرقی افزائش برتنی دباؤ یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.46) \quad A_{d\text{آرمی}} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c1}}{v_d} = -\frac{R_C}{2r_e}$$

شکل 5.10 ب میں آدھے ایمپلیفائز کے خارجی تفرقی مزاحمت R_{od} اور R'_{od} دکھائے گئے ہیں۔ وہ مزاحمت ہے جس میں R_C کے اثر کو شامل نہیں کیا گیا یعنی اس میں R_C کو لا محدود تصور کرتے دور کا مزاحمت حاصل کیا گیا ہے۔ ہم کہتے ہیں کہ یہ مزاحمت R_C سے پہلا کام مزاحمت ہے۔ R_{od} کی قیمت r_o ہے۔ R'_{od} کا وہ خارجی تفرقی مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے اندر ورنی مزاحمت r_o اور اس کے ساتھ منسلک یہ ورنی مزاحمت R_C دونوں کے اثر کو شامل کرتا ہے۔ اس کی قیمت $(r_o \parallel R_C)$ ہے۔



شکل 5.10: تفرقی ایمپلینفائز بطور دو عدد ایمپلینفائز

5.4.4 داخلي مشترک مزاحمت اور مشترک افزائش

شکل 5.11 الف میں تفرقی جوڑے کو مشترکہ داخلي اشارہ \$v_{CM}\$ فراہم کیا گیا ہے۔ دونوں ہاتھوں کے ٹرانزسٹروں میں یکساں برقی رو \$i_e\$ گزرے گی اور یوں

$$(5.47) \quad v_e = (i_{e1} + i_{e2}) R = 2i_e R$$

ہو گا۔ اسی کو شکل ب کے طرز پر بھی بنایا جا سکتا 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 سمتی برقی رو کی قیمت \$I\$ ہی ہے۔ یوں مشترکہ اشارے کے لئے شکل الف کو دو یکساں ایمپلینفائز تصور کیا جا سکتا ہے۔ شکل ب سے

$$(5.49) \quad i_e = \frac{v_{CM}}{r_e + 2R}$$

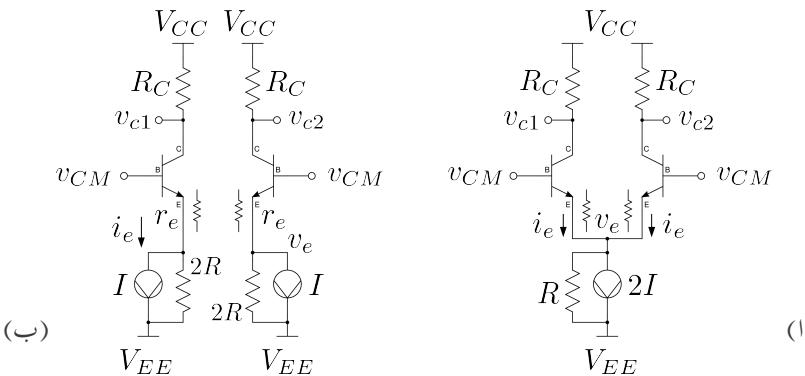
حاصل ہوتا ہے جس سے ایک بازو کا مشترکہ مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.50) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{v_{CM}}{(\beta + 1)(r_e + 2R)}$$

$$R_{icm} = \frac{v_{CM}}{i_b} = (\beta + 1)(r_e + 2R)$$

تفرقی ایمپلینفائز کا مشترکہ داخلي مزاحمت اس کے دگنا ہو گا یعنی

$$(5.51) \quad R_{icm} = 2(\beta + 1)(r_e + 2R)$$



شکل 11: مشترک 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 تو 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 تو

$$(5.53) \quad v_o = v_{c1} = -\frac{\alpha R_C v_{CM}}{r_e + 2R}$$

ہو گا اور مشترکہ افزائش برقی دباؤ

$$(5.54) \quad A_{cm} = \frac{v_o}{v_{CM}} = \frac{v_{c1}}{v_{CM}} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + 2R}$$

ہو گا۔ R کی قیمت R_C اور r_e کے قیتوں سے بہت زیادہ ہوتا ہے اور یوں مشترکہ اشارہ حقیقت میں بڑھنے کے بجائے گھٹتا ہے۔

کامل تفرقی ایمپلیفیٹر صرف تفرقی اشارے کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ البتہ حقیقی تفرقی ایمپلیفیٹر غیر کامل ہوتے ہیں۔ مساوات 5.46 کے تحت $v_o = A_d v_d$ ہوتا ہے جبکہ مساوات 5.54 کے تحت $v_o = A_{cm} v_{CM}$ ہوتے ہیں۔

common mode voltage gain¹⁰

ہے۔ حقیقت میں تفرقی ایکپلیفائر کے خارجی اشارہ میں دونوں جزو پائے جاتے ہیں اور یوں

$$(5.55) \quad v_o = A_d v_d + A_{cm} v_{CM}$$

ہو گا۔ تفرقی ایکپلیفائر تفرقی اشارہ کو بڑھاتا ہے جبکہ یہ مشترکہ اشارہ کو رد کرتا ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت $CMRR^{11}$ کو A_{cm} اور A_d کے نسبت 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 ایکپلیفائر کے دونوں بازوں بالکل یکساں ہونے کے صورت میں درست ہو گا۔ حقیقت میں عموماً ایسا نہیں ہوتا اور ایکپلیفائر کے دونوں بازووں میں فرق کی بناء 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 ایکپلیفائر کے دو بازووں میں استعمال کئے گئے مزاحمت R_C میں فرق کے علاوہ دونوں بازوں 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 ایمپلیفائز کے دو بازو غیر یکساں ہونے کی صورت میں مشترکہ افزائش برقی دباؤ صفر نہیں رہتی۔ خارجی اشارہ v_{c1} اور v_{c2} کر مایین لیتے ہوئے تفرقی ایمپلیفائز کا مشترکہ اشارہ رد کرنے 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

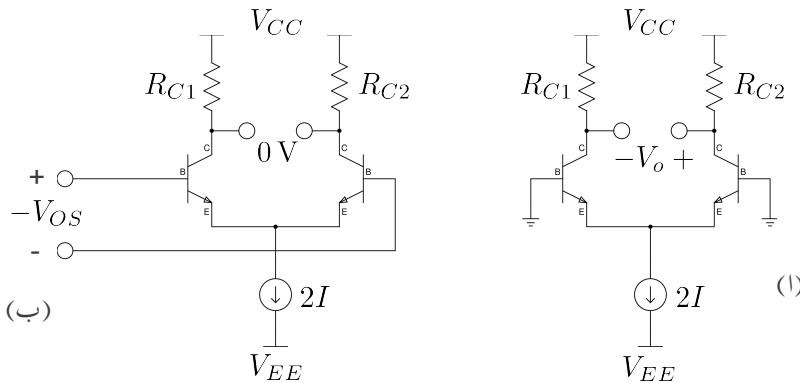
کامل تفرقی جوڑا داخلی برقی دباؤ کی عدم موجودگی (یعنی $V_{B1} = V_{B2} = 0$) کی صورت میں صفر ولٹ کا برقی دباؤ خارج کرتا ہے۔ حقیقی تفرقی جوڑا غیر کامل ہوتا ہے اور اس صورت میں اس کے خارجی برقی دباؤ صفر ولٹ سے انحراف کرتا ہے اور یوں یہ صفر ولٹ کے بجائے V_0 ولٹ خارج کرتا ہے۔ اس برقی دباؤ یعنی V_0 کو خارجی انحراف برق دباؤ¹³ کہتے ہیں۔ خارجی انحرافی برقی دباؤ کو تفرقی جوڑے کے تفرقی افزائش A_d سے تقسیم کر کے داخلی انحرافی برق دباؤ¹⁴ V_{OS} حاصل ہوتا ہے یعنی

$$(5.61) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d}$$

صف ظاہر ہے کہ تفرقی جوڑے کے داخلی جانب V_{OS} - مہیا کرنے سے خارجی جانب صفر ولٹ 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 کمکمل 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 $I \times 2$ ان میں برابر تقسیم ہو گی۔ اگر R_{C1} اور

output offset voltage¹³
input offset voltage¹⁴



شکل 5.12: داخلي انحرافي برقى دباو

R_{C2} کي قيمتیں بھی بالکل برابر ہوں تو V_{C1} اور V_{C2} برابر ہوں گے اور یوں $V_o = 0$ ہو گا۔ البتہ اگر R_{C2} کی قیمتیں مختلف ہوں مثلاً اور $R_{C2} > R_{C1}$

$$(5.62) \quad R_{C1} = R_C + \Delta R_C$$

$$R_{C2} = R_C - \Delta R_C$$

تب

$$(5.63) \quad V_{C1} = V_{CC} - \alpha I R_{C1} = V_{CC} - \alpha I (R_C + \Delta R_C)$$

$$V_{C2} = V_{CC} - \alpha I R_{C2} = V_{CC} - \alpha I (R_C - \Delta R_C)$$

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 دباو ہے جس سے داخلي انحرافی برقی دباو 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 $g_m = \frac{\alpha I}{V_T}$ اور $A_d = g_m R_C$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ داخلي انحرافی برقی دباو کو بطور ثابت عدد لکھا جاتا ہے یعنی

$$(5.66) \quad |V_{OS}| = \left| 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \right|$$

اکیں اب ٹرانزسٹر کیساں نہ ہونے سے پیدا اخراجی برقی دباؤ پر غور کریں۔ فرض کریں کہ ٹرانزسٹر کے I_S مختلف ہیں یعنی

$$(5.67) \quad I_{S1} = I_S + \Delta I_S \\ I_{S2} = I_S - \Delta I_S$$

ہیں۔ شکل 12.5. الف میں ٹرانزسٹر کے ایکٹر سرے آپس میں جڑے ہیں جبکہ ان کے بیچ سرے برقی زمین پر ہیں۔ یوں ہے۔ اس صورت ٹرانزسٹر کی برقی رو مندرجہ ذیل ہوں گی۔

$$(5.68) \quad I_{C1} = (I_S + \Delta I_S) \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_{C2} = (I_S - \Delta I_S) \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

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۔

$$(5.70) \quad \frac{I_{C2}}{I_{C1}} + 1 = 1 + \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S} \\ \frac{I_{C2} + I_{C1}}{I_{C1}} = \frac{2I_S}{I_S + \Delta I_S}$$

چونکہ $I_{C1} + I_{C2} = 2 \times I \times \alpha$ 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

$$(5.73) \quad \begin{aligned} V_{C1} &= V_{CC} - \alpha I \left(1 + \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) R_C \\ V_{C2} &= V_{CC} - \alpha I \left(1 - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) R_C \\ V_O &= V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S} \\ |V_{OS}| &= \left| \frac{V_O}{A_d} \right| = \left| \frac{V_O}{g_m R_C} \right| = \left| \frac{2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S}}{\frac{\alpha I}{V_T} R_C} \right| = \left| 2V_T \frac{\Delta I_S}{I_S} \right| \end{aligned}$$

ان دو وجوہات کے علاوہ دیگر وجوہات (مثلاً β اور r_0 میں فرق) کے بنا پر بھی انحرافی بر قی دباؤ پیدا ہوتا ہے۔

5.5.2 داخلی میلان بر قی رو اور انحرافی داخلی میلان بر قی رو

تفرقی جوڑے کے دونوں بازوں کی مکمل یکساں ہونے کی صورت میں دونوں جانب برابر یک سمتی میلان بر قی رو¹⁵ کا گزرا ہوتا ہے یعنی

$$(5.74) \quad I_{B1} = I_{B2} = \frac{I}{\beta + 1}$$

ابتدئے دونوں بازووں میں فرق کی بنا پر دونوں جانب کی داخلی میلان بر قی رو مختلف ہو سکتی ہیں۔ ایسی صورت میں دونوں جانب کی داخلی میلان بر قی رو میں فرق، جسے انحرافی داخلی بر قی رو¹⁶ 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

$$(5.76) \quad \begin{aligned} \beta_1 &= \beta + \Delta\beta \\ \beta_2 &= \beta - \Delta\beta \end{aligned}$$

input bias current¹⁵
input offset current¹⁶

$$\frac{1+x+x^2+\cdots}{1-x\sqrt{\frac{1}{1-\frac{x}{x}}}}$$

$$\frac{x-x^2}{x^2}$$

$$\frac{x^2-x^3}{\vdots}$$

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 x کو $\frac{\Delta\beta}{\beta+1}$ تصور کرتے ہوئے شکل 5.13 میں دکھائے گئے تقسیم کے طرز پر حل کرتے ہوئے صرف پہلے دو جزو لیتے ہوئے لکھا گیا ہے۔ مساوات $\frac{1}{1-\frac{\Delta\beta}{\beta+1}}$ کے پہلے مساوات میں بھی یہی ترتیب 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 مزاجت کے مدد سے مائل کر کے ان کے نقطہ کارکردگی تعین کرنا دیکھا۔ مخلوط دور میں ٹرانزسٹر کے نسبت، مزاجت بنا تا زیادہ مہنگا ثابت ہوتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں مزاجت کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے اور ان میں ٹرانزسٹر کو یک سمی 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 سمی منبع رو پر غور کیا جائے۔

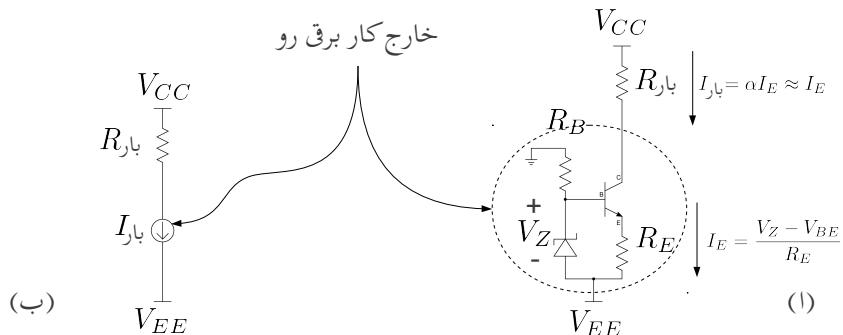
5.7 یک سمی منبع برقی رو

شکل 5.14.a میں $n-p-n$ ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے یک سمی منبع رو کا حصول دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں، α کو تقریباً ایک ($1 \approx$) تصور کرتے ہوئے، جب تک ٹرانزسٹر افزائندہ رہے، بوجہ I_E کا دار و مدار زیز ڈالیوڈ کے اور مزاجت R_E پر ہے یعنی V_Z

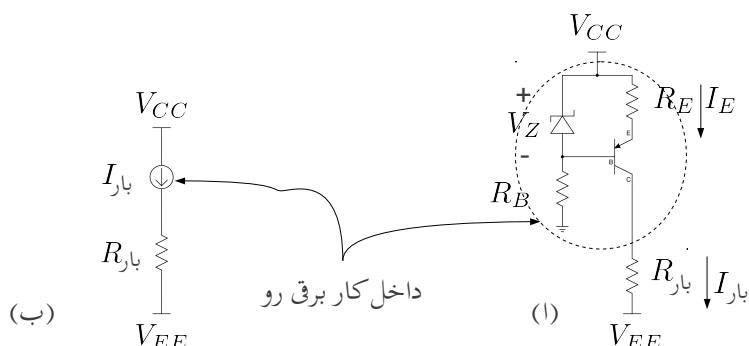
$$I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

یوں بوجہ I_E تبدیل کرنے سے اس میں برقی رو تبدیل نہیں ہوتی۔ اس سے ہم دیکھ سکتے ہیں کہ بوجہ I_E سے منسلک بقا یا دور بطور یک سمی منبع رو کام کرتا ہے۔ شکل میں نقطہ دار دائرة میں بند حصے کو یک سمی منبع رو کہتے ہیں۔ شکل 5.14.b میں یک سمی منبع رو کی علامت (تیر والا دائرة) استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو دوبارہ پیش کیا گیا ہے۔ علامت میں تیر کا نشان مستقل برقی رو کی سمت دکھلاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس طرز کے یک سمی منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجہ کو ثابت برقی دباؤ V_{CC} اور یک سمی منبع رو کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمی منبع رو کی سمت بوجہ سے یک سمی منبع رو کی جانب ہوتی ہے۔ یہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوجہ سے برقی رو خارج ہو کر یک سمی منبع رو میں داخل ہوتی ہے۔ ایسی یک سمی منبع رو بوجہ سے برقی رو زبردستی خارج کرتی ہے۔ اسی لئے اس دور کا زیادہ مقبول نام خارج کار منبع رو¹⁸ ہے۔ شکل 5.15.a میں $p-n-p$ ٹرانزسٹر پر مبنی یک سمی منبع رو دکھایا گیا ہے جبکہ شکل 5.15.b میں اسی دور کی علامتی شکل دکھائی گئی ہے۔ اس طرز کے یک سمی منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجہ کو یک سمی منبع رو اور منفی برقی دباؤ V_{EE} کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمی منبع رو کی سمت یک سمی منبع رو سے بوجہ کی جانب ہوتی ہے۔ ایسی یک سمی منبع رو بوجہ میں برقی رو زبردستی داخل کرتی ہے۔ اسی لئے اس دور کو داخل کار منبع رو¹⁹ بھی کہا جاتا ہے۔

constant current source¹⁷
current sink¹⁸
current source¹⁹



شکل 5.14: خارج کار منبع رو



شکل 5.15: داخل کار برقی رو

مخلوط ادوار میں عموماً متعدد یک سمتی منبع رو در کار ہوتے ہیں۔ وقت کے ساتھ ایسے ادوار کے کار کر دگی میں تبدیلی آتی ہے جسے عمر رسیدگی²⁰ کا عمل کہتے ہیں۔ اسی طرح درجہ حرارت اور دیگر وجوہات کی بنا پر بھی ادوار کے کار کر دگی 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 نپٹانا سبتاً آسان ہوتا ہے۔ آئیں 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 باسیں بازو میں برقی رو I گزر رہی ہے۔ β کی قیمت لامحدود ہو تو ٹرانزسٹر کے میں سرے پر برقی رو I_B قابل نظر انداز ہو گی۔ یوں ٹرانزسٹر Q_1 میں برقی رو I اور اس کے میں ایکسٹر 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 میں سرے آپس میں جڑے ہیں۔ اسی طرح ان کے ایکسٹر سرے بھی آپس میں جڑے ہیں۔ یوں Q_2 کے میں ایکسٹر جوڑ پر بھی برقی دباؤ V_{BE} ہی پایا جائے گا۔ اس ٹرانزسٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

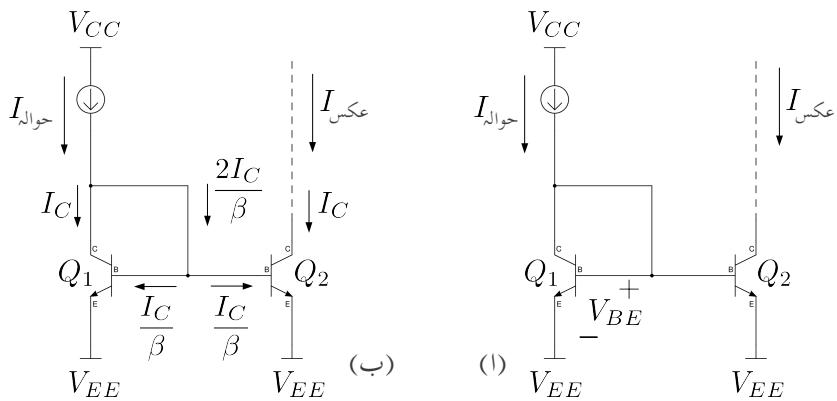
$$(5.81) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

مساویات 5.81 کو مساوات 5.80 سے تقسیم کرتے ملتا ہے۔

$$(5.82) \quad \frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_S} = \frac{I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)}{I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)} = 1$$

$$I_{\text{حوالہ}} = I_S$$

ageing²⁰
current mirror²¹



شكل 5.16: آئینہ برقی رو

یوں عکس I باکل حوالہ I کا عکس ہے۔ اس کو یوں بھی بیان کر سکتے ہیں کہ بوجھ میں حوالہ I 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 افرائندہ رکھا جائے۔

محدود β کی وجہ سے عکس I اور حوالہ I میں معمولی فرق رہتا ہے جس کی شکل ب میں وضاحت کی گئی ہے۔ چونکہ دونوں جانب ٹرانزیستر کے بیس-ایمپلیفیکٹ پر یکساں برقی دباؤ V_{BE} پایا جاتا ہے لہذا ان دونوں کے ٹرانزیستروں پر برابر برقی رو I_C پائی جائے گی۔ یعنی

$$(5.83) \quad I_{C1} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

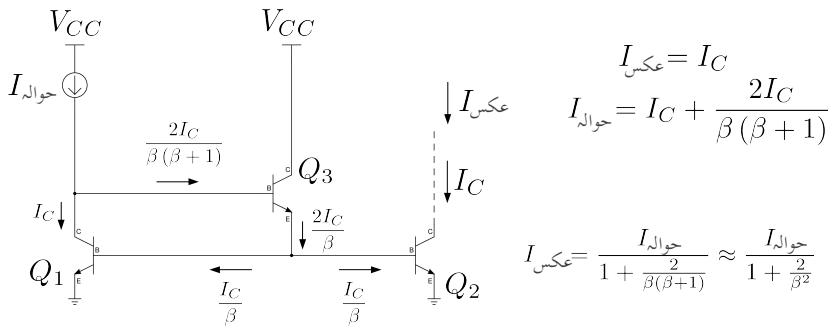
$$I_{C2} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

اسی طرح ان کے بیس سروں پر بھی برابر برقی رو پائی جائے گی یعنی

$$(5.84) \quad I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta}$$



شکل 5.17: بہتر یک سمتی منبع رو

بائیں بازو کرچاف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$(5.85) \quad I_{\text{حولہ}} = I_C + \frac{2I_C}{\beta} = I_C \left(1 + \frac{2}{\beta} \right)$$

جبکہ دائیں بازو

$$(5.86) \quad I_{\text{عکس}} = I_{C2} = I_C$$

یوں

$$(5.87) \quad I_{\text{عکس}} = \frac{I_{\text{حولہ}}}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

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

$$(5.88) \quad I_{\text{عکس}} \approx \frac{I_{\text{حولہ}}}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$$

اس مساوات کو مساوات 5.87 کے ساتھ دیکھیں۔ فرق کے مقدار کو β گناہم کر دیا گیا ہے۔ اگر شکل 5.17 میں حوالہ I پیدا کرنے کی خاطر ایک عدد مزاحمت R کو V_{CC} اور Q_3 کے کلکٹر سرے کے درمیان جوڑ دیا جائے تو حوالہ I یوں حاصل ہو گا۔

$$(5.89) \quad I_{\text{حولہ}} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE3}}{R}$$

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 میں برقی رو عس 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 میں برقی رو عس I حاصل کریں۔

2. برقی دباؤ V_o حاصل کریں۔

3. اگر بوجھ R کی مزاحمت دگنی کر دی جائے تب V_o کی قیمت کیا ہو گی۔

4. بوجھ R کی مزاحمت $20 \text{ k}\Omega$ ہونے کی صورت میں V_o کی قیمت حاصل کریں۔

5. برقی بوجھ R کی وہ مزاحمت دریافت کریں جس پر ٹرانزسٹر Q_2 غیر افراہمندہ حال ہو جاتا ہے۔

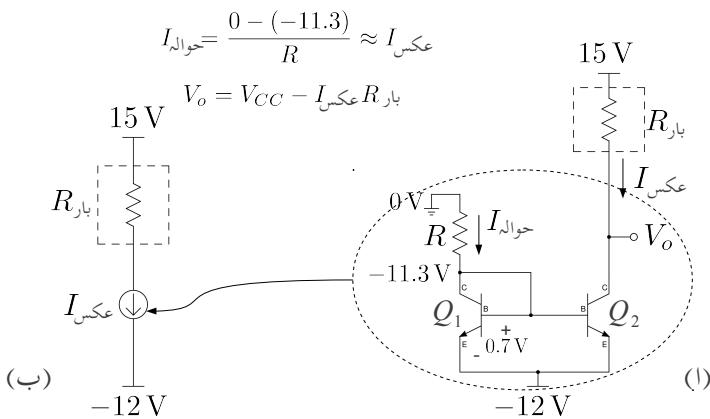
6. برقی بوجھ کی مزاحمت $40 \text{ k}\Omega$ کرنے سے کیا نتائج مرتب ہوں گے۔

حل:

1. ٹرانزسٹر Q_1 کا ایمپر سرا -12 V - پر ہے جبکہ اس کے میں-ایمپر جوڑ پر 0.7 V پائے جاتے ہیں۔ یوں اس کا میں سرا -11.3 V - پر ہو گا۔ چونکہ میں اور گلکھر جڑے ہیں لہذا گلکھر 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 سے بھی ایک ملی ایمپسٹر کی برقی رو گزرے گی۔



شکل 5.18: خارج کار مستقل برقی رو اور اس کی علامت

2. ٹرانزسٹر Q_2 کے مکمل سرے پر برقی دباؤ

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_{uxs} R_{بوجھ} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 5 \times 10^3 = 10 \text{ V} \end{aligned}$$

پایا جاتا ہے۔

3. برقی بوجھ کی مزاحمت دگنی یعنی $10 \text{ k}\Omega$ کرنے سے

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_{uxs} R_{بوجھ} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 2 \times 5 \times 10^3 = 5 \text{ V} \end{aligned}$$

4. برقی بوجھ کی مزاحمت $20 \text{ k}\Omega$ کرنے سے

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_{uxs} R_{بوجھ} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 20 \times 10^3 = -5 \text{ V} \end{aligned}$$

ہو گا۔

5. اس مثال کے جزو ب، پ اور ت میں ہم دیکھتے ہیں کہ جب برقی بوجھ $R_{بوجھ}$ کی مزاحمت بڑھائی جائے تو خارج کار مستقل برقی رو 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 خٹے 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-ایمپلیٹر 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

$$\begin{aligned} 15 &= I_{\text{بوجھ}}R + V_{\text{CE}}_{\text{غیر افزائندہ}} \quad 12 \\ 15 &= 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}} + 0.2 - 12 \\ R_{\text{بوجھ}} &= \frac{15 + 12 - 0.2}{10^{-3}} = 26.8\text{k}\Omega \end{aligned}$$

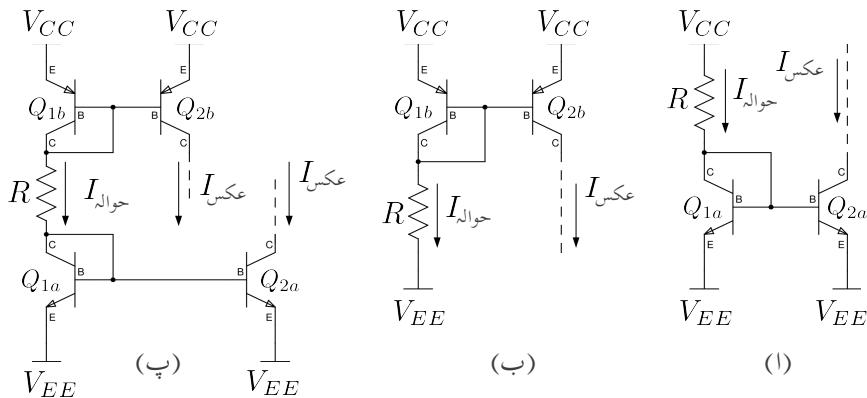
⁶. ہم نے دیکھا کہ خارج کار مستقل برقی رو $26.8\text{k}\Omega$ کے برقی بوجھ تک کے مزاحمت میں مستقل برقی رو برقرار رکھ سکتا ہے۔ برقی بوجھ کے مزاحمت کو مزید بڑھانے سے برقی بوجھ میں رواں برقی رو گھٹنا شروع ہو جاتی ہے۔ $40\text{k}\Omega$ کے برقی بوجھ کے لئے

$$\begin{aligned} 15 &= IR_{\text{بوجھ}} + V_{\text{CE}}_{\text{غیر افزائندہ}} \quad 12 \\ 15 &= I \times 40 \times 10^3 + 0.2 - 12 \\ I &= \frac{15 + 12 - 0.2}{40 \times 10^3} = 0.67\text{mA} \end{aligned}$$

ہم دیکھتے ہیں کہ برقی رو کی قیمت I سے گھٹ جاتی ہے اور خارج کار مستقل برقی رو صحیح کارکردگی نہیں کر پاتا۔

شکل 5.19. الف میں npn ٹرانزسٹر سروں پر مبنی خارج 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۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_{\text{حوالہ}}R + V_{BE} + V_{EE} \\ I_{\text{حوالہ}} &= \frac{V_{CC} - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{\text{عکس}} \end{aligned}$$



شکل 5.19: یک سمتی منبع رو کے مختلف ادوار

شکل ب میں اسی کا مساوی pnp 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 عمن I گزارتا ہے۔

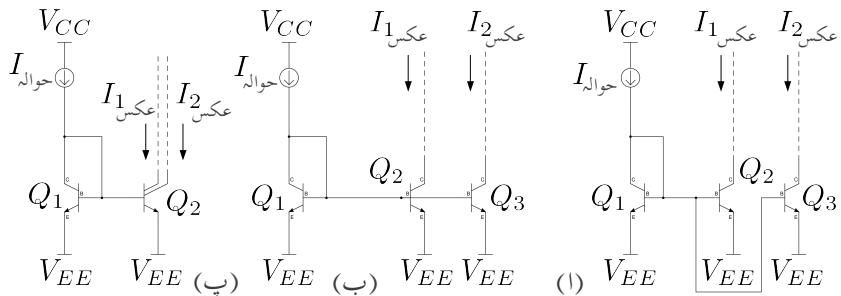
شکل پ میں ان دونوں ادوار کو یوں جوڑا گیا ہے کہ ایک ہی مزاحمت دونوں یک سمتی منبع رو کے عمن I کا تعین کرتا ہے۔ اس دور کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} = V_{EB} + I_{و} R + V_{BE} + V_{EE}$$

$$I_{و} = \frac{V_{CC} - 0.7 - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{عکس}$$

5.8.1 متعدد یک سمتی منبع رو

شکل 5.16 میں تیرے ٹرانزسٹر یعنی Q_3 کے شمولیت سے شکل 5.20 الف حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ Q_3 کے بیس-ایکٹر 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۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ اس دور میں محدود β کتنا کردار ادا کرتا ہے۔ محدود β کی صورت میں



شكل 5.20: دو عکس کا حصول

ہم لکھ سکتے ہیں کہ

$$(5.90) \quad I_{\text{عکس}} = I_{\text{عکس}} = I_{\text{عکس}} = I_C$$

$$(5.91) \quad I_{\text{حولہ}} = I_C + \frac{3I_C}{\beta}$$

اور یوں

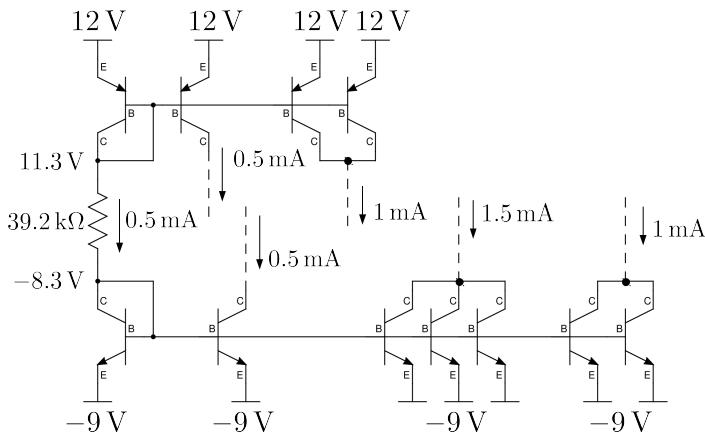
$$(5.92) \quad I_{\text{عکس}} = \frac{I_{\text{حولہ}}}{1 + \frac{3}{\beta}}$$

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 ٹلکٹر دکھائے گئے ہیں۔ اس سے مراد دو ٹرانزسٹر لینا چاہئے جس کے بیس آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح اس کے ایکٹر بھی آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے ٹلکٹر آپس میں نہیں جوڑے گئے ہیں۔

اسی بحث کو آگے بڑھاتے ہوئے ایک ایسے یک سستی منع رو جو n عکس بناتا ہو کے لئے مساوات 5.92 کی صورت یوں ہو گی۔

$$(5.93) \quad I_{\text{عکس}} = \frac{I_{\text{حولہ}}}{1 + \frac{n+1}{\beta}}$$

شکل 5.21 میں دو یادو سے زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر حاصل عکس کو دگنا یا اس سے بھی بڑھانا دکھایا گیا ہے۔

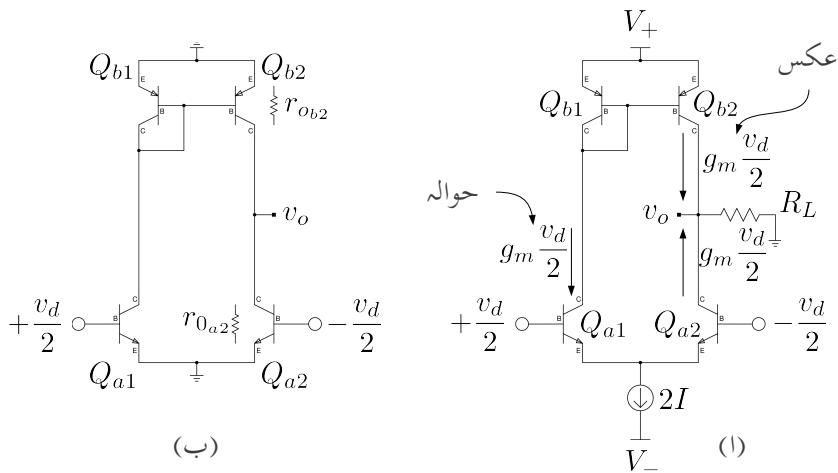


شکل 5.21: متعدد یک سمتی منبع رو

5.9 ٹرانزسٹر بوجہ سے لدا دو جوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی ایمپلیفیائر

جیسا کہ پہلے بھی ذکر کیا گیا، مخلوط ادوار بناتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ مزاحتوں کا استعمال کم سے کم کیا جائے۔ جیسا کہ شکل 5.22 میں دکھایا گیا ہے، مخلوط ادوار میں استعمال ہونے والے تفرقی ایمپلیفیائر کے خارجی جانب مزاحت R_C کی جگہ آئینہ برق رواستعمال کیا جاتا ہے۔

یک سمتی منبع رو کل $I \times 2$ برقی رو جزو ٹرانزسٹروں سے گزرتا ہے۔ یوں داخلی تفرقی برقی اشارہ کے عدم موجودگی میں ایمپلیفیائر کے ٹرانزسٹر Q_{a1} اور Q_{a2} میں یک سمتی برقی رو I گزر کر انہیں مائل کرتی ہے۔ Q_{b1} اور Q_{b2} جو کہ آئینہ برقی رو ہیں، بطور برقی بوجہ استعمال کئے گئے ہیں۔ Q_{b1} کی برقی رو کو دیکھ کر 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 گزرتی ہے لہذا Q_{b2} کی پیدا کردہ تمام کی تمام برقی رو Q_{a2} سے ہی گزرنے کی اور یوں یہ وہی برقی مزاحت R_L میں صفر برقی رو گزرنے کی۔ یوں v_o صفر ولٹ 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 ہو گی جن کی سمتیں شکل میں دکھائی گئی ہیں۔ Q_{a1} کا برقی رو ($g_m \frac{v_d}{2}$) ٹرانزسٹر 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



شكل 5.22: ٹرانزسٹر بوجہ سے لدا دو جوڑ ٹرانزسٹر والا تفرقی ایمپلیفیاٹر

پر کل داخلی برقی رو کی مقدار $g_m v_d$ ہے۔ کچھ کے قانون برائے برقی رو کے مطابق اتنی ہی برقی رو اس جوڑ سے باہر نکلے گی۔ یوں بوجہ R_L میں برقی رو زمین کی جانب گزرنے کی 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 دباؤ

$$(5.95) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_L$$

ہو گا۔

مساوات 5.94 پر دوبارہ غور کریں۔ اس میں $g_m \frac{v_d}{2}$ ایک مرتبہ تفرقی جوڑ کی وجہ سے اور دوبارہ آنکھیں کی وجہ سے ہے۔ یوں آنکھیں کے دو کردار ہیں۔ یہ بطور برقی بوجہ استعمال ہوتا ہے اور ساتھ اس کی وجہ سے تفرقی ایمپلیفیاٹر کی افزائش برقی دباؤ دگنی ہو جاتی ہے۔

شكل 5.22 میں R_L نہ استعمال کرتے ہوئے اس کی افزائش حاصل کرنے کی خاطر اس کا ہر ایک اشاراتی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر Q_{a2} اور Q_{b2} کے اندر ورنی خارجی مزاحمت r_o کو ان کے باہر

دکھا کر واضح کیا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر Q_{a1} اور Q_{a2} کے ایمپلینیفارٹ 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۔

$$(5.96) \quad A_d = g_m (r_{o_{b2}} \parallel r_{o_{a2}})$$

اگر $r_{o_{a2}}$ اور $r_{o_{b2}}$ برابر ہوں یعنی $r_{o_{a2}} = r_{o_{b2}} = r_0$ تب اس مساوات کو مزید سادہ صورت دی جاسکتی ہے یعنی

$$(5.97) \quad A_d = \frac{g_m r_0}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{I_C}{V_T} \right) \left(\frac{V_A}{I_C} \right) = \frac{V_A}{2V_T}$$

جہاں g_m کو $\frac{I_C}{V_T}$ اور r_0 کو لکھا گیا ہے۔

$$V_A = 50 \text{ V}$$

$$A_d = \frac{50}{25 \times 10^{-3}} = 2000 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

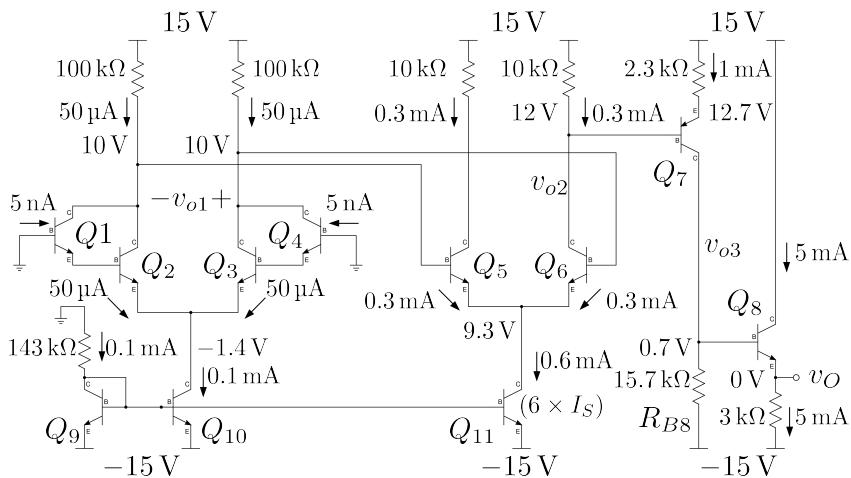
حاصل ہو گا۔ مساوات 5.96 کے مطابق $r_{o_{a2}}$ اور $r_{o_{b2}}$ کی قیمت بڑھا کر تفرقی ایمپلینیفارٹ کی افراکش مزید بڑھائی جاسکتی ہے۔

مثال 5.23: شکل 5.6 میں حسابی ایمپلینیفارٹ کا بنیادی دور دکھایا گیا ہے جہاں تمام ٹرانزسٹر کا $\beta = 100$ ہے۔ Q_1 کا بیس اور Q_4 کا بیس حسابی ایمپلینیفارٹ کے دو داخلی سرے ہیں جنہیں برقی زمین پر رکھا گیا ہے جبکہ Q_8 کا ایمپلینیفارٹ کا خارجی سر ہے۔

- تمام یک سمتی متغیرات حاصل کریں۔

- داخلی میلان برقی رو I_B حاصل کریں۔

حل: پہلے حسابی ایمپلینیفارٹ کے مختلف حصے پہچانے کی کوشش کرتے ہیں۔ Q_9 ، Q_{10} اور Q_{11} کا مزاحمت آئینہ برقی رو بناتے ہیں۔ Q_9 کے برقی رو کا عکس پیش کرتا ہے۔ Q_1 اور Q_2 مل کر ایک ڈارلینگٹن جوڑی بناتے



شکل 5.23: حسابی ایمپلیفیٹر کا بنیادی دور

ہیں۔ اسی طرح Q_3 اور Q_4 دوسری ڈارلکٹن جوڑی ہے۔ یہ دو ڈارلکٹن مل کر پہلا یا داخلی تفرقی ایمپلیفیٹر بنتے ہیں۔ Q_6 اور Q_7 دوسرا تفرقی ایمپلیفیٹر ہے۔ Q_7 ، Q_5 اور Q_8 دوسری جوڑی ہے۔ Q_7 ، $15.7\text{k}\Omega$ اور $2.3\text{k}\Omega$ مل کر یہ 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 گلکٹر پر بھی یہی 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 گلکٹر پر بھی یہی برقی رو پایا جائے گا جبکہ Q_{11} کے گلکٹر پر چھ گنا زیادہ برقی رو یعنی 0.6 mA پایا جائے گا۔

پہلی تفرقی جوڑی میں 0.1 mA برابر تقسیم ہو گا۔ یوں Q_2 اور Q_3 دونوں کا $I_C \approx I_E = 50 \mu\text{A}$ ہو گا جبکہ ان کے بیس پر $\frac{50 \mu\text{A}}{\beta}$ یعنی $0.5 \mu\text{A}$ پایا جائے گا۔ اگر پہلی تفرقی جوڑی میں ڈارلکٹن استعمال نہ کیا جاتا تب

حسابی ایمپلیفیاٹر کا داخلی میلان بر قی رو بھی $0.5 \mu\text{A}$ ہی ہوتا۔ Q_2 کا بیس بر قی رو Q_1 کا I_E -اسی طرح Q_3 کا بیس بر قی رو Q_4 کا بیس بر قی رو Q_1 کا $\frac{0.5 \mu\text{A}}{\beta}$ یعنی 5nA ہے۔ یوں ڈار لگنٹ کے استعمال سے حسابی ایمپلیفیاٹر کے داخلی میلان بر قی رو کو $0.5 \mu\text{A}$ سے کم کرتے ہوئے 5nA کر دیا گیا۔ Q_2 کے گلکٹر پر

$$V_{C2} = 15 - I_{C2}R_{C2} = 15 - 50 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3 = 10 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ اسی طرح Q_3 کے گلکٹر پر بھی 10 V پایا جائے گا۔ چونکہ Q_1 کا بیس بر قی زمین پر ہے لہذا V_{B1} 0 V ہے جبکہ اس کا اینٹر -0.7 V پر ہے۔ اس طرح Q_2 کا بیس -0.7 V پر ہے اور یوں اس کا اینٹر -1.4 V پر ہے۔

اور Q_6 پر 0.6 mA برابر تقسیم ہو گا۔ یوں

$$I_{E5} = I_{E6} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} = 0.3 \text{ mA}$$

پایا جائے گا۔ یوں ان کے بیس پر $3 \mu\text{A}$ یعنی $\frac{0.3 \text{ mA}}{\beta}$ پایا جائے گا۔ حقیقت میں $3 \mu\text{A}$ اور $50 \text{k}\Omega$ مل کر پہلی جوڑی سے گزرتے ہیں۔ ہم نے پہلی تفرقی جوڑی میں $3 \mu\text{A}$ کو نظر انداز کیا تھا۔ اگر اس کو بھی شامل کیا جائے تو پہلی جوڑی کے گلکٹر پر 9.7 V پایا جائے گا۔ قلم و کاغذ پر جلد حساب کتاب کرتے وقت عموماً اسی طرح بیس پر پائے جانے والے بر قی 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 اینٹر پر

$$V_E = V_B - V_{BE} = 10 - 0.7 = 9.3 \text{ V}$$

پایا جائے گا جبکہ ان کے گلکٹر پر

$$V_C = 15 - 0.3 \times 10^{-3} \times 10000 = 12 \text{ V}$$

پایا جاتا ہے۔ یوں $V_{CE5} = V_{CE6} = 2.7 \text{ V}$ ہے اور دونوں ٹرانزسٹر افرائیڈ ہیں۔

چونکہ حسابی ایمپلیفیاٹر کے دونوں داخلی سرے بر قی زمین پر ہیں لہذا ہم موقع کرتے ہیں کہ یہ صفر دو لٹ خارج کرے گا۔ یہاں ہم دیکھ رہے ہیں کہ دوسرا تفرقی ایمپلیفیاٹر 12 V خارج کر رہا ہے۔ یہ ضروری ہے کہ کسی طرح اس بر قی دباؤ سے چکارہ حاصل کیا جائے۔ Q_7 ، Q_8 اور $5.3 \text{k}\Omega$ میں مدد کرنے میں مدد کرتے ہیں۔ Q_7 کے بیس پر 12 V ہونے کی وجہ سے اس کے اینٹر پر

$$V_{E7} = V_{B7} + V_{EB7} = 12 + 0.7 = 12.7 \text{ V}$$

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 بین پر

$$V_{B8} = -15 + 15.7 = 0.7 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ اس طرح Q_8 کے بین 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 قیتوں سے $v_O = 0 \text{ V}$ حاصل کیا گیا۔ Q_7 اور اس کے ساتھ منلک 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 افزارش $A_d = \frac{v_O}{v_d}$ ، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

حل: شکل 5.24 میں بدلتی رو مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں

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

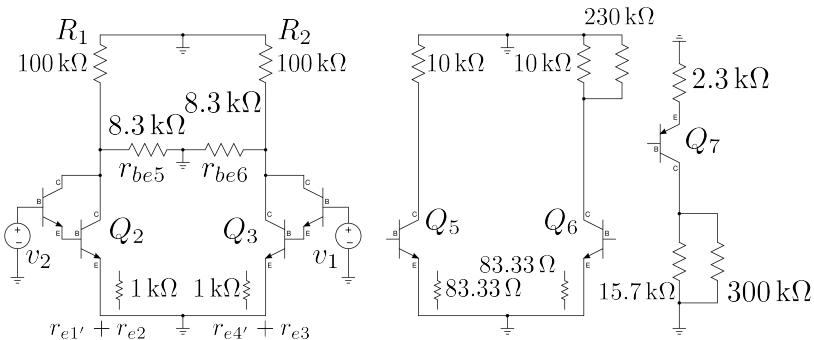
$$v_1 = -\frac{v_d}{2}$$

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = 7.66 \text{ V/V}$$

$$A_{d2} = -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -60 \text{ V/V}$$

$$A_{d3} = -6.826 \text{ V/V}$$

$$A_{d4} \approx 1 \text{ V/V}$$



شکل 5.24

بیں- Q_2 اور Q_3 میں $50 \mu\text{A}$ برقی رو پایا جاتا ہے لہذا ان کے

$$g_{m2} = g_{m3} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{50 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 2 \text{ mS}$$

$$r_{e2} = r_{e3} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.002} = 500 \Omega$$

بیں- Q_1 اور Q_4 میں $0.5 \mu\text{A}$ برقی رو پائی جاتی ہے لہذا ان کے

$$g_{m1} = g_{m4} = \frac{0.5 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 20 \mu\text{S}$$

$$r_{e1} = r_{e4} = \frac{1}{20 \mu\text{S}} = 50 \text{ k}\Omega$$

بیں- Q_1 کا r_{e1} Q_2 کے بیں پر پایا جاتا ہے لہذا اس کو بھی Q_2 کے ایمپر 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 ایمپر پر کل مزاجمت $1 \text{ k}\Omega + r_{e1'} + r_{e2}$ پایا جائے گا۔ اسی طرح Q_4 کا r_{e4} Q_3 کے بیں پر پایا جاتا ہے لہذا اس کو بھی Q_3 کے ایمپر پر کل مزاجمت $1 \text{ k}\Omega + r_{e3} + r_{e4'}$ 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 بتتا 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 ایمپریٹر 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

$$(5.98) \quad A_{d1} = \frac{v_{o1}}{v_d} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

$$= \frac{15328}{2000}$$

$$= 7.66 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے جہاں R_C دوںوں 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 ایمپریٹر کے درمیان کل مزاحمت یعنی $2r_e$ ہے۔ ثابت افزائش کا مطلب ہے کہ ثبت v_d کی صورت میں v_{o1} بھی ثابت ہو گا۔

تیسرا ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت $230 \text{ k}\Omega = \beta R_{E7} = 230 \text{ k}\Omega$ ہے جو R_{C6} کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ \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 تیسرا 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 کار آمد افزائش اس قیمت کے آدمی ہو گی یعنی

$$\begin{aligned}
 A_{d2} &= -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\
 (5.99) \quad &= -\frac{1}{2} \frac{10000}{83.33} \\
 &= -60 \frac{V}{V}
 \end{aligned}$$

افزاش میں منفی کا نشان یہ دکھلاتا ہے کہ ثابت v_2 اور منفی v_1 کی صورت میں اس حصے کا خارجی اشارہ منفی ہو گا۔

اور اس کے ساتھ منسلک $2.3 \text{ k}\Omega$ اور $15.7 \text{ k}\Omega$ مل کر مشترک ایمپلیفیٹر ہیں۔ Q_7 اور Q_8 کے داخلی مزاحمت کو نظر انداز کرتے ہوئے اس ایمپلیفیٹر کی افزائش

$$A_{d3} = -\frac{15700}{2300} = -6.826 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتی ہے۔

اور اس کے ساتھ منسلک $3 \text{ k}\Omega$ مل کر مشترک گلکٹر ایمپلیفیٹر بناتے ہیں۔ مشترک گلکٹر کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہوتی ہے یوں

$$A_{d4} \approx 1 \frac{V}{V}$$

ہو گا۔

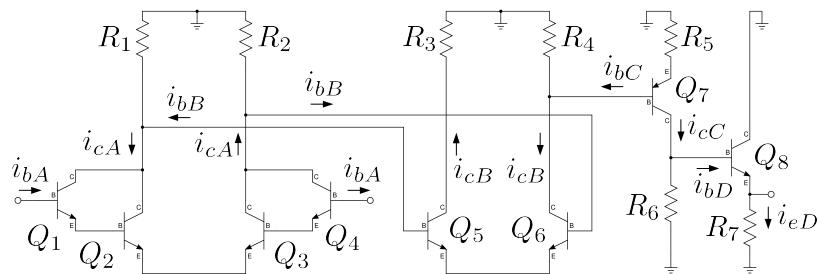
ان چاروں افزائش کو استعمال کرتے ہوئے حسابی ایمپلیفیٹر کی کل افزائش

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_O}{v_d} = A_{d1} \times A_{d2} \times A_{d3} \times A_{d4} \\
 &= 7.66 \times (-60) \times (-6.826) \times 1 \\
 &= 3137 \frac{V}{V}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

شکل 5.24 کو دیکھتے ہوئے Q_2 اور Q_3 کے ایمپلیفیٹر 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 رو کی افزائش

نظر آئے گا۔ یہی حسابی ایمپلیفیاٹر کا داخلی مزاجمت ہے۔

خارجی جانب Q_8 کے r_e کو نظر انداز کرتے ہیں۔ $15.7 \text{ k}\Omega$ کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمپر جانب

$$\frac{15700}{100} = 157 \Omega$$

نظر آتا ہے۔ یہ عکس $3 \text{ k}\Omega$ کے متواری جڑا ہے لہذا حسابی ایمپلیفیاٹر کا خارجی مزاجمت

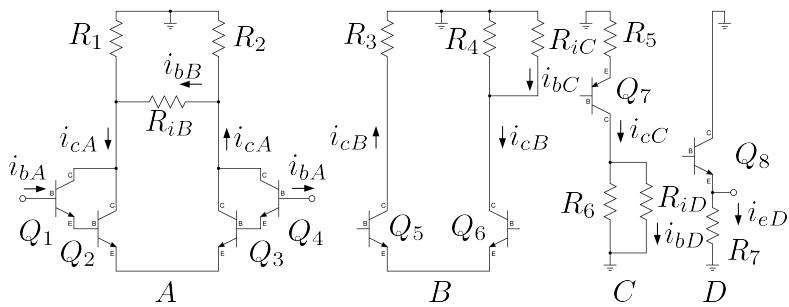
$$R_o = \frac{157 \times 3000}{157 + 3000} = 149 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 5.8: شکل 5.23 کے حسابی ایمپلیفیاٹر کی افزائش $A_i = \frac{i_L}{i_b}$ کی مساوات حاصل کریں۔ $A_{i-d} = \frac{v_L}{v_d}$ کی مساوات بھی حاصل کریں۔

حل: شکل 5.25 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں داخلی جانب سے پہلے ایمپلیفیاٹر کو A، دوسرا C، تیرے کو B اور خارجی ایمپلیفیاٹر 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 ایمپلیفیٹروں کو علیحدہ علیحدہ کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلے ایمپلیفیٹر کے خارجی جانب دوسرے ایمپلیفیٹر کا داخلی مزاحمت i_{cA} کا وہ حصہ جو R_{iB} سے گزرے درحقیقت دوسرے ایمپلیفیٹر کا داخلی برتنی رو i_{bB} ہے۔ شکل پر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے۔ یوں اس شکل سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{i_{eD}}{i_{bD}} &= \beta_8 + 1 \\
 \frac{i_{bD}}{i_{cC}} &= \frac{R_6}{R_6 + R_{iD}} \\
 \frac{i_{cC}}{i_{bC}} &= \beta_7 \\
 \frac{i_{bC}}{i_{cB}} &= \frac{R_4}{R_4 + R_{iC}} \\
 \frac{i_{cB}}{i_{bB}} &= \beta_6 \\
 \frac{i_{bB}}{i_{cA}} &= \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_{iB}} \\
 \frac{i_{cA}}{i_{bA}} &= \beta_1 \beta_2
 \end{aligned} \tag{5.101}$$

تمام ٹرانزسٹر کے β برابر لیتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 r_{e2} &= r_{e3} = \frac{V_T}{I} \\
 r_{be2} &= r_{be3} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 (5.102) \quad r_{1e} &= r_{e4} = (\beta + 1) \frac{V_T}{I} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{be1} &= r_{be4} = (\beta + 1)^2 r_{e2}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 R_{iA} &= r_{be1} + r_{be4} + (r_{be2} + r_{be3}) \times (\beta + 1) \\
 &= 4(\beta + 1)^2 r_{e2} \\
 (5.103) \quad R_{iB} &= 2r_{be5} \\
 R_{iC} &\approx R_5 \times (\beta + 1) \\
 R_{iD} &\approx R_7 \times (\beta + 1)
 \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ

$$\begin{aligned}
 v_L &= i_{eD} R_7 \\
 v_d &= i_{bA} R_{iA}
 \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_L}{v_d} \\
 (5.104) \quad &= \frac{i_{eD} R_7}{i_{bA} R_{iA}} \\
 &= A_i \times \frac{R_7}{R_{iA}}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

ذرا کوشش کرنے سے مندرجہ بالا تمام مساوات شکل 5.23 کو دیکھ کر ہی لکھے جاسکتے 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_d اور A_i کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل: مثال 5.7 میں مندرجہ ذیل معلومات حاصل کی گئیں۔

$$r_{e2} = 500 \Omega, \quad r_{e5} = 83.333 \Omega$$

پول مساوات 5.103 سے

$$R_{iA} = 4 \times 100^2 \times 500 = 20 \text{ M}\Omega$$

$$R_{iB} = 2 \times 100 \times 83.333 = 1667 \Omega$$

$$R_{iC} = 2300 \times 100 = 230 \text{ k}\Omega$$

$$R_{iD} = 3000 \times 100 = 300 \text{ k}\Omega$$

اور مساوات 5.101 سے

$$\frac{i_{eD}}{i_{bD}} = 100$$

$$\frac{i_{bD}}{i_{cC}} = \frac{15.7 \times 10^3}{15.7 \times 10^3 + 300 \times 10^3} = 0.04973$$

$$\frac{i_{cC}}{i_{bC}} = 100$$

$$\frac{i_{bC}}{i_{cB}} = \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 230 \times 10^3} = 0.04167$$

$$\frac{i_{cB}}{i_{bB}} = 100$$

$$\frac{i_{bB}}{i_{cA}} = \frac{2 \times 100 \times 10^3}{2 \times 100 \times 10^3 + 1667} = 0.99173$$

$$\frac{i_{cA}}{i_{bA}} = 100 \times 100 = 10000$$

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 $\approx \alpha$ اور اس طرح کے دیگر استعمال کرنے کے قیتوں میں معمولی معمولی فرق کی وجہ سے ہے۔ ان دونوں جوابات میں صرف

$$\left| \frac{3137 - 3082}{3137} \right| \times 100 = 1.75 \%$$

کافی ہے۔

شکل 5.24 میں دوسرے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت $r_{be5} + r_{be6} = 16.6 \text{ k}\Omega$ ہے جو پہلی ایمپلیفائر کا بوجھ بتتا ہے۔ یوں $R_1 + R_2 + r_{be5} + r_{be6} \ll R_1 + R_2$ اور $r_{be5} + r_{be6} \ll R_1 + R_2$ چونکہ $r_{be5} + r_{be6} \ll R_1 + R_2$ ہے لہذا ان متوازی جڑے مزاحمت کے مجموعی مزاحمت کو تقریباً $r_{be5} + r_{be6}$ یا جاسکتا ہے۔ اس کے برعکس تیرے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت بہت بڑا ہے لہذا دوسرے ایمپلیفائر پر اس کے بوجھ کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے اور دوسرے ایمپلیفائر کے افزائش یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = \frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}}$$

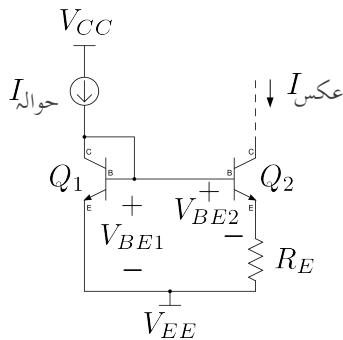
$$A_{d2} \approx -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{1}{2} \left(\frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

اس طرح ان دو کڑیوں کی کل افزائش

$$(5.105) \quad A_d = A_{d1} A_{d2} = -\frac{1}{2} \times \left(\frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}} \right) \times \left(\frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1)(r_{e5} + r_{e6})}{4r_{e2}} \times \left(\frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1) R_{C6}}{4r_{e2}}$$



شکل 5.27: وائڈلر منبع برقی رو

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات کے تحت β بڑھانے اور r_{e2} گھٹانے سے افزائش بڑھتی ہے۔ پچونکہ $r_e = \frac{V_T}{I_C}$ ہوتا ہے لہذا I بڑھانے سے r_{e2} گھٹے گا۔

اس کے علاوہ اگر پہلے ایکپلیفائر میں ڈارکنٹن جوڑی استعمال نہ کی جائے تب اس کی داخلی مزاحمت آدھی اور افزائش دگنی ہو جائے گی۔

صفحہ 360 پر مساوات 3.223 پر تبصرہ کرتے وقت یہ حقیقت بتائی گئی تھی کہ اگر افزائش بڑھائی جائے تو داخلی مزاحمت گھٹتی ہے۔ تفرقی ایکپلیفائر میں بھی داخلی مزاحمت گھٹاتے ہوئے افزائش بڑھانا ممکن ہے۔

5.10 وائڈلر منبع برقی رو

شکل 5.16 میں Q_2 کے انہی پر R_E نسب کرنے سے وائڈلر منبع برقی رو²³ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 5.27 میں²⁴ میں دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے برقی رو کے مساوات کو استعمال کرتے ہوئے

Widlar current source²³

²⁴ باب وائڈلر نے اس دور کو دریافت کیا۔

$$V_{BE1} = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_S} \right)$$

$$V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{عکس}}}{I_S} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ان دو مساوات کو آپس میں منقی کرنے سے

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_{\text{عکس}}} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم

$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_{\text{عکس}} R_E$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

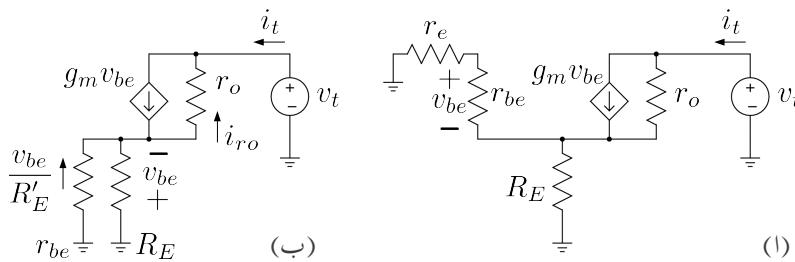
$$(5.106) \quad I_{\text{عکس}} R_E = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_{\text{عکس}}} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

آنیں واپس رنچ برقی رو کی خارجی مزاحمت R_o حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر Q_2 کے گلکٹر 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_o کی قیمت ہو گی۔

واپس رنچ برقی رو میں Q_1 کے گلکٹر اور Q_2 میں آپس میں جڑے ہیں۔ یوں یہ بطور ڈائیوڈ کردار ادا کرتا ہے۔ صفحہ 413 پر مساوات 3.248 ایسے ٹرانزسٹر کی مزاحمت r_e دیتا ہے۔ واپس رنچ 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 میں جگہ اس کا 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} میں r_e اور r_{be} میں کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ $R_E' R_E || r_{be}$ کو 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۔ کرچاف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$g_m v_{be} + \frac{v_{be}}{R_E'} = i_{ro}$$



شکل 5.28: وائٹلر 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 کرچاف 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 کرچاف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

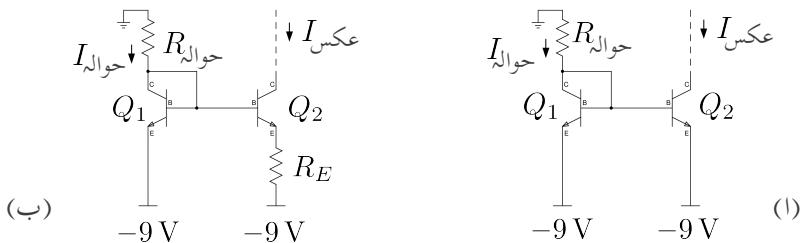
$$(5.108) \quad i_t = g_m v_{be} - \left(g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 5.107 کو مساوات 5.108 سے تقسیم کرتے ہوئے وائٹلر منبع کی خارجی مزاحمت R_o یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$\begin{aligned} R_o &= \frac{v_t}{i_t} = R'_E \left[1 + r_o \left(g_m + \frac{1}{R'_E} \right) \right] \\ &= R'_E + r_o \left(1 + g_m R'_E \right) \end{aligned}$$

اس مساوات میں R'_E کو نظر انداز کرتے ہوئے خارجی مزاحمت R_o کی سادہ مساوات

$$(5.109) \quad R_o \approx r_o \left(1 + g_m R'_E \right)$$



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 $r_o (1 + g_m R'_E)$ سے بڑھ کر r_o ہو گئی ہے۔ یہ ایک عمومی نتیجہ ہے اور یوں کسی بھی دو جوڑ ٹرانزسٹر جس کے ایکٹر پر R_E مزاحمت نسب ہو اور جس کا میں سرا بر قی زمین پر ہو کی خارجی مزاحمت مساوات 5.109 سے حاصل ہو گی۔

مثال 5.10: شکل 5.29 میں سادہ آئینہ اور وائڈ لر آئینہ دکھائے گئے ہیں۔ $I_E = 15 \mu\text{A}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: شکل اف میں $15 \mu\text{A}$ حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{\text{حوالہ}} = \frac{9 - 0.7}{15 \times 10^{-6}} = 553 \text{ k}\Omega$$

درکار ہے۔ شکل ب میں $I_E = 1 \text{ mA}$ رکھتے ہوئے ہیں۔ $I_E = 1 \text{ mA}$ حاصل کرتے ہیں۔ $I_E = 1 \text{ mA}$ حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{\text{حوالہ}} = \frac{9 - 0.7}{1 \times 10^{-3}} = 8.3 \text{ k}\Omega$$

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 منع رو کو $553 \text{ k}\Omega$ جبکہ وائڈر منع رو کو $7 \text{ k}\Omega$ اور $8.3 \text{ k}\Omega$ 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 منع 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 ہے جبکہ $V_{CE1} = 0.7 \text{ V}$ پر ایسی کوئی پابندی لا گو نہیں لہذا عموماً $V_{CE2} \neq V_{CE1}$ ہوتا ہے۔ اب تک آئینہ برقی رو پر تصوروں 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 کی $V_{CE1} \neq V_{CE2}$ کی وجہ سے اسی پر ارلی برقی دباؤ Q_1 اور Q_2 کے برقی رو میں فرق پیدا کرتا ہے۔ $V_{CE2} < V_{CE1}$ 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 اف 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 عکس I_{C3} دراصل i_{C3} ہی ہے لہذا ہم i_{C3} اور حوالہ I_{E3} کا تعلق حاصل کریں گے۔ اور Q_1 - اور Q_2 کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_{C1} = i_{C2} = i_C$$

$$i_{B1} = i_{B2} = i_B$$

کے Q_3

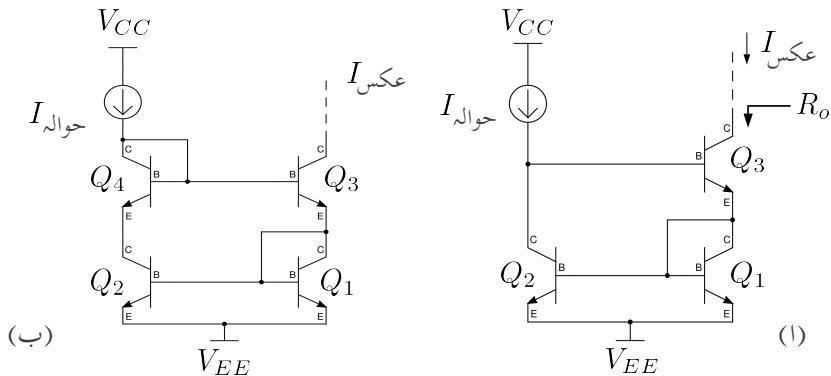
$$(5.111)$$

$$i_{B3} = \frac{i_{C3}}{\beta}$$

$$i_{E3} = \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) i_{C3}$$

Wilson mirror²⁵

²⁶جارج آر ولسن نے اس آئینہ کو دریافت کیا۔



شكل 5.30: ولسن آئینہ

لکھا جاسکتا ہے۔ کرچاف 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۔

$$i_C = \left(\frac{\beta+1}{\beta+2}\right) i_{C3}
 \tag{5.113}$$

کرچاف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned}
 I_{\text{حوالہ}} &= i_{C2} + i_{B3} \\
 &= i_C + \frac{i_{C3}}{\beta}
 \end{aligned}$$

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۔

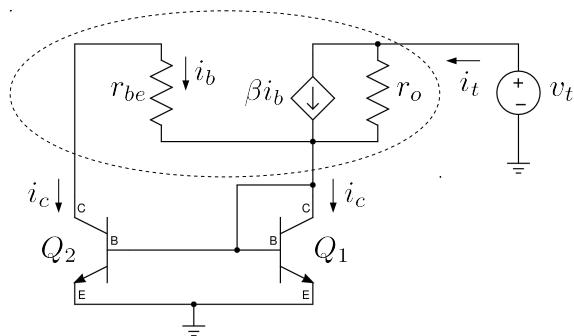
$$\begin{aligned} I_{\text{عکس}} &= i_{C3} = \left[\frac{\beta(\beta+2)}{\beta(\beta+2) + 2} \right] I_{\text{حوالہ}} \\ &= \left[\frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+2)}} \right] I_{\text{حوالہ}} \end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$(5.114) \quad I_{\text{عکس}} \approx \left[\frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} \right] I_{\text{حوالہ}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کا صفحہ 587 پر مساوات 5.88 کے ساتھ موازنہ کریں۔ دونوں مساوات بالکل ایک جیسے ہیں۔

آئینے کی خارجی مزاحمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر Q_3 کے گلکٹر پر v_t لاگو کرتے ہوئے i_t کا حساب لگاتے ہیں۔ $\frac{v_t}{i_t}$ خارجی مزاحمت R_o ہو گا۔ Q_3 کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے ولسن آئینے کو شکل 5.31 میں



شكل 5.31: ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت

وکھایا گیا ہے۔ نقطہ دار دائرے سے دو جگہ i_c بر قی رو خارج اور ایک جگہ i_t داخلی ہو رہی ہے۔ یوں کرچاف کے قانون
برائے بر قی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

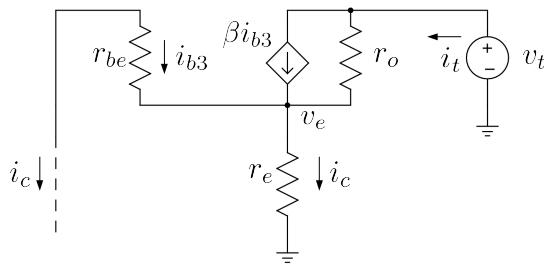
$$(5.115) \quad i_t = 2i_c$$

شکل 5.31 میں Q_1 کا بیس اس کے کلکٹر کے ساتھ جڑا ہے جس کی وجہ سے یہ بطور ڈالیڈ کردار ادا کرتا ہے اور
اس کو مزاحمت r_e سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔ Q_2 کا r_{be} اس کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ $r_{be} \ll r_e$ 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۔ اور Q_2 کے کلکٹر پر برقرار i_c بر قی رو گزرنے گی جسے شکل میں وکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} v_e &= i_c r_e \\ i_{b3} &= i_c \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کرچاف کے قانون برائے بر قی 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 $r_o \ll r_e$ 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 $R_o = \frac{v_t}{i_t} = 2i_c$ 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 لکھا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت r_o سے $\frac{\beta}{2}$ کنما زیادہ ہے۔

اس حصے کے شروع میں ذکر کیا گیا کہ ارلی برتنی 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

$$V_{CE2} = V_{BE1} + V_{BE3} - V_{BE4} = 0.7 \text{ V}$$

ہو جاتا ہے۔ یوں $V_{CE1} = V_{CE2} = 0.7V$ کرتے ہوئے اری برقی دباؤ کے اثرات سے چھکارا 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 نصیع بھی برابر ہو گا۔ یوں یہ برابر گرم ہوئے برابر درجہ حرارت پر رہیں گے۔ اس طرح درجہ حرارت میں فرق کی بنابر پکار کر دیگی میں فرق سے بھی چھکارا حاصل ہوتا ہے۔

5.12 کیسکوڈ ایمپلیفائر

مشترک انکٹر اور مشترک بیس ایمپلیفائر کو آپس میں جوڑ کر زنجیری ایمپلیفائر بنایا جا سکتا ہے۔ شکل 5.33 میں ایسے ایمپلیفائر کو دکھایا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کو کیسکوڈ ایمپلیفائر²⁷ کہتے ہیں²⁸۔

اور Q_{3a} کو I برقی رو پر مائل رکھا جاتا ہے۔ یوں دونوں ٹرانزسٹروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{I}{V_T} \\ r_e &= \frac{1}{g_m} \\ r_{be} &= (\beta + 1) r_e \end{aligned}$$

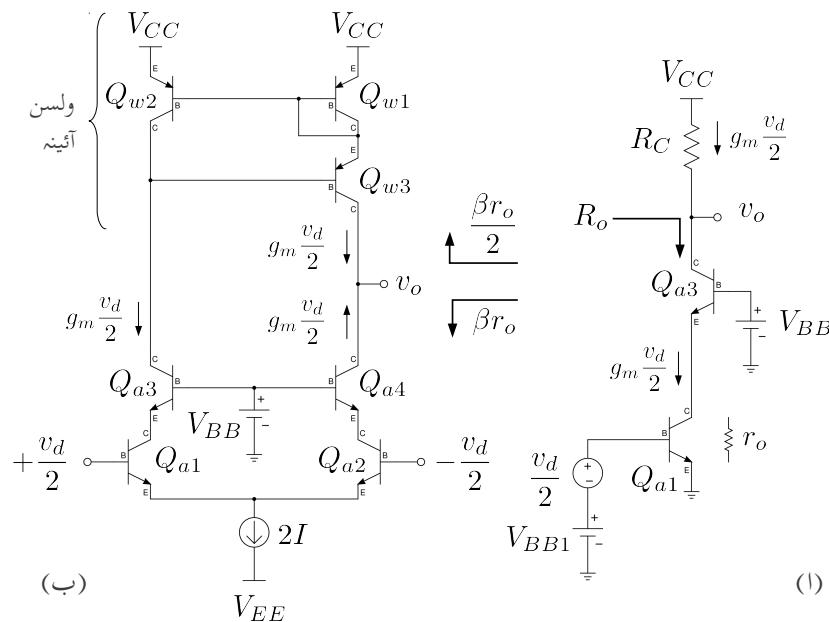
اگر Q_{1a} کو $\frac{v_d}{2}$ داخلی اشارہ مہیا کیا جائے تو اس کا $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔ یہی برقی رو Q_{3a} سے بھی گزرے گا یوں لیتے ہوئے ہو گا لہذا $i_{c1} \approx i_{e3} = g_m \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔ اس طرح $v_o = -g_m R_C \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔

اسیں کیسکوڈ ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی خارجی مزاجمت R_o حاصل کریں۔ باریک اشاراتی تجزیہ کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ Q_{3a} کے انکٹر اور برقی زمین کے مابین Q_{1a} کا r_o نسبت ہے جبکہ Q_{3a} کا میں 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 نسبت ہے لہذا مساوات 5.110 کو یوں لکھا جائے گا۔

$$R'_E = \frac{r_{be} r_o}{r_{be} + r_o}$$

cascode amplifier²⁷

²⁸ کیسکوڈ کا نام فریدرک وینن بنت نے پہلی مرتبہ تجویز کیا۔



شکل 5.33: کیسکوڈ ایمپلیفیائر اور تفرقی کیسکوڈ ایمپلیفیائر

r_o کی بنابر اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 5.109 سے

$$\begin{aligned} R_o &= r_o (1 + g_m r_{be}) \\ (5.118) \quad &= r_o (1 + \beta) \\ &\approx \beta r_o \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ کیونکہ ایمپلینفار میں R_C کی جگہ ٹرانزستر بوجہ بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔

دو کیسکوڈ ایمپلینفار کو ملا کر تفرقی کیسکوڈ حاصل ہوتا ہے۔ ٹکل 5.33 میں ایسا ہی تفرقی ایمپلینفار دکھایا گیا ہے جہاں و سن آئینے کو بطور بر قی بوجہ استعمال کیا گیا ہے۔ اس ٹکل میں Q_{a1}, Q_{a3}, Q_{a4} اور Q_{a2} ایک کیسکوڈ جبکہ Q_{w1}, Q_{w2} اور Q_{w3} دوسرا کیسکوڈ ہے۔ انہیں ملا کر کیسکوڈ تفرقی جوڑی حاصل کی گئی ہے۔ Q_{w1}, Q_{w2} اور Q_{w3} و سن آئینے ہے جسے بطور بر قی بوجہ استعمال کیا گیا ہے۔

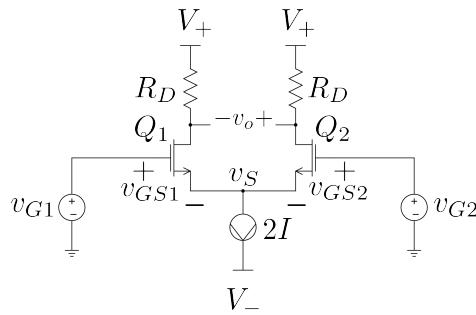
$\alpha = 1$ لیتے ہوئے تفرقی کیسکوڈ کا باریک اشاراتی حل حاصل کرتے ہیں۔ Q_{1a} کو $\frac{v_d}{2}$ داخلي اشاره مہیا کیا گیا ہے۔ یوں اس کا خارجی بر قی رو $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔ یہی بر قی رو Q_{a3} سے گزرتے ہوئے و سن آئینے کو بطور داخلي بر قی رو مہیا ہوتا ہے۔ یوں و سن آئینہ Q_{w3} سے $g_m \frac{v_d}{2}$ بطور عکس خارج کرے گا۔ کیسکوڈ کے دوسرا جانب Q_{2a} کو $\frac{-v_d}{2}$ داخلي اشاره مہیا کیا جاتا ہے۔ یوں $i_{c2} = -g_m \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔ یہی بر قی رو Q_{4a} سے بھی گزرے گا۔ و سن 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 $\frac{\beta r_o}{3}$ ہے۔ ان دونوں متوازی جڑے خارجی مزاحمتوں کی نشاندہی ٹکل 5.33 ب میں کی گئی ہے۔ ان کی مجموعی مزاحمت 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۔ $r_o = \frac{V_A}{V_T}$ اور $g_m = \frac{I_C}{V_T}$

$$(5.119) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{1}{3} \beta \left(\frac{V_A}{V_T} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ صفحہ 595 پر مساوات 5.97 سادہ تفرقی جوڑے کی افزائش دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیسکوڈ تفرقی ایمپلینفار کی افزائش اس سے $\frac{2\beta}{3}$ گناہ 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 جوڑے کا اگلے حصہ میں ماسفیٹ کو اندازہ دکھانے کا انتہا کر رکھا جاتا ہے۔ اولیٰ برق 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

$$v_G = v_{GS} + v_S \quad v_{GS} = v_G - v_S$$

$$(5.120)$$

$$v_d = (v_{GS1} + v_S) - (v_{GS2} + v_S)$$

$$= v_{GS1} - v_{GS2}$$

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 سمیٰ برقی رو گزرتی ہے۔ تفرقی جوڑے میں کرچاف کے قانون برائے برقی روکی 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 حاصل ہوتا ہے۔ یوں ہم کہ 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۔ آئین 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 جزو لیتے ہیں۔

$$\sqrt{i_{DS1}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS1} - V_t)$$

$$\sqrt{i_{DS2}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS2} - V_t)$$

$\sqrt{i_{DS2}}$ کو منفی کرتے ہیں $\sqrt{i_{DS1}}$

$$\sqrt{i_{DS1}} - \sqrt{i_{DS2}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS1} - v_{GS2})$$

$$= \sqrt{\frac{k_n}{2}} v_d$$

جہاں مساوات 5.120 کو استعمال کیا گیا۔ مساوات $i_{DS2} = 5.121$ 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 مریع 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 مریع 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 ثابت 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 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۔

$$(5.125) \quad i_{DS1} = I + \left(\frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left(\frac{v_d}{2} \right)^2}$$

$$i_{DS2} = I - \left(\frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left(\frac{v_d}{2} \right)^2}$$

صفحہ 484 پر مساوات 4.49 باریک اشارے کی تعریف $v_d \ll 2(V_{GS} - V_t)$ دیتا ہے۔ اگر داخلي اشارہ اس شرط پر پورا اترتا ہو تو 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۔

$$(5.126) \quad i_{DS1} \approx I + \left(\frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t}$$

$$i_{DS2} \approx I - \left(\frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t}$$

صفحہ 484 پر مساوات 4.54 کے تحت

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

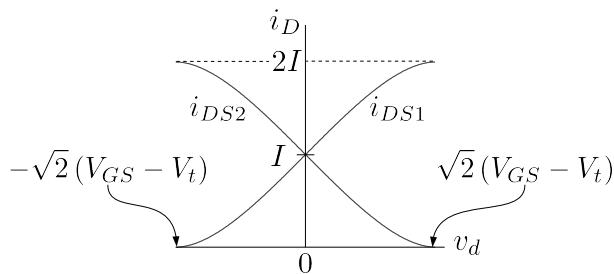
کے برابر ہے جہاں I_{DS} ماسیٹ سے گزرتی یک سمیت برقی رو ہے۔ مساوات 5.126 میں یک سمیت برقی رو کو I کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 5.126 کو

$$(5.127) \quad i_{DS1} \approx I + g_m \left(\frac{v_d}{2} \right)$$

$$i_{DS2} \approx I - g_m \left(\frac{v_d}{2} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 5.127 کا انتہائی سادہ مطلب ہے۔ ثابت 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۔ جن i_{DS1} اور i_{DS2} کے بھی $2I$ کے برابر ہے۔ 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 داخلي تفرقی برقی دباؤ بالمقابل خارجي 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۔ ثابت v_d کی صورت میں برقی رو Q_1 کو منتقل ہو گی۔ یوں 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 داخلي برقی دباؤ کی صورت میں تمام کی تمام یک سمتی برقی رو Q_2 کو منتقل ہو جائے گی اور یوں $i_{DS1} = 0$ 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 484 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

$$\begin{aligned} v_o &= \left[I + g_m \frac{v_d}{2} \right] R_D - \left[I - g_m \frac{v_d}{2} \right] R_D \\ &= g_m v_d R_D \end{aligned}$$

ملتا ہے جس سے تفرقی انفرائش

$$(5.131) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_D$$

حاصل ہوتی ہے۔

مثال 5.11: شکل 5.34 میں دکھانے گئے ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں $I = 200 \mu\text{A}$ ہے جبکہ $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_{GS} = 0 \text{ V}$ ہیں۔ اور v_d کی دیتی حاصل کریں جس پر تمام برقی روایک ماسفیٹ کو منتقل ہو جاتی ہے۔

حل: $v_d = 0$ پر دونوں ماسفیٹ اپنے نقطہ کار کردگی پر ہوتے ہیں اور دونوں میں برابر $100 \mu\text{A}$ برقی رو پایا جاتا ہے۔ انفرائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے یوں

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 1.2)^2$$

لکھتے ہوئے 2.614 V حاصل ہوتا ہے۔ صفحہ 484 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 $v_d = -2\text{ V}$ پر تمام برقی رو Q_1 سے گزرے گا جبکہ $v_d = 2\text{ V}$ پر تمام برقی رو Q_2 سے گزرے گا۔

مثال 5.12: مثال 5.11 میں $R_D = 50\text{ k}\Omega$ کی صورت میں تفرقی جوڑے کی تفرقی افزائش حاصل کریں۔

حل: مساوات 5.13 کی مدد سے

$$A_d = 0.1414 \times 10^{-3} \times 50000 = 7.07 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 5.13: شکل 5.34 میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں $2I = 200\text{ }\mu\text{A}$ ہے جبکہ $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1.2\text{ V}$ 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۔

$$\rightarrow i_{DS1} = 100\text{ }\mu\text{A} .1$$

$$\rightarrow i_{DS1} = 150\text{ }\mu\text{A} .2$$

$$\rightarrow i_{DS1} = 200\text{ }\mu\text{A} .3$$

حل:

$i_{DS1} = 100 \mu\text{A}$ کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت $i_{DS2} = 100 \mu\text{A}$ ہو گی۔ اس صورت میں دونوں ماسفیٹ میں برابر برقی رو ہو گا۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

$v_{GS1} = 2.614 \text{ V}$ حاصل ہوتے ہیں۔ v_{GS2} بھی اتنا ہی ہو گا۔

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 $v_{G2} = 0 \text{ V}$ پر ہے۔

$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$ حاصل ہوتا ہے۔ $v_S = -2.614 \text{ V}$ $v_{GS2} = v_{G2} - v_S$ لکھتے ہوئے اور v_{G1} کی قیمتیں پُر کرنے سے $v_{G1} = 0 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔

$i_{DS1} = 150 \mu\text{A}$ کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت $i_{DS2} = 50 \mu\text{A}$ ہو گی۔ افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات سے دونوں ماسفیٹ کے v_{GS} حاصل کرتے ہیں۔ Q_1 کے مساوات سے

$$150 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

$$v_{GS1} = 2.932 \text{ V}$$

اور Q_2 کے مساوات سے

$$50 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS2} - 1.2)^2$$

$$v_{GS2} = 2.2 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ Q_2 کے معلومات سے

$$v_{GS2} = v_{G2} - v_S = 0 - v_S$$

اور یوں $v_S = -2.2 \text{ V}$ ۔

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$2.932 = v_{G1} - (-2.2)$$

$$v_{G1} = 0.732 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

کے Q_1 کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت $i_{DS1} = 200 \mu\text{A}$.³ مساوات سے

$$200 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

$$v_{GS1} = 3.2 \text{ V}$$

اور Q_2 کے مساوات سے

$$0 = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS2} - 1.2)^2$$

$$v_{GS2} = 1.2 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$v_{GS2} = v_{G2} - v_S$$

$$1.2 = 0 - v_S$$

اور $v_S = -1.2 \text{ V}$ سے

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$3.2 = v_{G1} - (-1.2)$$

$$v_{G1} = 2 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 5.14: مثال 5.13 میں $v_{G1} = 4 \text{ V}$ کی صورت میں v_{GS1}, v_S اور v_{GS2} کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل: مثال 5.13 میں دیکھا گیا کہ $v_{GS1} = 3.2 \text{ V}$ 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 $200 \mu\text{A}$ ہی رہتی ہے۔ یوں $v_{GS1} = 3.2 \text{ V}$ ہی رہے گا۔ یوں

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$3.2 = 4 - v_S$$

سے حاصل ہوتا ہے اور یوں $v_S = 0.8 \text{ V}$

$$\begin{aligned} v_{GS2} &= v_{G2} - v_S \\ &= 0 - 0.8 \\ &= -0.8 \text{ V} \end{aligned}$$

ہو گا۔ اس صورت میں چونکہ $v_{GS2} < V_t$ ہے لہذا Q_2 منقطع ہو گا۔

5.14 داخلی انحرافی برقی دباؤ

ماسیٹ 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 مراحتوں میں فرق، دونوں ماسیٹ کے $\frac{W}{L}$ میں فرق اور دونوں ماسیٹ کے V_t میں فرق وہ تین وجوہات ہیں۔ آئیں ان کے اثر کو باری باری دیکھیں۔

$$\begin{aligned} R_{D1} &= R_D + \Delta R_D \\ (5.132) \quad R_{D2} &= R_D - \Delta R_D \end{aligned}$$

کی صورت میں دونوں ماسیٹ 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 484 پر مساوات 4.54 کے تحت I_{DS} کے برابر ہے۔ یہاں I کو I کہا گیا ہے۔ یوں

$$A_d = g_m R_D = \left(\frac{2I}{V_{GS} - V_t} \right) R_D$$

input offset voltage²⁹

لکھتے ہوئے

$$V_{OS} = \frac{V_O}{A_d}$$

$$= \frac{2I\Delta R_D}{\left(\frac{2I}{V_{GS}-V_t}\right)R_D}$$

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

$$(5.134) \quad \left(\frac{W}{L} \right)_1 = \frac{W}{L} + \Delta \left(\frac{W}{L} \right)$$

$$\left(\frac{W}{L} \right)_2 = \frac{W}{L} - \Delta \left(\frac{W}{L} \right)$$

ہیں۔ ایسی صورت میں

$$i_{DS1} = \frac{k_{n1}}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$i_{DS2} = \frac{k_{n2}}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

ہوں گے۔ i_{DS1} کی مساوات سے i_{DS2} کے مساوات کو فتحیم 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

$$\frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} + 1 = \frac{k_{n2}}{k_{n1}} + 1$$

$$\frac{i_{DS2} + i_{DS1}}{i_{DS1}} = \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}}$$

$$\frac{2I}{i_{DS1}} = \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں تیرے قدم پر مساوات 5.121 کے تحت $i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$ لکھا گیا۔ مندرجہ بالا مساوات کو اثاکرتے 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 جاسکتا 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

$$\begin{aligned}i_{DS2} &= 2I - i_{DS1} \\ &= 2I - I \left[1 + \frac{\Delta \left(\frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]\end{aligned}$$

۔

$$(5.136) \quad i_{DS2} = I \left[1 - \frac{\Delta \left(\frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

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 ماسیفیٹ 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 جا سکتا ہے جہاں $(V_{GS} - V_t)$ کو قوصین کے باہر لایا گیا۔ دونوں مساوات میں دائیں جانب قوصین کھولتے ہیں۔

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} + \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} + \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2\right] \end{aligned}$$

کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں $\Delta V_t \ll (V_{GS} - V_t)$ لگ

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \end{aligned}$$

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 جا سکتا ہے۔ یوں

$$v_{D1} = V_+ - i_{DS1} R_D$$

$$v_{D2} = V_+ - i_{DS2} R_D$$

سے

$$V_O = (i_{DS1} - i_{DS2}) R_D$$

$$= -4IR_D \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right)$$

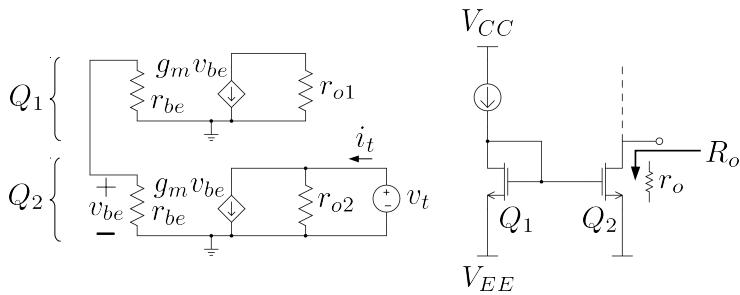
اور

$$(5.139) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = -2\Delta V_t$$

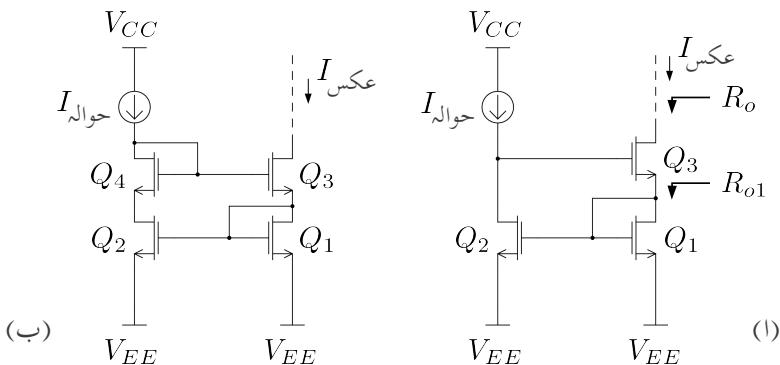
حاصل ہوتا ہے۔ V_{OS} کی وجہ سے پیدا ΔR_S اور $\left(\frac{W}{L} \right)$ کی خاطر ماسفیٹ کو کم سے کم پر چلا یا جاتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے تفرقی جوڑے میں داخلی انحرافی بر قی دباؤ دونوں بازوں کے R_C میں فرق اور دونوں ٹرانزسٹروں کے I_S میں فرق کی بنا پر پیدا ہوتا ہے۔ ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں داخلی انحرافی بر قی دباؤ پیدا کرنے کی تیسری وجہ V_t بھی پائی جاتی ہے۔

5.15 ماسفیٹ آئینہ بر قی رو

شکل 5.36 میں ماسفیٹ کا سادہ آئینہ بر قی رو دکھایا گیا ہے جس کو دیکھتے ہی ہم کہہ سکتے ہیں کہ $R_o = r_{o2}$ کے برابر ہے۔ آئینہ 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_o حاصل کیا جا سکتا ہے۔ شکل 5.36 میں دونوں ٹرانزسٹر کے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 5.36: سادہ آئینے کی خارجی مزاحمت

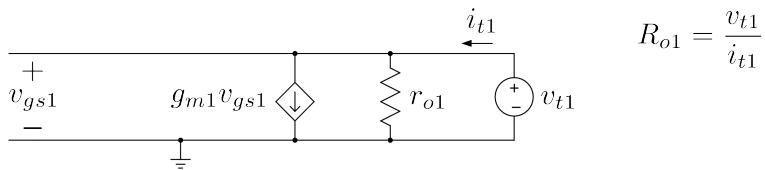


شکل 5.37: ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت

بھی دکھایا گیا ہے۔ v_t کی عدم موجودگی میں دونوں ٹرانزسٹر کے $v_{be} = 0V$ رہتے ہیں جس کی بنا پر دونوں کے $g_m v_{be} = 0A$ ہوں گے۔ لاؤ کرنے سے دونوں ٹرانزسٹروں کے v_{be} پر بر قی دباؤ تبدیل نہیں ہوتا لہذا اب بھی دونوں کے $g_m v_{be} = 0A$ ہی ہوں گے۔ اس طرح $i_t = \frac{v_t}{r_{o2}} = r_{o2}$ جس سے $R_o = r_{o2}$ حاصل ہوتا ہے۔

جیسے آپ جانتے ہیں کہ آئینے کی خارجی مزاحمت جتنی زیادہ ہو اتنا بہتر ہے۔ آئین 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 بر قی رو دکھایا گیا ہے۔ دو جو ٹرانزسٹر 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}



شكل 5.38: ماسفیٹ بطور ڈائوڈ

برابر کر دئے گئے ہیں۔ ایسا کرنے سے ولن آئینے میں ارلی برتنی دباؤ کا اثر ختم ہو جاتا ہے۔

خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر شکل 5.37 الف میں Q_3 کے ڈرین پر v_t لاؤ 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 414 پر شکل 3.131 میں دو جو ڈریز نسٹر کے گلکٹر اور میں کو آپس میں جوڑ کر ڈائیوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 5.37 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۔ R_{o1} حاصل کرنے کی خاطر Q_1 کے ڈرین پر v_{t1} لاؤ 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 آپس میں جڑے ہیں لہذا $v_{t1} = v_{gs1}$ ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{t1} &= g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \\ &= g_{m1}v_{t1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \end{aligned}$$

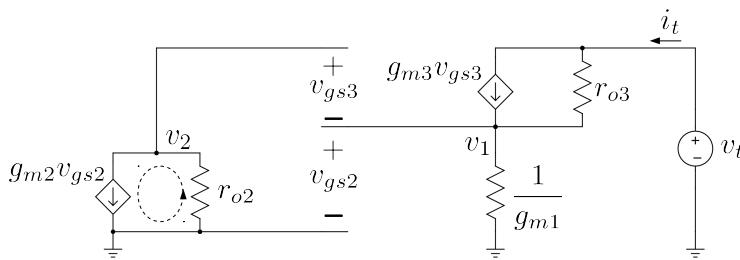
لکھتے ہوئے

$$(5.140) \quad R_{o1} = \frac{v_{t1}}{i_{t1}} = \frac{r_{o1}}{1 + g_{m1}r_{o1}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $g_{m1}r_{o1} \gg 1$ کی بنا پر اس مساوات کو

$$(5.141) \quad R_{o1} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

لکھا جاسکا ہے۔ اس مساوات کے تحت ڈائیوڈ کے طرز پر جڑے ماسفیٹ کو مزاحمت $\frac{1}{g_{m1}}$ قصور کیا جاسکتا ہے۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے۔



شکل 5.39: ماسفیٹ ولسن آئینے کا باریک اشاراتی مساوی دور

شکل 5.37 میں Q_1 کی جگہ مزاحمت $\frac{1}{g_{m1}}$ جبکہ بقا یا 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 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 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 درو r_{o2} میں برقی زمین سے جوڑ v_2 کی جانب رہا 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 کرچاف 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 ماسفیٹ بالکل یکساں ہوں تو اس کا $r_{o2} = r_{o3} = r_o$ اور $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$ کا کوئی اثر نہیں۔ آئیں ایک ایسے منبع رو³⁰ پر غور کریں جس کی پیدا کردہ برقی رو پر V_+ ، V_- وغیرہ کا کوئی 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 جو I_{CC} ایک مستقل مقدار ہے جس پر منبع دباؤ V_{CC} اور V_{EE} کا کوئی اثر نہیں۔ آئیں ایک ایسے منبع رو³⁰ 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 ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کریں۔ Q_4 اور Q_3 میں کر منبع برقی رو بناتے ہیں جسے اب تک ہم دیکھتے آ رہے ہیں اور Q_4 اور Q_3 بالکل یکساں ہیں۔ یوں $I_{D1} = I_{D2}$ ہو گا۔ آئیں اب 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 بر قی 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 5.146 کو مساوات 5.147 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 جز ر 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

$$R = \frac{V_{GS2} - V_t}{I_{D2}} \left[\sqrt{\frac{\left(\frac{W}{L} \right)_2}{\left(\frac{W}{L} \right)_1}} - 1 \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ I_{D2} کی مساوات سے

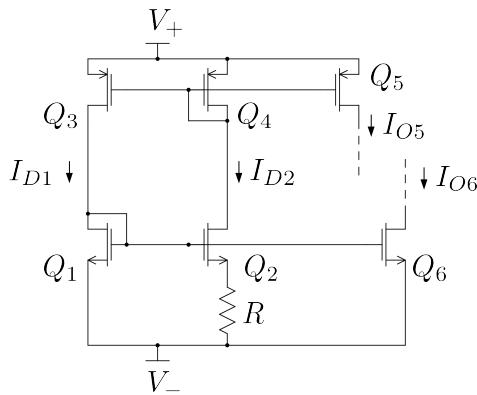
$$V_{GS2} - V_t = \sqrt{\frac{I_{D2}}{\frac{k_{n2}}{2}}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$(5.148) \quad R = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{k_{n2} I_{D2}}} \left[\sqrt{\frac{\left(\frac{W}{L} \right)_2}{\left(\frac{W}{L} \right)_1}} - 1 \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کی مزاحمت اس بات کو تینی بنائے گی کہ $I_{D1} = I_{D2}$ ہوں گے۔ چونکہ $R \geq 0$ ہوتا ہے لہذا

$$\left(\frac{W}{L} \right)_2 \geq \left(\frac{W}{L} \right)_1$$



شكل 5.40: منبع دباؤ کے اثرات سے پاک منبع دباؤ

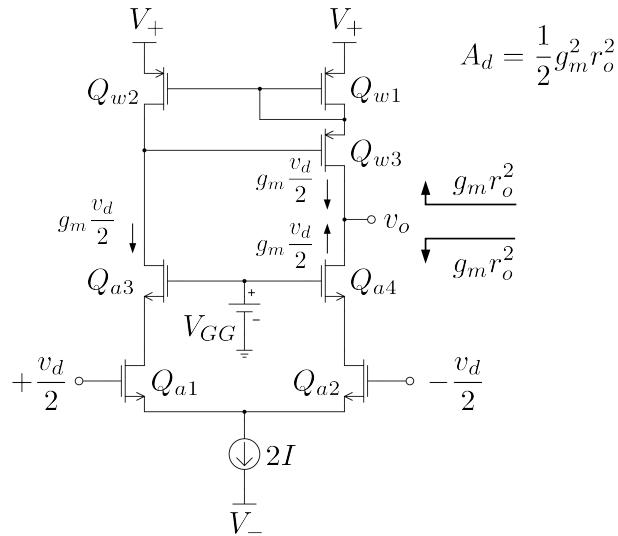
ہو گا۔ Q_1 کے برقی رو کے عکس لینے کی خاطر V_{GS1} برقی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں سے I_{O6} حاصل کیا گیا ہے جسے I_{O6} سے ظاہر کیا گیا ہے۔ اسی طرح Q_4 کے برقی رو کے عکس لینے کی خاطر V_{GS4} برقی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں I_{O5} حاصل کیا گیا ہے جسے I_{O5} سے ظاہر کیا 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 افراکنڈہ رہیں۔ یاد رہے کہ Q_1 کا گیٹ اور اس کا ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ہر صورت افراکنڈہ ہی رہتا ہے۔ اسی طرح Q_4 کا گیٹ اور ڈرین بھی آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ماسفیٹ بھی ہر صورت افراکنڈہ 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 کھایا گیا ہے جس میں وسن آئینے کو ابطور برقی بوجہ استعمال کیا گیا ہے۔ وسن آئینے کی خارجی مزاحمت گرشتہ حصے میں حاصل کی گئی۔ اسکی کیسکوڈ کی خارجی مزاحمت بھی حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر Q_{a4} کے ڈرین پر i_t مہیا کرتے ہوئے i_t کا تخمینہ لگائیں گے۔ خارجی مزاحمت ہو گا۔



شکل 5.41: ماسفیٹ کیسکوڈ تفرقی ایمپلیفیائر

شکل 5.42 میں کیسکوڈ ایمپلیفیائر کا مطلوبہ حصہ دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی دونوں ماسفیٹ 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 $v_{gs2} = 0$ یوں ہے۔ یوں $g_{m2}v_{gs2} = 0$ ہو گا۔ اس طرح Q_{a2} کی جگہ صرف r_{o2} نسب کیا جا سکتا تھا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تمام کی تمام r_{o2} سے گزرتی ہے لہذا $v_1 = i_t r_{o2}$ کے باہر ہے۔ شکل سے صاف ظاہر ہے کہ $v_{gs4} = -v_1$ ہے یوں

$$(5.149) \quad v_1 = i_t r_{o2}$$

$$v_{gs4} = -i_t r_{o2}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ کرچاف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

$$i_t = g_{m4}v_{gs4} + \frac{v_t - v_1}{r_{o4}}$$

$$= -i_t g_{m4}r_{o2} + \frac{v_t - i_t r_{o2}}{r_{o4}}$$

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 تیسرا جزو کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ اگر تمام ماسفیٹ بالکل یکساں ہوں تب $r_{o2} = r_{o4} = r_o$ اور $g_{m2} = g_{m4} = g_m$ ہے۔ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$(5.151) \quad R_o = g_m r_o^2$$

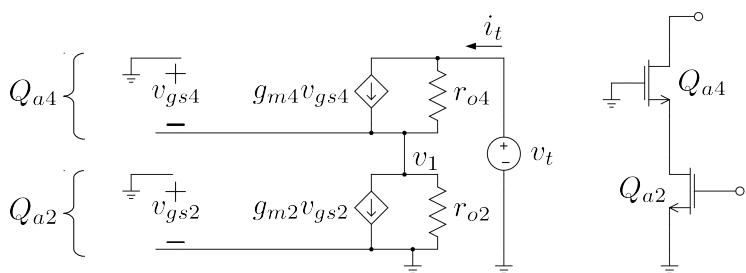
حاصل ہوتا ہے۔ شکل 5.41 میں اس خارجی مزاحمت کو دکھایا گیا ہے۔ کیمکوڈ تفرقی جوڑے کی خارجی مزاحمت اور وہ سن آئینے کی خارجی مزاحمت آپس میں متوالی جڑے بین لہذا ان کا مجموعہ $\frac{g_m r_o^2}{2}$ ہو گا۔ یوں کیمکوڈ تفرقی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ

$$v_o = \left(g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) \left(g_m r_o^2 \right)$$

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 کیسکوڈ 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۔ مشترکہ اشارے کی بلند تر قیمت حاصل کریں۔

جواب: $V_{CM} \leq 3.15\text{V}$, 0V

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۔ مشترکہ اشارے کی صورت میں $v_{B2} = -3.1\text{V}$ اور $v_{B1} = -2\text{V}$ حاصل کریں۔

جواب: 7.35V

سوال 5.3: مساوات 5.18 حاصل کریں۔

سوال 5.4: سوال 5.2 میں $v_{B2} = -2.101\text{V}$ اور $v_{B1} = -2.1\text{V}$ 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 برتنی رو $I_S \times 4$ ہوتا ہے اور $v_O = 0V$ حاصل کرنے کے لئے درکار R_{B8} حاصل کریں۔

جواب: $25.2 \text{ k}\Omega$

سوال 5.9: شکل 5.23 میں $V_{EE} = -15V$, $V_{CC} = 15V$, $\beta = 100$ ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کا Q_9 کا $I_{C9} = 1 \text{ mA}$ درکار ہے۔ R_{C9} کا شامل کرتے ہوئے $V_{C2} = V_{C3} = 7.5V$ حاصل کرنے کی خاطر R_{C5} حاصل کریں۔ $I_{C7} = 0.5 \text{ mA}$ کے لئے درکار R_{E7} حاصل کریں۔ $V_{C5} = 10V$ حاصل کرنے کی خاطر R_{E8} اور R_{B8} حاصل کرنے کے لئے درکار $I_{E8} = 6 \text{ mA}$ اور $R_{E8} = 0V$ ہے۔

جوابات: $R_{B8} = 8.6 \text{ k}\Omega$, $R_{E7} = 3.33 \text{ k}\Omega$, $R_{C2} = 4.2857 \text{ k}\Omega$, $R_{C9} = 28.6 \text{ k}\Omega$, $R_{E8} = 2.5 \text{ k}\Omega$ اور $31.4 \text{ k}\Omega$

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: $5.333 \text{ k}\Omega$

سوال 5.11: سوال 5.9 میں چاروں ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات: $250 \text{ k}\Omega$, $2 \text{ M}\Omega$, $860 \text{ k}\Omega$ اور $3.33 \text{ k}\Omega$

سوال 5.12: سوال 5.9 میں تمام تفرقی ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرتے ہوئے کل افزائش A_d حاصل کریں۔

جوابات: $A_d = 4380 \frac{V}{V}, 1 \frac{V}{V}, -3.65 \frac{V}{V}, -100 \frac{V}{V}$

سوال 5.13: سوال 5.9 میں $v_d = 200 \mu\text{V}$ ہے۔ پہلے، دوسرے، تیسرا اور چوتھے تفرقی ایمپلیفائر کے خارجی اشارے دریافت کریں۔

جواب: 0.876 V , 0.876 V , 0.24 V , 2.4 mV

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 $R_E = 10 \text{ k}\Omega$ جبکہ $R_E = 12 \text{ k}\Omega$ ہے۔ I حاصل کریں۔

جواب: جواب: $I_o = 0.83 \text{ mA}$ اور $I_s = 9.3 \mu\text{A}$ حاصل ہوتے ہیں۔ اس جواب کو گراف کی مدد سے با آسانی 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 وسن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا $\beta = 100$ اور ارلی بر قی دباؤ $I_{o, \text{load}} = 1.5 \text{ mA}$ کی صورت میں خارجی مزاحمت R_o حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } R_o = 5 \text{ M}\Omega, r_o = 100 \text{ k}\Omega$$

سوال 5.17: صفحہ 633 پر شکل 5.36 میں ماسفیٹ وسن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ $V_A = 50 \text{ V}$ اور $k_n = 0.4 \frac{\text{mA}^2}{\text{V}}$ لیتے ہوئے پر آئینے کی خارجی مزاحمت R_o اور افراکش A_d حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } A_d = 666 \frac{\text{V}}{\text{V}}, R_o = 1.22 \text{ M}\Omega$$

سوال 5.18: صفحہ 617 پر شکل 5.33 میں تفرقی کیسکوڈ ایمپلیفیائر دکھایا گیا ہے۔ اگر $\beta = 100$ اور $V_A = 200 \text{ V}$ ہوں تب A_d کی قیمت کیا ہو گی؟ اگر $v_o = 0.00002 \sin \omega t$ ہو تو v_d کیا ہو گا؟

$$\text{جوابات: } v_o = 5.34 \sin \omega t, A_d = 267 \frac{\text{kV}}{\text{V}}$$

الباب 6

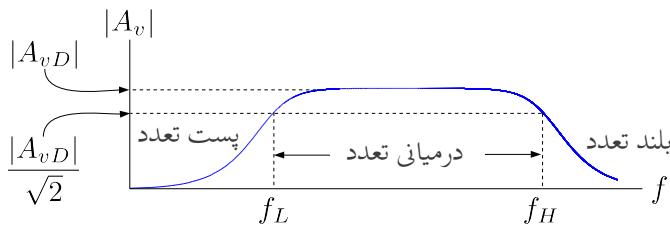
ایمپلیفائر کا تعددی رد عمل اور فلٹر

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 لاحدہ و تصور کرتے ہوئے ادوار حل کئے گئے۔ اس باب میں کپیسٹر کے کردار پر تفصیلًا بحث کی جائے گی اور اس کی قیمت تعین کرنا سمجھایا جائے گا۔

اس باب میں افزائش کی حقیقی قیمت $|A|$ کو افزائش ہی پکارا جائے گا۔ جہاں وضاحت کی ضرورت ہو وہاں اسے افزائش کی حقیقی قیمت کہہ کر پکارا جائے گا۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش A_v (یا A_i) کے حقیقی قیمت کی تعدادی رد عمل عموماً شکل 6.1 کے طرز پر ہوتی ہے۔ ایسا خط عموماً لاغ۔ لاغ¹ محدود پر کھینچا جاتا ہے۔ ایمپلیفائر کی زیادہ سے زیادہ افزائش A_{vD} (یا 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 تعداد کی وضاحت کی ہے جس پر افزائش کم ہوتے ہوتے ہوئے $\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ (یا $\frac{|A_{iD}|}{\sqrt{2}}$) ہو جاتی ہے۔ f_L کو پست انقطعائی تعدد² جبکہ f_H کو بلند انقطعائی تعدد³ کہتے ہیں۔ ایمپلیفائر کی تعدادی رد عمل کی بات کرتے ہوئے تعداد کی تین خطے یا حدود کا عموماً ذکر ہوتا ہے جنہیں پست تعدد⁴، درمیانی

log-log¹
low cut-off frequency²
high cut-off frequency³
low frequency⁴



شکل 6.1: عمومی تعددی رد عمل

تعدد⁵ اور بلند تعداد⁶ 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 زیاد تعدد پر بھی ایمپلیفائر کو استعمال کیا جاسکتا ہے البتہ ان خطوط میں ایمپلیفائر کی افزائش کم ہوتی ہے۔ اسی لئے f_L تا f_H کو ایمپلیفائر کا دائرہ کارکردگی⁹ B کہتے ہیں یعنی

$$(6.1) \quad B = f_H - f_L$$

اگر $f_H \gg f_L$ ہو تو $B \approx f_H$ لکھا جاسکتا ہے یعنی

$$(6.2) \quad B \approx f_H$$

مشترکہ لمبڑا نزدیک ایمپلیفائر تک داخلی اشارے کی رسائی عموماً بذریعہ جفتی کپیسٹر C_B^{10} کی جاتی ہے جبکہ اس سے خارجی اشارے کی حصولی عموماً بذریعہ جفتی کپیسٹر C_C کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ قصری کپیسٹر¹¹ C_E اشارے کو مزاحمت R_E کے مقابل راستہ فراہم کرتے ہوئے افزائش بڑھاتا ہے۔ اس باب کے پہلے چند حصوں میں ان کپیسٹروں کا پست انقطاعی تعدد کے ساتھ تلقن پر غور کیا جائے گا۔ کم تعدد پر ان کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ بڑھ جاتی ہے جس کی وجہ سے A_i (A_v کی قیمت گھٹتی ہے۔ یوں یہی بیرونی¹² کپیسٹر پست انقطاعی تعدد f_L کی قیمت تعین کرتے ہیں۔ حقیقت میں پست انقطاعی تعدد f_L کا دارو مدار کپیسٹر C_E پر ہوتا ہے۔ بلند تعدد پر ان تمام بیرونی کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ نہیات 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۔

mid frequency⁵
high frequency⁶
limits⁷

⁸ لفظ درجیا کئے ہے حرف "د" کی آواز سے D حاصل کی گئی ہے
⁹ band

¹⁰ coupling capacitor
¹¹ bypass capacitor

C_C, C_E, C_B^{12} وغیرہ بیرونی کپیسٹر ہیں جنہیں ٹرانزیستر کے ساتھ جوڑا جاتا ہے

ٹرانزسٹر کے $B - E$ اور $B - C$ جوڑ پر اندر ونی کپیسٹر $C_{b'e}$ اور $C_{b'c}$ پائے جاتے ہیں۔ درمیانی تعدد اور اس سے کم تعدد پر ان اندر ونی کپیسٹروں کی بر قی رکاوٹ اتنی زیادہ ہوتی ہے کہ انہیں کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ بلند تعداد پر ان کی بر قی رکاوٹ کم ہو جاتی ہے اور انہیں نظر انداز کرنا ممکن نہیں رہتا۔ انہیں اندر ونی کپیسٹروں کی وجہ سے بلند تعداد پر A_v کی قیمت گھٹتی ہے۔ یوں اندر ونی کپیسٹر بلند انقطاعی تعدد f_H کی قیمت تعین کرتے ہیں۔

کم تعداد پر ٹرانزسٹر ایمپلیفیاٹر کی افزائش حاصل کرتے وقت صرف بیرونی کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ اندر ونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ اسی طرح بلند تعداد پر صرف اندر ونی کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا جاتا ہے اور درمیانی تعداد پر بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور جبکہ اندر ونی کپیسٹروں¹³ کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔

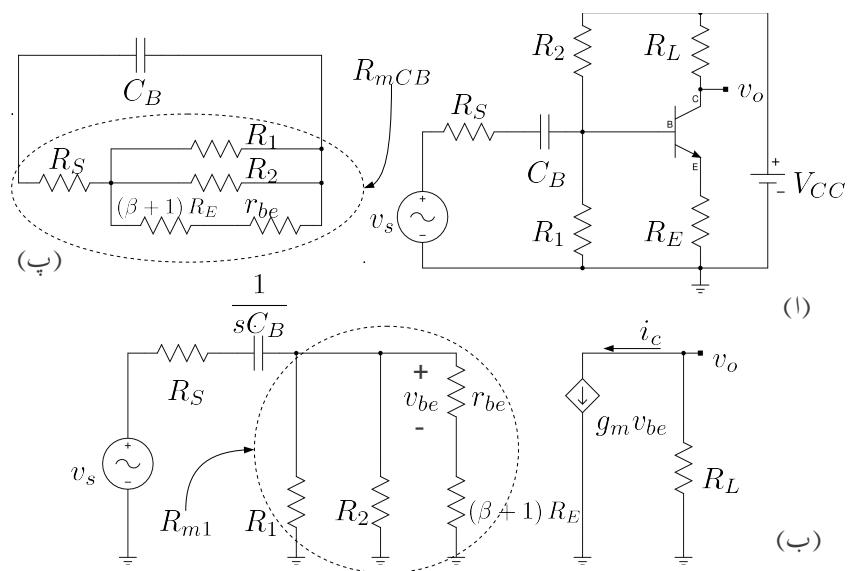
اس باب میں تمام مساوات لaplans بدل¹⁴ استعمال کرتے ہوئے s کے ساتھ لکھے جائیں گے۔ سائن نما اشارات کے لئے s کی جگہ w_z لکھتے ہوئے جوابات حاصل کئے جاتے ہیں۔

6.2 بیس سرے پر کپیسٹر C_B

ایمپلیفیاٹر استعمال کرتے وقت اس کے داخلی اور خارجی جانب مختلف چیزیں جوڑی جا سکتی ہیں مثلاً لاڈ سپیکر یا دوسرا ایمپلیفیاٹر۔ ایسی بیرونی اشیاء جوڑتے وقت یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردگی اپنی جگہ برقرار رہے۔ کپیسٹر یک سمتی بر قی روکے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا کپیسٹر کے ذریعہ ایمپلیفیاٹر کو داخلی جانب اشارہ فراہم کرنے یا ایمپلیفیاٹر کے خارجی جانب سے کپیسٹر کے ذریعہ اشارہ حاصل کرنے سے ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شکل 6.2 الف میں ایسا ہی کرتے ہوئے کپیسٹر C_B کے ذریعہ داخلی اشارے کو ایمپلیفیاٹر تک پہنچایا گیا ہے۔ C_B پر توجہ رکھنے کی خاطر شکل میں C_C اور C_E 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 مزاجمت کو R_{m1} لکھا گیا ہے یعنی

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

¹³ ٹرانزسٹر ریاضی نمونے میں پائیے جانے والے کپیسٹر مثلاً $C_{b'e}$ وغیرہ ٹرانزسٹر کیے اندر ونی کپیسٹر بیس Laplace transform¹⁴

شکل 6.2: کیسٹر C_B کا کردار

شکل ب کے لئے لکھا جاسکتا 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 پچھے 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 $(R_S + R_{m1})^{15}$ R_{mCB} لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا 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 بذریعہ بڑھائی جائے تو آخری قوسین کی قیمت ایک (1) تک پہنچنے کی کوشش کرے گی۔ اگرچہ اس مساوات کو حاصل کرنے کی خاطر ڈائزٹر کا پست تعدد ریاضی نہونہ 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 قیمت لامحدود 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۔

$$(6.4) \quad A_{vD} = A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = -R_L g_m \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right)$$

¹⁵ R_{mCB} لکھتے ہوئے اس میں R_m سے مراد متوازی مزاحمت جیکے C_B سے مراد کپیسٹر

کو مکمل مدد کے طرز پر یوں لکھا جا سکتا 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 حقیقت 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 مکمل مدد کے طرز پر یوں لکھا جا سکتا 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 حقیقی طور پر صرف لاہدہ تعداد کے لئے درست ہے لیکن جیسے آپ مثال 6.1 میں دیکھیں گے کہ درمیانی سطح کے تعداد کے لئے بھی یہی مساوات صحیح جوابات دیتا ہے۔ یوں A_{vD} کو ایمپلیفائر کی درمیانی تعداد کی افزائش کہتے ہیں۔

مثال 6.1: شکل 6.2 الف میں گزشتہ کئی مثالوں کی طرح

$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\ R_L = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\ R_S = 5 \text{ k}\Omega & C_B = 0.1 \text{ nF} \end{array}$$

لیتے ہوئے مندرجہ ذیل تعداد پر افزائش A_v حاصل کریں۔

1. لا محدود

$$f = 1 \text{ MHz} .2$$

$$f = 100 \text{ kHz} .3$$

$$f = 10 \text{ kHz} .4$$

$$f = 1 \text{ kHz} .5$$

حل: یک سمی تجزیہ سے مندرجہ ذیل g_m ، r_{be} 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. لا محدود تعداد یعنی $f = \infty$ پر مساوات 6.4 کی مدد سے A_{vD} کی قیمت

$$\begin{aligned} A_{vD} &= (-75000) (0.004064) \left(\frac{44045}{44045 + 180 \times 15000} \right) \left(\frac{245238}{5000 + 245238} \right) \\ &= -4.79463 \\ &= 4.79463/\underline{\pi} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر افزائش کو تنگی محدود کے طرز پر لکھا گیا ہے۔ اس جواب کے مطابق داخلی اشارے کا حیطہ 4.79463 گناہ ہے گا اور اس کے زاویہ میں π ریڈیمین یعنی 180 کی تبدیلی رونما ہو گی۔

.2 1MHz پر مساوات 6.8 کی مدد سے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10^6 \times (5000+245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\ &= -4.79443 - j0.03049 \\ &= 4.7945 / -3.13523 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ افراش کی حقیقی قیمت لاحدہ تعداد 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 یعنی تقریباً 180.36 ہے۔

پر $f = 100 \text{ kHz}$.3

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 100 \times 10^3 \times (5000+245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\ &= -4.7753 - j0.30372 \\ &= 4.78495 / -3.0781 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اب بھی افراش تقریباً A_{vD} کے برابر ہے۔

پر $f = 10 \text{ kHz}$.4

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10 \times 10^3 \times (5000+245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\ &= -3.4137 - j2.1712 \\ &= 4.04567 / -2.5751 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ 10 kHz پر افراش 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۔

پر $f = 1 \text{ kHz}$.5

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 1 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\ &= -0.1157 - j0.7357 \\ &= 0.7447 / -1.7268 \end{aligned}$$

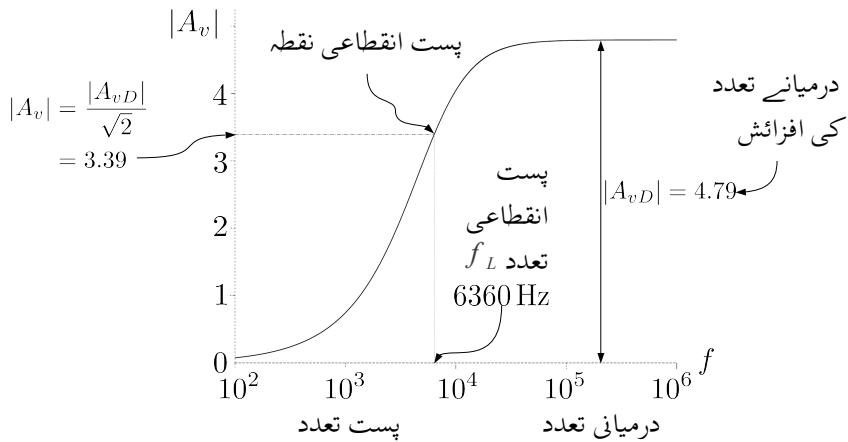
حاصل ہوتا ہے جو کہ نہایت کم افراکش ہے۔ ایک کلو ہر ٹز کے تعدد پر حاصل کی گئی افراکش A_{vD} کے صرف 15% ہے۔

$$\frac{0.7447}{4.79463} \times 100 = 15\%$$

ایک کلو ہر ٹز کے کم تعدد پر افراکش کم ہو جانا صاف ظاہر ہے۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ ایک خاص حد سے زیادہ تعدد پر افراکش کی قیمت کو تقریباً A_{vD} کے برابر تصور کیا جاسکتا ہے۔ البتہ اس حد سے کم تعدد پر افراکش کی قیمت کم ہو جاتی ہے۔ بودا خط¹⁶ اس قسم کے معلومات کو ظاہر کرنے کا ایک نہایت عمدہ طریقہ ہے۔ موجودہ مسئلے میں افراکش بال مقابل تعدد کو بودا خط کے طرز پر شکل 6.3 میں کھینچا گیا ہے جہاں تعدد کو لالگ¹⁷ پیمانے پر دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں زیادہ تعدد پر افراکش تبدیل نہیں ہوتی اور $|A_{vD}|$ ہی رہتی ہے۔ حقیقت میں بلند تعدد¹⁸ پر بھی افراکش کم پڑ جاتی ہے۔ موجودہ حصے میں صرف پست تعدد¹⁹ پر افراکش کے کم ہونے پر غور کیا جائے گا۔ زیادہ تعدد پر افراکش کے کم ہونے پر آگے جا کر غور کیا جائے گا۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ کم تعدد پر یہ ایک پلیفارڈ اخلي اشارہ کو نہیں بڑھائے گا۔ تعدد بتدریج کم کرتے ہوئے، جس تعدد پر افراکش کی قیمت کم ہوتے ہوتے $|A_{vD}|$ 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 ایک پلیفارڈ 6360 Hz سے کم تعدد کے اشارات کو نہیں بڑھاتا۔ جیسا کہ پہلے ذکر کیا گیا، زیادہ تعدد پر بھی ایک پلیفارڈ کی افراکش 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۔

Bode plot¹⁶
log¹⁷
high frequency¹⁸
low frequency¹⁹
low cut-off frequency²⁰



شكل 6.3: پست انقطاعی تعداد

مساوات 6.10 سے ہم پست انقطاعی تعداد حاصل کر سکتے ہیں۔ ایسا کرنے کی خاطر اس تعداد کو ω_L لکھتے ہوئے مساوات کو $\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ (یعنی درمیانی تعداد پر افزائش سے 3 dB) کے لئے حل کرتے ہیں

$$\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}} = |A_{vD}| \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$

دونوں جانب کا مریع لیتے ہوئے

$$\frac{1}{2} = \frac{\omega_L^2}{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}$$

—

$$(6.11) \quad \begin{aligned} \omega_L &= \frac{1}{R_{mCB}C_B} \\ f_L &= \frac{1}{2\pi R_{mCB}C_B} \end{aligned}$$

ہو۔ اس طرح مساوات 6.8 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 کپیسٹر 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 ایک پلیفائر کو انسانی آواز کا جیطہ بڑھانے کے قابل بنائیں۔

حل: انسان 20 Hz ۰ ۲۰ kHz کی آواز سن سکتا ہے۔ اگر C_B کو 20 Hz گزارنے کی غرض سے منتخب کیا جائے تو یہ اس سے زیادہ تمام تعداد 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 انفرائش کم ہو جاتی ہے لہذا ہم f_L کو درکار تعداد سے دس گناہم کم یعنی 2 Hz پر رکھتے ہوئے مساوات 6.11 کی مدد سے C_B حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} C_B &= \frac{1}{2\pi f_L (R_{mCB})} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 2 \times 250238} \\ &= 0.318 \times 10^{-6} = 0.318 \mu\text{F} \end{aligned}$$

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 ایمپلیفائر کی افزائش بڑھانے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے پر کم سے کم مزاحمت ہو۔ ان دو مقناد شرائط پر پورا اترتادور شکل 6.4 الف میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ کپیسٹر C_E یک سمتی برقی روکے 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 تعداد پر اس کی برقی رکاوٹ²¹ R_E سے کم ہو۔ چونکہ C_E مزاحمت کے متوازی جڑا ہے لہذا بدلتی روکے 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 $(\beta + 1)$ گنازیادہ نظر آتا ہے جبکہ بیس جانب مزاحمت کا عکس، ایمٹر جانب $(\beta + 1)$ گناہم نظر آتا ہے۔ یوں بیس جانب کے مزاحمت R_B اور r_{be} کے عکس، ایمٹر جانب اور $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ نظر آئیں گے۔

$$(6.13) \quad A_v = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right) = (-R_L) (g_m) \left(\frac{r_e}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + Z_E} \right)$$

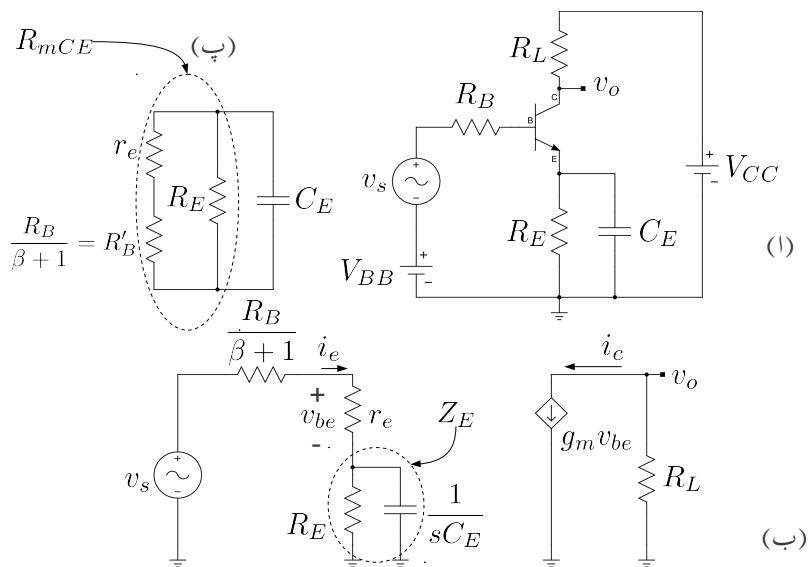
جہاں

$$(6.14) \quad \begin{aligned} \frac{1}{Z_E} &= sC_E + \frac{1}{R_E} \\ Z_E &= \frac{1}{sC_E + \frac{1}{R_E}} \end{aligned}$$

اور

$$(6.15) \quad r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$$

impedance²¹



شکل 6.4: کپسٹر C_E کا کردار

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 R'_B کو $\frac{R_B}{\beta+1}$ 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 $\left(sC_E + \frac{1}{R_E} \right)$ سے ضرب اور تقسیم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= -R_L g_m r_e \left(\frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{(R'_B + r_e) \left(sC_E + \frac{1}{R_E} \right) + 1} \right) \\ &= -R_L g_m r_e \left(\frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E (R'_B + r_e) + \frac{(R'_B + r_e)}{R_E} + 1} \right) \end{aligned}$$

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 نکلتے 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

$$(6.18) \quad A_v = A_{vD} \left(\frac{s + \omega_1}{s + \omega_2} \right)$$

۲

$$(6.19) \quad \begin{aligned} A_v &= A_{vD} \left(\frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} \right) \\ &= A_{vD} \left(\frac{j2\pi f + 2\pi f_1}{j2\pi f + 2\pi f_2} \right) \\ &= A_{vD} \left(\frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \end{aligned}$$

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 تعداد ω پر

$$(6.22) \quad |A_v| = |A_{vD}| \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_1^2}}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}}$$

ہو گا۔

مساوات 6.18 میں ω کی قیمت کو ω_1 اور ω_2 سے بہت زیادہ تصور کرتے ہوئے افراکش کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ اس زیادہ تعداد کو $\omega \rightarrow \infty$ تصور کرتے ہوئے

$$(6.23) \quad A_v \Bigg|_{\omega \rightarrow \infty} = A_{vD} \left(\frac{j\infty + \omega_1}{j\infty + \omega_2} \right) = A_{vD}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں A_{vD} درمیانی تعدد پر افزائش ہے۔

عموماً ایمپلیفائز مساوات 3.33 کے تحت تحقیق 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 جا سکتا ہے۔ افزائش $|A_{vD}|$ اس وقت درمیانی تعدد کے 3 dB سے کم ہو گی 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 تو مندرجہ بالا مساوات کے تحت $|A_v|$ کبھی بھی 3 dB سے کم نہیں ہو گا اور یوں ω_L نہیں پایا جائے گا۔

مثال 6.3: شکل 6.4 الف میں

$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$V_{BB} = 2.376 \text{ V}$
$R_L = 75 \text{ k}\Omega$	$R_E = 15 \text{ k}\Omega$
$R_B = 269.3 \text{ k}\Omega$	$\beta = 179$
$C_E = 10 \text{ nF}$	

zero²²
pole²³

ہیں۔ اور f_L حاصل کرتے ہوئے $|A_v|$ کا خط پھینپیں۔

حل: ان تین توں سے

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{2.376 - 0.7}{\frac{269.3 \times 10^3}{179+1} + 15000} = 101.6 \mu A$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{101.6 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 4.064 \text{ mS}$$

$$r_e = \frac{1}{4.064 \times 10^{-3}} = 246 \Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{mCE}} = \frac{1}{15000} + \frac{1}{\frac{269300}{179+1} + 246}$$

$$R_{mCE} = 1560.83 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یہ R_E سے بہت کم ہے۔ مساوات 6.20 کے تحت

$$\omega_1 = \frac{1}{15000 \times 10 \times 10^{-9}} = 6666 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{1560.83 \times 10 \times 10^{-9}} = 64068 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ ω_2^2 کی قیمت سے زیادہ ہے لہذا مساوات 6.27 کے تحت

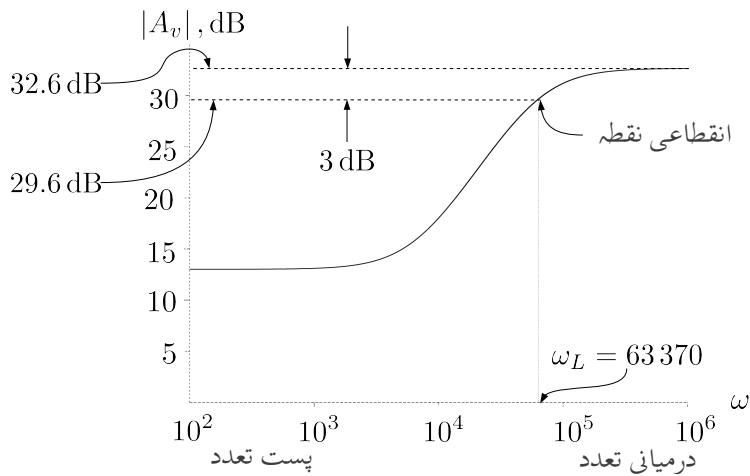
$$\omega_L = \sqrt{64068^2 - 2 \times 6666^2} = 63370 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$f_L = \frac{63370}{2 \times \pi} = 10 \text{ kHz}$$

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 تعداد کی انفرائش حاصل کرتے ہیں۔

$$A_{vD} = -\frac{75000 \times 4.064 \times 10^{-3} \times 246}{\frac{269300}{179+1} + 246} = -43 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

شکل 6.5: C_E سے حاصل ω_L

اور یوں کسی بھی تعدد پر افزائش کی مساوات مندرجہ ذیل ہو گی۔

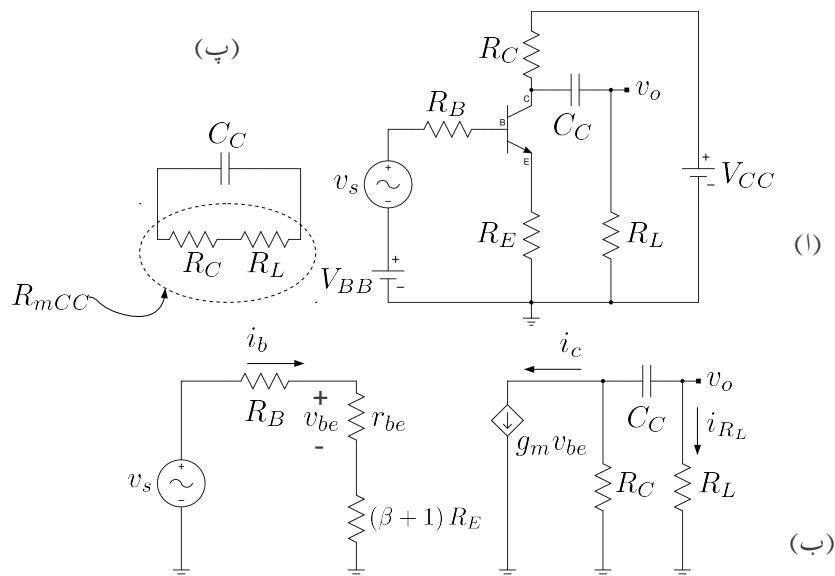
$$(6.28) \quad A_v = -43 \left(\frac{s + 6666}{s + 64068} \right)$$

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۔

6.4 کلکٹر سرے پر کپیسٹر C_C

ایمپلیفیٹر کا خارجی اشارہ کپیسٹر C_C کے ذریعہ حاصل کرنے سے یک سمیت 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 جڑتے R_L اور C_C کا برقی رکاوٹ Z

dB²⁴

شکل 6.6: کپیسٹر C_C کے اثرات

$$Z = R_L + \frac{1}{sC_C}$$

ہے۔ برتن روکے تقسیم کی مساوات سے R_C کے ساتھ متوازی جڑے برتن 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۔

افراش کی مساوات یوں لکھی جائے گی۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{v_o}{i_{R_L}} \right) \left(\frac{i_{R_L}}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right) \\ &= (R_L) \left(-\frac{R_C}{R_C + Z} \right) (g_m) \left(\frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \end{aligned}$$

منفی کی علامت باہر نکالتے ہوئے، Z میں $\frac{R_C}{R_C + Z}$ کی قیمت پر کر کے اسے دائیں منتقل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= - (R_L) (g_m) \left(\frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_C}} \right) \\ &= - \left(\frac{R_L g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{s R_C}{(R_C + R_L) \left(s + \frac{1}{(R_C + R_L) C_C} \right)} \right) \end{aligned}$$

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 جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} (6.29) \quad A_v &= - \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \left(\frac{g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{(R_C + R_L) C_C}} \right) \\ &= A_{vD} \left(\frac{s}{s + \omega_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں

$$(6.30) \quad A_{vD} = A_v \Bigg|_{\omega \rightarrow \infty} = -\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \left(\frac{g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right)$$

$$\omega_L = \frac{1}{(R_C + R_L)C_C}$$

کے برابر ہیں۔

6.5 بودا خطوط

ایمپلیناٹر کے افزائش بال مقابل تعداد کے خط کو عموماً بودا خط²⁵ کے طرز پر کھینچا جاتا ہے²⁶۔ افزائش کی حتمی قیمت بال مقابل تعداد اور افزائش کا زاویہ بال مقابل تعداد کے خط عینہ کھینچنے جاتے ہیں جنہیں حتمی قیمت بال مقابل تعداد کا بودا خط اور زاویہ بال مقابل تعداد کا بودا خط پکارا جاتا ہے۔ حتمی قیمت بال مقابل تعداد کے بودا خط میں افقی محدود پر $\log f$ یا $\log |A_v|$ کے عمودی محدود پر 20 log ہے۔ پوں عمودی محدود پر حتمی قیمت ڈسی بیل²⁷ میں پائی جائے گی۔ زاویہ بال مقابل تعداد کے بودا خط میں افقی محدود پر $\log f$ یا $\log \omega$ کے عمودی محدود پر زاویہ θ رکھا جاتا ہے۔ بودا خطوط کو سمجھنے کی خاطر مساوات 6.19 کو مثال بناتے ہوئے افزائش کی حتمی قیمت بال مقابل تعداد کا بودا خط کھینچنے ہیں۔ مساوات میں

$$A_{vD} = -177.8 \frac{V}{V}$$

$$f_1 = 100 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 10 \text{ kHz}$$

Bode plot²⁵

²⁶ بندر ک وادا نے خط کھینچنے کے اس طرز کو دریافت کیا۔ ان خطوط کو بودا یا بودا خطوط پکارا جاتا ہے
²⁷ dB

لیتے ہوئے یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 A_v &= A_{vD} \left(\frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \\
 &= A_{vD} \frac{f_1}{f_2} \left(\frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}} \right) \\
 &= -177.8 \left(\frac{100}{10000} \right) \left(\frac{1 + j \frac{f}{100}}{1 + j \frac{f}{10000}} \right) \\
 &= -1.778 \left(\frac{1 + j \frac{f}{100}}{1 + j \frac{f}{10000}} \right) \\
 &= |A_v| e^{j\theta}
 \end{aligned}$$

جہاں

$$\begin{aligned}
 |A_v| &= 1.778 \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{100}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{10000}\right)^2}} \\
 \theta &= \pi + \left(\tan^{-1} \frac{f}{100} \right) - \left(\tan^{-1} \frac{f}{10000} \right)
 \end{aligned} \tag{6.31}$$

کے برابر ہیں۔ آئیں مساوات 6.31 کو استعمال کرتے ہوئے $|A_v|$ بال مقابل f کا بودھ خط کھینچنا سیکھیں۔

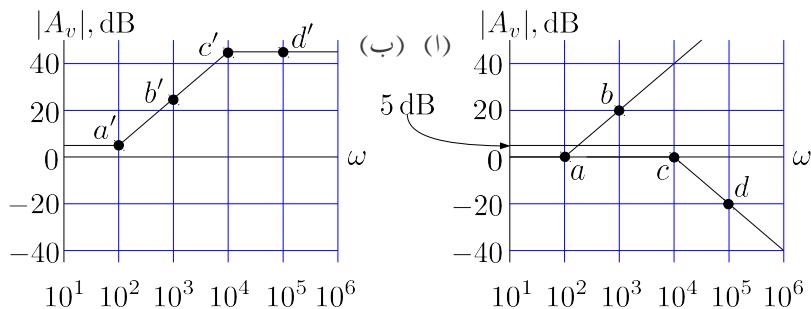
$|A_v|$ کو ڈیسی بیل²⁸ میں لکھتے ہوئے

$$|A_v|_{dB} = 20 \log 1.778 + 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{100^2}} - 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{10000^2}} \tag{6.32}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $|A_v|_{dB}$ کا خط کھینچنے کی خاطر مندرجہ بالا مساوات کے تین اجزاء کے خطوط کو باری باری کھینچنے ہوئے آخر میں تمام کا سادہ مجموعہ حاصل کریں گے۔

ایسا کرنے کی خاطر مساوات 6.32 کو دیکھتے ہیں۔ اس کا پہلا جزو

$$20 \log 1.778 \approx 5 \text{ dB}$$



شکل 6.7: حتی قیمت بالمقابل تعدد کے بودا خط کرنے اجزاء

ایک مستقل مقدار ہے جس کی قیمت تعداد پر منحصر نہیں۔ اس سے 5 dB پر سیدھا افقی خط حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.7 میں دکھایا گیا ہے۔

مساوات کے دوسرے جزو کی کارکردگی نہیں کم اور نہیں زیادہ تعداد پر دیکھتے ہیں۔ نہیں کم تعداد یعنی $f \ll f_1$ پر چونکہ $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \ll 1$ ہو گا 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۔ نہیں زیادہ یعنی $f \gg f_1$ پر چونکہ $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \gg 1$ ہو گا لہذا

$$(6.34) \quad 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \rightarrow 20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_1}\right)^2} = 20 \log \frac{f}{100} \text{ dB}$$

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 تعداد پر 0، 20، 40 اور 60 ڈیگری بیل حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ تعداد دس گناہ کرنے سے افزائش 20 dB بڑھتی ہے یا کہ افزائش 20 dB فی دہائی کے شرح سے بڑھتی ہے۔ افقی محور پر تعداد کا لाग لیتے ہوئے ان قیتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو f_1 یعنی $\log(100) = 2$ پر چھوٹے 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 $(10^2, 0 \text{ dB})$ اور اسی طرح a اور $(10f_1, 20 \text{ dB})$ یعنی $(10^3, 20 \text{ dB})$ پر نقطے b دکھائے گئے ہیں۔ نہایت کم تعدد پر مساوات 6.33 کے مطابق اس جزو کی قیمت 0 dB ہے۔ حقیقت میں بودا خط کھینچتے وقت کم تعدد کو $f_1 < f \leq f_1$ کی وجہ سے لیا جاتا ہے۔ یوں نقطے a سے کم تعدد پر اس جزو کی قیمت 0 dB دکھائی گئی ہے۔ اس طرح بودا خط کھینچتے ہوئے نہایت زیادہ تعداد کو $f \gg f_1$ کی وجہ سے لیا جاتا ہے۔ یوں اگر a پر ہوتب دس گنازیادہ تعداد پر 20 dB ہو گا۔ اس نقطے کو b سے ظاہر کیا گیا ہے۔ اگر a پر رہتا ہوا اور a اور b سے گزرتا سیدھا خط دوسرے جزو کا بودا خط ہے۔

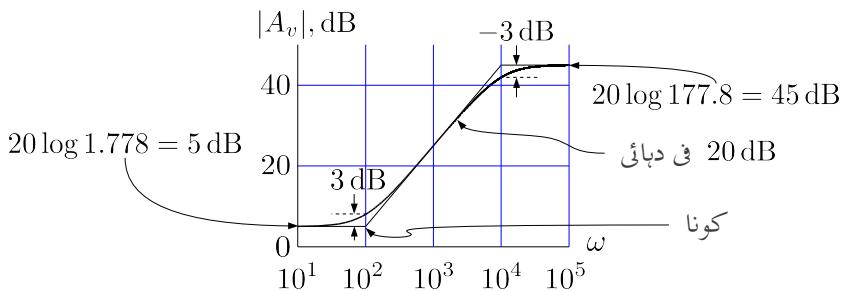
مساوات 6.32 کے تیسرا جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعداد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعدد یعنی $f \ll f_2$

$$(6.35) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2} \right)^2} \rightarrow 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$(6.36) \quad \begin{aligned} -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2} \right)^2} &\rightarrow -20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_2} \right)^2} \\ &= -20 \log \frac{f}{10000} \quad \text{dB} \end{aligned}$$

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 تعداد پر $0, 20, -20, -40$ اور -60 ڈیسی بیل حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ تعداد دس گناہ کرنے سے انفرائش 20 dB کھٹتی ہے یا کہ انفرائش -20 dB ۔ فی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتی ہے۔ افقی محور پر تعداد کا لگ لیتے ہوئے ان قیتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو f_2 یعنی $\log(10000) = 4$ پر چھوٹے ہوئے -20 dB ۔ فی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ ایسا خط کھینچتے وقت f_2 تعداد پر 0 dB اور $10f_2$ تعداد پر -20 dB کے مقام پر نقطے لگا کر انہیں سیدھی لکیر سے جوڑتے ہوئے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل



شکل 6.8: اصل خط اور بوڈا خط کا موازنہ

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 تعداد 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 بقیا 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 نہیت آسانی سے یوں سرانجام دیا جاسکتا ہے۔ دئے گئے مساوات کی حقیقتی قیمت کمتر تعداد پر حاصل کریں۔ بوڈا خط کی قیمت یہی رکھتے ہوئے تعدد بڑھائیں حتیٰ کہ مساوات کا صفر یا قطب آجائے۔ اگر صفر 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 بقیا تعداد پر دونوں تقریباً ایک ہی طرح کے

²⁹ حقیقی خط کمپیوٹر کے بروگرام میٹ لیب matlab یا اکیوءُ octave کی مدد سے باسانی کہیجنا جا سکتا ہے۔ اس کتاب میں بیشتر خطوط لینکس linux میں پائے جانے والی بروگرام اکیوءُ استعمال کرنے ہوئے ہی کہیجئے گئے ہیں۔

ہیں۔ مساوات 6.33 سے اس فرق کو سمجھا جاسکتا ہے۔ کونے پر تعداد 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 ناکہ 0 dB ۔ اسی حقیقت کے باپر بودا خط کے کوئوں کو 3 dB نقطے بھی کہتے ہیں۔

مثال 6.4: مساوات 6.28 کا بودا خط کچنیں۔

حل: اس مساوات کو دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$A_v = -43 \left(\frac{j\omega + 6666}{j\omega + 64068} \right)$$

انتها کیم تعداد ($\omega \rightarrow 0$) پر اس کی حتمی قیمت

$$|A_v|_{\omega \rightarrow 0} = 43 \left(\frac{0 + 6666}{0 + 64068} \right) = 4.474$$

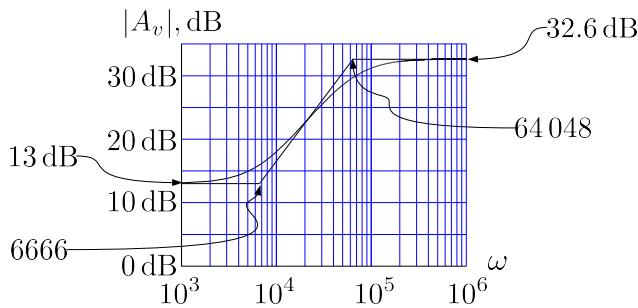
یعنی

$$20 \times \log 4.474 \approx 13 \text{ dB}$$

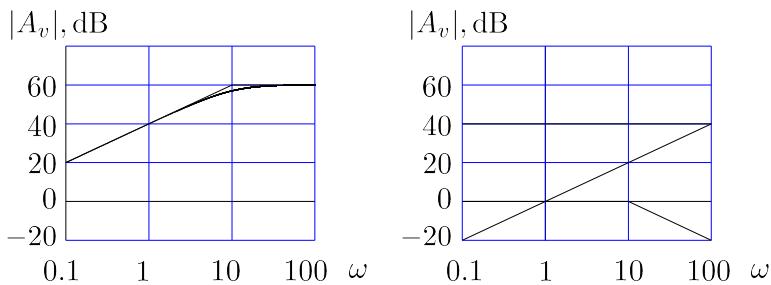
حاصل ہوتی ہے۔ مساوات کا صفر 6666 جبکہ اس کا قطب 64068 پر پایا جاتا ہے۔ ان معلومات سے ڈکل 6.9 میں بودا خط حاصل کیا گیا ہے۔

مثال 6.5: مندرجہ ذیل مساوات کا بودا خط کچنیں۔

$$A_v = \frac{1000s}{s + 10}$$



شکل 6.9



شکل 6.10

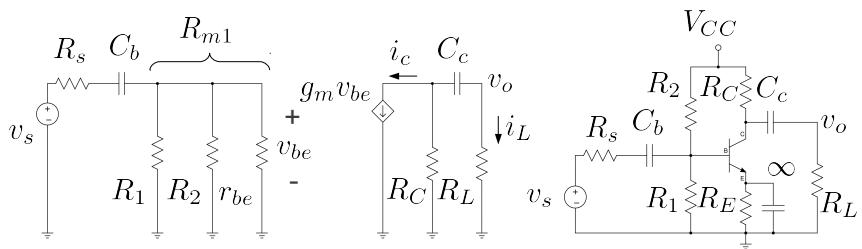
حل: اس کو عمومی طرز پر لکھتے ہیں۔

$$A_v = \frac{100j\omega}{j\omega + 1}$$

جسے ڈسی 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۔



شکل 6.11: بیس اور کلکٹر پر کپیسٹر نسب کرنے کے اثرات

مندرجہ بالا مثال میں دی گئی مساوات میں کسر کے اوپر تعددی جزو پر نور کریں۔ بوڈھٹ 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 تعداد 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 تعداد پر تبدیل ہوتا ہے۔ اگر یہ جزو بطور صفر پایا جائے تو یہ بیس ڈیسی بیل فی دہائی کی شرح سے بڑھتا ہے جبکہ اگر جزو بطور قطب پایا جائے تو یہ بیس ڈیسی بیل فی دہائی کی شرح سے گھستتا ہے۔

6.6 بیس اور کلکٹر بیرونی کپیسٹر

شکل 6.11 میں بیس اور کلکٹر پر کپیسٹر نسب کئے گئے ہیں۔ اگرچہ شکل میں ایکٹر پر C_E بھی نسب ہے لیکن اس کی قیمت لامحدود تصور کی گئی ہے۔ یوں درکار تعداد 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

$$\begin{aligned}
 \omega_c &= \frac{1}{C_c (R_C + R_L)} \\
 \omega_b &= \frac{1}{C_b (R_s + R_{m1})}
 \end{aligned} \tag{6.37}$$

لیتے ہوئے یوں لکھا جاتا ہے۔

$$A_v = -\frac{g_m R_L R_C R_{m1}}{(R_C + R_L) (R_s + R_{m1})} \left(\frac{s}{s + \omega_c} \right) \left(\frac{s}{s + \omega_b} \right) \tag{6.38}$$

اس مساوات میں $\frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$ متوازی جڑے مزاحمت کی کل مزاحمت ہے جسے عموماً $R_C \| R_L$ لکھا جاتا ہے۔ اسی طرح $\frac{R_s \| R_{m1}}{R_s + R_{m1}}$ یا $\frac{1}{R_s} \left(\frac{R_s \| R_{m1}}{R_s + R_{m1}} \right)$ کو $\frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_s}$ لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جاتا ہے۔

$$\begin{aligned}
 A_v &= -\frac{1}{R_s} (R_C \| R_L) (R_s \| R_{m1}) \left(\frac{s}{s + \omega_c} \right) \left(\frac{s}{s + \omega_b} \right) \\
 &= A_{vD} \left(\frac{s}{s + \omega_c} \right) \left(\frac{s}{s + \omega_b} \right) \tag{6.39}
 \end{aligned}$$

جہاں

$$A_{vD} = -\frac{1}{R_s} (R_C \| R_L) (R_s \| R_{m1})$$

لکھا گیا ہے۔

پست نقطائی تعدد پر $|A_v| = \frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$ کے برابر ہو گا۔ یوں مساوات 6.39 میں پست نقطائی تعدد کو ω_L کھٹھے 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 متا 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 منقی جزر کو شامل نہیں کیا گیا چونکہ اس کے استعمال سے ω_L^2 کی قیمت منقی 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

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, R_C = 1.8 \text{ k}\Omega, R_E = 200 \text{ }\Omega$$

$$R_1 = 2.2 \text{ k}\Omega, R_2 = 16 \text{ k}\Omega, R_s = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 99, R_L = 1.8 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔

• C_b اور C_c کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ $f_c = 5 \text{ Hz}$ اور $f_b = 50 \text{ Hz}$ جبکہ

- مندرجہ بالا قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.39 کا بودا خط کھینچتے ہوئے پست انقطاعی تعداد حاصل کریں۔

رکھتے ہوئے پست انقطاعی تعداد $f_L = 50 \text{ Hz}$ حاصل کرنے کی خاطر $f_b = f_c$ اور f_c حاصل کریں

حل: نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت تمام کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتے ہیں۔ مسئلہ تھونن کی مدد سے $g_m = 1.0879 \text{ V}$ جبکہ $V_{th} = 1.0879 \text{ V}$ حاصل ہوتے ہیں جن سے $I_{CQ} = 1.768 \text{ mA}$ اور $R_{m1} = 810 \Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔ یوں $r_{be} = 1.394 \text{ k}\Omega$ اور 0.071 mS

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_c (R_C + R_L)} = \frac{1}{2 \times \pi \times 5 \times (1800 + 1800)} = 8.84 \mu\text{F}$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_b (R_s + R_{m1})} = \frac{1}{2 \times \pi \times 50 \times (1000 + 810)} = 1.76 \mu\text{F}$$

- شکل 6.12 میں بودا خط کھینچا گیا ہے جہاں سے واضح ہے کہ پست انقطاعی تعداد تقریباً f_b کے برابر ہے۔ شکل میں 1Hz تا 5Hz بودا خط کی ڈھلوان 40dB فی دہائی ہے جبکہ 5Hz تا 50Hz اس کی ڈھلوان 20dB فی دہائی ہے۔

جب بھی بودا 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 تعداد کے کونے پر ہو گا۔

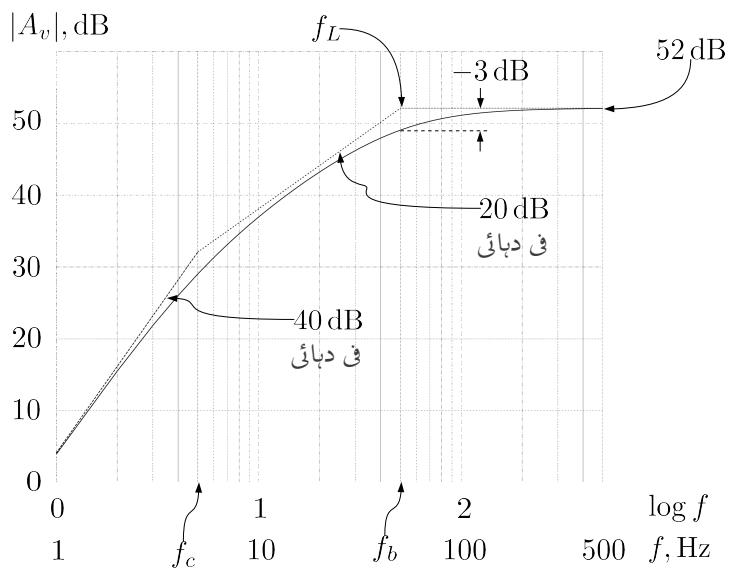
اسیں مساوات 6.40 حل کرتے دیکھیں کہ جواب کیا حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں ω_b اور ω_c کی قیمتیں پر کرتے ملتا ہے

$$\omega_L = 317.254$$

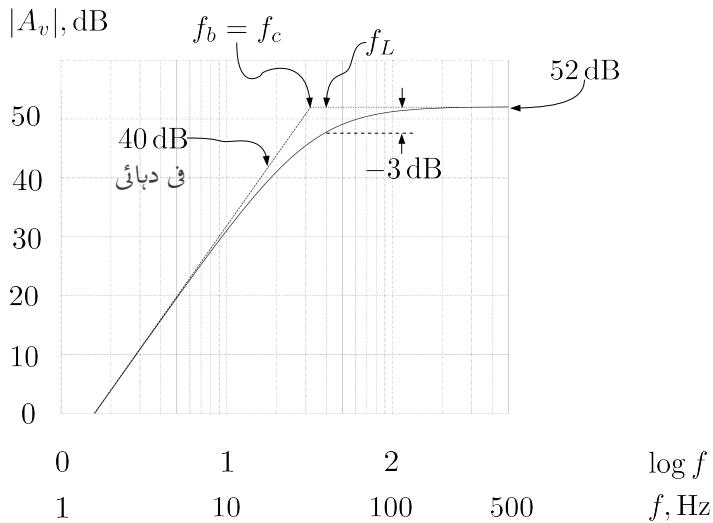
$$f_L = 50.49 \text{ Hz}$$

مساوات 6.40 میں $\omega_b = \omega_c$ پر کرتے حل کرتے ہیں

$$\omega_L^2 = \frac{2\omega_b^2 + \sqrt{\omega_b^4 + 6\omega_b^4 + \omega_b^4}}{2} = (1 + \sqrt{2}) \omega_b^2$$



شكل 6.12: پست انقطعی نقطہ زیادہ تعداد والے کونسے بھی



شکل 6.13: جزو اکونوں کی صورت میں پست انقطاعی نقطہ

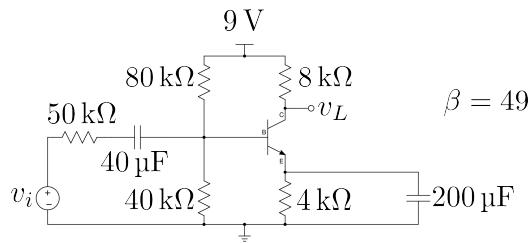
یوں

$$\omega_L = \left(\sqrt{1 + \sqrt{2}} \right) \omega_b$$

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۔



شکل 6.14:

6.7 بیس اور ایمٹر بیرونی 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 لکھا جا سکتا تھا جہاں R_m اس کپیسٹر کے متوازی جری مزاحمت ہے۔ بیس اور ایمٹر دونوں پر کپیسٹر نسب کرنے سے ایسا سادہ مساوات حاصل نہیں ہوتا۔ آئیں 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 اور R'_e اور C'_e کو دکھائیا گیا ہے۔ یوں

$$R'_e = (\beta + 1) R_e$$

$$C'_e = \frac{C_e}{\beta + 1}$$

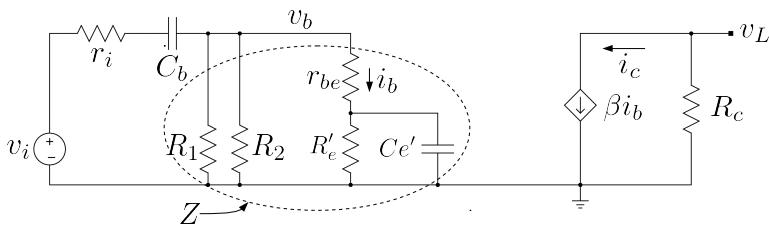
ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(6.41) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{v_i}$$

$$= -R_c \beta \left(\frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left(\frac{Z}{r_i + \frac{1}{sC_b} + Z} \right)$$

جہاں r_{be} کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e} + sC'_e$$



شکل 6.15

کے برابر ہے۔ مساوات 6.41 کو کسی طرح یوں نہیں لکھا جاسکتا کہ C_b اور C_e علیحدہ قسمیں کا حصہ نہیں۔ یوں ان دو کپیسٹروں سے علیحدہ بوداخط کے کونے حاصل کرنا ممکن نہیں ہے۔

دئے گئے قیمتیں پر کرتے ہیں۔

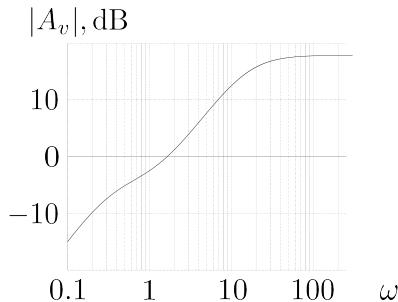
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{40000} + \frac{1}{80000} + \frac{1}{200000} + 4 \times 10^{-6} \times s \\ = (42.5 + 4s) \times 10^{-6}$$

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

$$A_v = \frac{-(1.96 + 1.568s)}{\left(50000 + \frac{1}{0.00004s} \right) (42.5 + 4s) \times 10^{-6} + 1} \\ = \frac{-(1.96 + 1.568s)}{2.125 + 0.2s + \frac{1.0625}{s} + 0.1 + 1} \\ = \frac{-(1.96 + 1.568s)}{3.225 + 0.2s + \frac{1.0625}{s}} \\ = \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{3.225s + 0.2s^2 + 1.0625} \\ = \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{0.2s^2 + 3.225s + 1.0625}$$



شکل 6.16

جسے یوں لکھا جاسکتا ہے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{0.2(s^2 + 16.125s + 5.3125)} \\ &= \frac{-6.25(1.25 + s)s}{(s + 0.336)(s + 15.788)} \end{aligned}$$

اس کو عمومی شکل میں لکھتے ہوئے اس کا بودھ 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_e' اور C_b کے قیتوں میں واضح فرق ہے۔ کم تعداد پر $\frac{1}{\omega C_e'}$ کی قیمت کے قیمت سے بہت زیادہ ہو گی۔ یوں کم تعداد پر C_e' کو کھلے سرے تصور کرتے ہوئے C_b کے کردار پر غور کرتے ہیں۔ C_b کے متوازی کل مراجحت R_{mCb} مندرجہ ذیل ہے

$$R_{mCb} = r_i + R_1 \parallel R_2 \parallel R'_e = 73.529 \text{ k}\Omega$$

یوں ہم تو قرکتے 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 ہو گا۔ 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 جا سکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے C'_e کے متوازی کل مزاحمت حاصل کرتے ہیں

$$\frac{1}{R_{mCe'}} = \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e}$$

س

$$R_{mCe'} = 16 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم توقع کرتے ہیں کہ یوں C'_e سے حاصل قطب

$$\frac{1}{R_{mCe'} \times C'_e} = \frac{1}{16 \times 10^3 \times 4 \times 10^{-6}} = 15.625 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

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 در حقیقت $\frac{1}{R_e C_e}$ 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 بیچے سے Z باہر نکلتے 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۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-R_c \beta \left(sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right)}{\left(r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \left(\frac{1}{R_m} + sC'_e \right) + 1} \\ &= \frac{-R_c \beta \left(sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right)}{\frac{r_i}{R_m} + sr_i C'_e + \frac{1}{sR_m C_b} + \frac{C'_e}{C_b} + 1} \end{aligned}$$

کسر کے بیچے حصے میں s کی تعلق سے اجزاء اکٹھے کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-R_c \beta \left(sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right)}{sr_i C'_e + \left(\frac{r_i}{R_m} + \frac{C'_e}{C_b} + 1 \right) + \frac{1}{sR_m C_b}} \\ &= \frac{-R_c \beta R_m C_b \left(sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right) s}{s^2 r_i C'_e R_m C_b + s \left(\frac{r_i}{R_m} + \frac{C'_e}{C_b} + 1 \right) R_m C_b + 1} \\ &= \frac{-R_c \beta R_m C_b C'_e \left(s + \frac{1}{R'_e C'_e} \right) s}{r_i C'_e R_m C_b \left[s^2 + s \left(\frac{r_i}{R_m} + \frac{C'_e}{C_b} + 1 \right) \frac{1}{r_i C'_e} + \frac{1}{r_i C'_e R_m C_b} \right]} \end{aligned}$$

اس مزید یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{\frac{-R_c \beta}{r_i} \left(s + \frac{1}{R'_e C'_e} \right) s}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_m C'_e} + \frac{1}{r_i C_b} + \frac{1}{r_i C'_e} \right) + \frac{1}{r_i C'_e R_m C_b}} \\ &= \frac{\frac{-R_c \beta}{r_i} \left(s + \frac{1}{R'_e C'_e} \right) s}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_m C'_e} + \frac{1}{r_i} \left(\frac{1}{C_b} + \frac{1}{C'_e} \right) \right] + \frac{1}{R_m C'_e r_i C_b}} \end{aligned}$$

اس مساوات میں

$$(6.44) \quad \begin{aligned} \omega_c &= \frac{1}{R'_e C'_e} = \frac{1}{R_e C_e} \\ \omega_1 &= \frac{1}{R_m C'_e} \\ \omega_2 &= \frac{1}{r_i} \left(\frac{1}{C_b} + \frac{1}{C'_e} \right) \\ \omega_3 &= \frac{1}{r_i C_b} \end{aligned}$$

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

$$(6.45) \quad \begin{aligned} A_v &= \frac{\frac{-R_c\beta}{r_i} (s + \omega_c) s}{(s + \omega_{q1})(s + \omega_{q2})} \\ &= \frac{\frac{-R_c\beta\omega_c}{\omega_{q1}\omega_{q2}} \left(\frac{s}{\omega_c} + 1 \right) s}{\left(\frac{s}{\omega_{q1}} + 1 \right) \left(\frac{s}{\omega_{q2}} + 1 \right)} \end{aligned}$$

جہاں

$$(6.46) \quad \begin{aligned} \omega_{q1} &= \frac{-(\omega_1 + \omega_2) - \sqrt{(\omega_1 + \omega_2)^2 - 4\omega_1\omega_3}}{2} \\ \omega_{q2} &= \frac{-(\omega_1 + \omega_2) + \sqrt{(\omega_1 + \omega_2)^2 - 4\omega_1\omega_3}}{2} \end{aligned}$$

- عیا

6.8 بیس، ایمٹر 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 تعداد پر پایا جائے تب پست انقطاعی تعداد زیادہ تعداد پر پائے جانے والے کونے پر ہو گا۔ ایمپلیفائر تخلیق دیتے ہوئے اس حقیقت کو عموماً بروئے کار لایا جاتا ہے۔

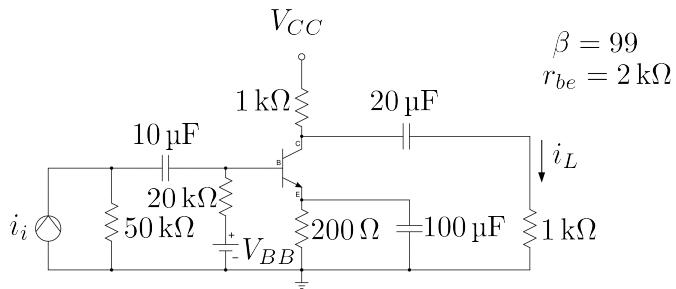
اسی طرح مثال 6.7 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ بیس اور ایمٹر دونوں پر کپیسٹر نسب ہونے کی صورت میں دور کو حل کرنا دشوار ہوتا ہے اور اسے حل کرنے سے زیادہ قابل استعمال مساواتیں حاصل نہیں ہوتیں۔

عموماً ایمپلیفائر میں C_B اور C_E میں توں پائے جاتے ہیں۔ ایمپلیفائر کسی مخصوص اشارے کے لئے تخلیق دئے جاتا ہے۔ اشارے کی کم سے کم اور زیادہ سے زیادہ ممکنہ تعداد کو مد نظر رکھتے ہوئے ایمپلیفائر تخلیق دیا جاتا ہے۔ ایمپلیفائر کی پست انقطاعی تعداد اشارے کے کم سے کم ممکنہ تعداد سے کم رکھا جاتا ہے۔ یوں ایمپلیفائر پست انقطاعی تعداد تک درمیانی تعداد کی افزائش برقرار رکھتا ہے جبکہ پست انقطاعی نقطے سے کم تعداد پر ایمپلیفائر کی کارکردگی اہمیت نہیں رکھتی چونکہ اس نقطے میں اسے استعمال نہیں کیا جاتا۔

$\omega_0 = \frac{1}{R_m C}$ لیتے ہوئے $C = \frac{1}{\omega_0 R_m}$ قیمت حاصل ہوتی ہے۔ حقیقی ایمپلیفائر میں C_E کے ساتھ کل متوازی جڑی مزاحمت کی قیمت C_C اور C_B کے متوازی مزاحموں سے کم ہوتی ہے۔ لذا کسی بھی ω_0 کے لئے درکار C_E کی قیمت تقیید و کپیسٹروں سے بڑی ہوتی ہے۔ اسی لئے پست انقطاعی تعداد 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 تعداد پر رکھا جاتا ہے۔ یوں حاصل C_E کی قیمت کم سے کم ہو گی۔ اگر اس کے بر عکس C_C یا C_B کی مدد سے درکار پست انقطاعی نقطے حاصل کیا جائے تو اس صورت میں C_E سے حاصل نقطے کو اس سے بھی کم تعداد پر رکھنا ہو گا جس سے C_E کی قیمت زیادہ حاصل ہو گی۔

آئیں ایک مثال کی مدد سے ایسے ایمپلیفائر کا تجزیہ کریں۔

مثال 6.8: شکل 6.17 میں $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ کا درمیانے تعداد پر افزائش $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کریں۔ اس کا پست انقطاعی تعداد بھی حاصل کریں۔



شکل 6.17 :

حل: شکل 6.18 میں مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں $C'_e = \frac{C_e}{\beta+1}$ اور $R'_e = (\beta + 1) R_e$ استعمال کئے گئے ہیں۔ درمیانی تعداد پر تمام کپیسٹر 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_e کی وجہ سے ایک عدد قطب

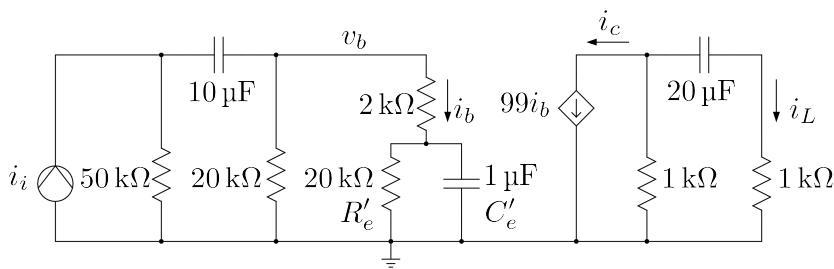
$$\omega_{qc} = \frac{1}{20 \times 10^{-6} \times 2000} = 25 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر پلایا جائے گا۔ C_e اور C_b کے کردار پر اب غور کرتے ہیں۔ C_e کا عکس ٹرانزیستر کے میں جانب لیا گیا ہے جو کہ $1 \mu\text{F}$ کے برابر ہے۔ یوں جن تعداد پر $1 \mu\text{F}$ اہمیت رکھتا ہے ان تعداد پر C_b بطور قصر دور کردار ادا کرے گا۔ C_b کو قصر دور تصور کرتے ہوئے $1 \mu\text{F}$ کے متوالی کل مزاجت

$$R'_e \parallel (r_{be} + r_i \parallel R_b) = 8.976 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے لہذا $1 \mu\text{F}$ 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 تعداد پر $10 \mu\text{F}$ اہمیت رکھتا ہے ان تعداد پر $1 \mu\text{F}$ بطور کھلے دور کردار ادا کرے گا۔ $1 \mu\text{F}$ کو کھلے دور تصور کرتے ہوئے $10 \mu\text{F}$ کے متوالی 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

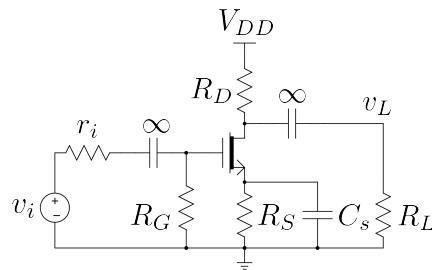
$$\omega_{qe} \gg \omega_{qc} \gg \omega_{qb}$$

بیں۔ یوں پست النقطائی 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۔ آئیں دیکھیں کہ کیا ایسا کرنا درست تھا۔ ω_{qe} کی برقی رکاوٹ کی حقیقی 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 متوالی کل مزاحمت کے لحاظ سے یہ چھوٹی مقدار ہے جسے نظر انداز کیا جا سکتا 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 جا سکتا ہے۔ اسی طرح



شکل 6.19

$$\omega_{qb} \neq \omega_{qb}$$

$$\left| \frac{1}{\omega_{qb} C'_e} \right| = \frac{1}{1.65 \times 10^{-6}} = 606 \text{ k}\Omega$$

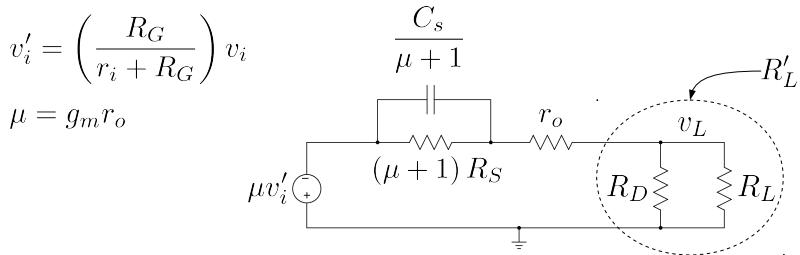
ہے لہذا ω_{qb} پر C_e کو کھلے دور تصور کیا جا سکتا ہے۔

6.9 پست انقطاعی تعدد بذریعہ سورس کپیسٹر

شکل 6.19 میں گیٹ اور مکلٹر کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔ $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کرتے ہوئے پست انقطاعی تعدد 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 526 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 مکلٹر منتقل ہوتے ہیں۔ C_s کی رکاوٹ $\frac{1}{sC_s}$ یوں $\frac{\mu+1}{sC_s}$ ہو جائے گی یعنی کپیسٹر کی قیمت $\frac{C_s}{\mu+1}$ ہو جائے گی۔



شکل 6.20

مساوی دور میں متوازی جڑے مزاحمت اور کپیسٹر کی کل بر قی رکاوٹ کو Z لکھتے ہیں جہاں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{(\mu + 1) R_S} + \frac{s C_s}{\mu + 1}$$

$$Z = \frac{(\mu + 1) R_S}{1 + s R_S C_s}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح

$$v_L = \left(\frac{R'_L}{Z + r_o + R'_L} \right) (-\mu v'_i)$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں $R'_L = \frac{R_L R_D}{R_L + R_D}$ اس میں Z پر کرتے ہیں۔

$$v_L = \frac{-\mu R'_L v'_i}{\frac{(\mu+1)R_S}{1+sR_SC_s} + r_o + R'_L}$$

یوں

$$\frac{v_L}{v'_i} = \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu + 1) R_S + (1 + s R_S C_s) (r_o + R'_L)}$$

$$= \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu + 1) R_S + r_o + R'_L + s R_S C_s (r_o + R'_L)}$$

$$= \left(\frac{-\mu R'_L}{r_o + R'_L} \right) \frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \frac{(\mu+1)R_S+r_o+R'_L}{R_S C_s (r_o + R'_L)}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پہلی قوسین میں $\mu = g_m r_o$ کو

$$\begin{aligned} \frac{-g_m r_o R'_L}{r_o + R'_L} &= -g_m (r_o \| R'_L) \\ &= -g_m (r_o \| R_L \| R_D) \\ &= -g_m R_{\parallel} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$R_{\parallel} = r_o \| R_L \| R_D$$

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۔ افراش

$$(6.47) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \left(\frac{v_L}{v'_i} \right) \times \left(\frac{v'_i}{v_i} \right)$$

$$(6.48) \quad = -g_m R_{\parallel} \left[\frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \omega_L} \right] \left(\frac{R_G}{r_i + R_G} \right)$$

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 مراجحت ہے یعنی

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{(\mu+1) R_S} + \frac{1}{r_o + R'_L}$$

$$R_m = \frac{(\mu+1) R_S (r_o + R'_L)}{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}$$

درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کرنے کی خاطر $\omega \rightarrow \infty$ استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.47 سے

$$\begin{aligned} A_{vD} = A_v \Bigg|_{\omega \rightarrow \infty} &= -g_m R_{\parallel} \left(\frac{R_G}{r_i + R_G} \right) \left[\frac{\infty + \frac{1}{R_S C_s}}{\infty + \omega_L} \right] \\ &= -g_m R_{\parallel} \left(\frac{R_G}{r_i + R_G} \right) \end{aligned}$$

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 $f_L = 20 \text{ Hz}$ کو پرکھنے 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 $R'_L = 4489 \Omega$ پر کیا گیا ہے۔

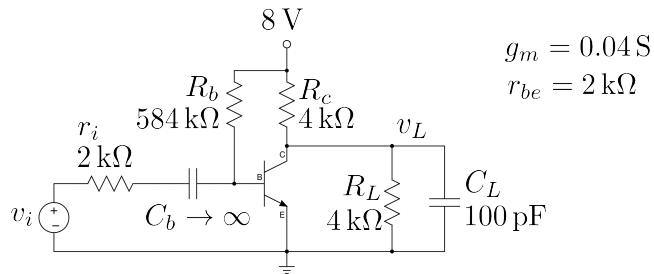
مساوات 6.51 میں

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{\parallel}} &= \frac{1}{10000} + \frac{1}{100000} + \frac{1}{4700} = 3.22765 \times 10^{-4} \\ R_{\parallel} &= 3098 \end{aligned}$$

پر 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 کپیسٹر کی وجہ سے پست انقطاعی نقطے حاصل ہوئے۔ آئیں اب ایک ایسا مثال دیکھیں جہاں بیرونی کپیسٹر 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۔

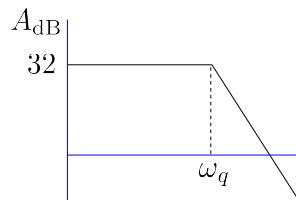
مثال 6.10: شکل 6.21 میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کا بوڈا نحٹ کچھیں۔

جل: اس کو آپ آسانی سے حل کر سکتے ہیں۔ جواب مندرجہ ذیل ہے۔

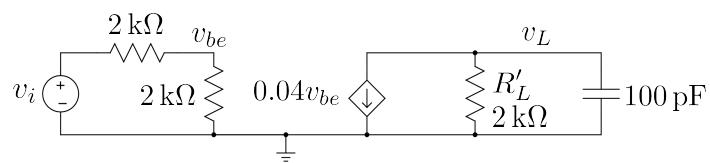
$$A_v = -g_m \left(\frac{R_b \parallel r_{be}}{r_i + R_b \parallel r_{be}} \right) \left(\frac{R_c \parallel R_L}{\frac{s}{\omega_q} + 1} \right) = \frac{-40}{\frac{s}{5 \times 10^6} + 1}$$

$$\omega_q = \frac{1}{(R_c \parallel R_L) C_L} = 5 \times 10^6$$

بوڈا نحٹ شکل 6.22 میں دیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ω_q سے کم تعداد کے اشارات پر کپیسٹر 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 ولٹ سے کدم 20 mV ہو جائے تو v_L نئی قیمت کے حتیٰ قیمت کے 90% کتنی دیر میں پہنچ پائے گا۔

حل: شکل 6.23 میں R_b کو نظر انداز اور $R'_L \parallel R_L$ 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۔ کرچاف کے قانون برپی روکے 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 ہے

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L} (v_L + 0.0004 R'_L)$$

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L} (v_L + 0.8)$$

یا

$$\frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{dt}{R'_L C_L}$$

لکھتے ہیں۔ اس کا گنول لیتے ہیں

$$\int \frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{1}{R'_L C_L} \int dt$$

$$\ln(v_L + 0.8) = -\frac{t}{R'_L C_L} + K'$$

$$v_L + 0.8 = K e^{-\frac{t}{R'_L C_L}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں K' اور K گنول کے مستقل ہیں۔ $v_L = 0$ پر $t = 0$ میں $K = 0.8$ حاصل ہوتا ہے لہذا

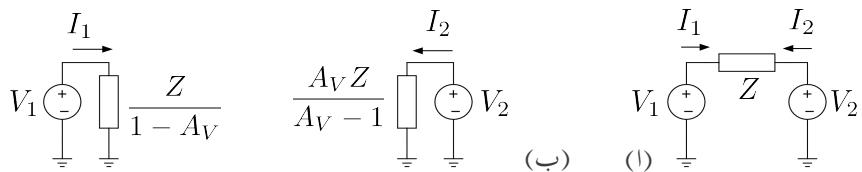
$$v_L = 0.8 \left(e^{-\frac{t}{R'_L C_L}} - 1 \right)$$

$$= 0.8 \left(e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

لامحدود وقت گزرنے کے بعد یعنی $t \rightarrow \infty$ پر اس مساوات کے تحت $v_L = -0.8 \text{ V}$ 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 $t = 0.46 \mu\text{s}$ حاصل ہوتا ہے۔



شكل 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 عددی 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 در حقیقت غیر ضروری ناپسندیدہ 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 تعداد القطائی 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 ایمپلیفائر کا بلند تعدادی رد عمل دیکھنے سے پہلے شکل 6.24 کی مدد سے مسئلہ ملر³⁰ پر غور کرتے ہیں³¹۔ شکل الف میں دو برقی دہاو کے مابین برقی رکاوٹ Z نسب کی گئی ہے۔ V_1 سے باہر لکتے برقی رو کو I_1 سے ظاہر کرتے ہوئے

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z}$$

Miller theorem³⁰
³¹جان ملن ملن نے اس مسئلے کو دریافت کیا

حاصل ہوتا ہے۔ آئیں اس برقی روکو تدر 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 لکھنے پر زیر نوشت میں پڑے حروف تہجی میں M ملر کو ظاہر کرتا ہے

آنے اب V_2 کے نقطہ نظر سے دیکھیں جس سے باہر لکھتے ہوئے برقی رو کو I_2 سے ظاہر کرتے ملتا ہے

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{V_2 - V_1}{Z} \\ &= V_2 \left(\frac{1 - \frac{V_1}{V_2}}{Z} \right) \\ &= \frac{V_2}{\left(\frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \right)} \end{aligned}$$

جس

$$(6.56) \quad I = \frac{V_2}{Z'_M}$$

لکھ سکتے ہیں جہاں

$$\begin{aligned} Z'_M &= \frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \\ &= \frac{Z}{\frac{V_1}{V_2} \left(\frac{V_2}{V_1} - 1 \right)} \\ &= \frac{\left(\frac{V_2}{V_1} \right) Z}{\frac{V_2}{V_1} - 1} \end{aligned}$$

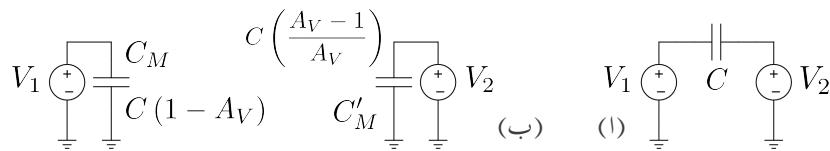
یعنی

$$(6.57) \quad Z'_M = \frac{A_V Z}{A_V - 1}$$

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 اف 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 کپیسٹر

یعنی

(6.58)
$$C_M = C(1 - A_V)$$

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)
$$C'_M = C \left(1 - \frac{1}{A_V} \right)$$

حاصل ہوتا۔ مساوات 6.58 کا اگلے حصے میں بار بار استعمال ہو گا۔ C_M ملر کپیسٹر³³ پکرا جاتا ہے۔

6.11 بلند تعددی رد عمل

گزشتہ حصوں میں پست تعدد پر ٹرانزسٹر ایمپلینیٹر کی کارکردگی دیکھی گئی جہاں ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے کپیسٹروں کی وجہ سے پائے جانے والے پست انقطاعی نقطوں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں بلند تعدد پر ایمپلینیٹر کی

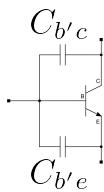
Miller's capacitor³³

کارکردگی دیکھی جائے گی۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر کے ساتھ بیروفنی جڑے کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ $\frac{1}{\omega C}$ نہیں کم ہوتی ہے اور یوں انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر کے اندروفنی کپیسٹروں کی وجہ سے بلند انقطائی نقطہ پیدا ہوتا ہے جس پر اس حصے میں غور کیا جائے گا۔ پہلے $n-p-n$ ٹرانزسٹر کو مثال بناتے ہوئے ان اندروفنی کپیسٹروں پر تبصرہ کرتے ہیں۔

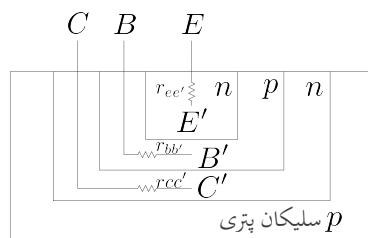
6.11.1 بلند تعددی پائی π ریاضی نمونہ

استعمال کے دوران ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپٹر جوڑ کو الٹ ماکل رکھا جاتا ہے۔ بالکل ڈائیوڈ کی طرح، اس الٹ ماکل $p-n-p$ پر ویران خطہ پایا جاتا ہے جس کے ایک جانب ثابت بار جگہ دوسرا جانب منفی بار پایا جاتا ہے۔ یہ دو الٹ قسم کے بار مل کر کپیسٹر کو جنم دیتے ہیں جسے $C_{b'e}$ کی علامت سے پہچانا جاتا ہے۔ اس کپیسٹر کی قیمت نہیں کم ہوتی ہے جو پست تعداد پر چلنے والے ٹرانزسٹروں میں 30 pF کے لگ بھگ جگہ بلند تعداد پر چلنے والے ٹرانزسٹروں میں 1 pF یا اس سے بھی کم ہوتی ہے۔ اس کپیسٹر کی قیمت الٹا ماکل کرنے والے برقی دباؤ V_{CB} پر مختص ہوتی ہے۔ حقیقت میں $C_{b'e}$ کی قیمت $C_{b'e}^{-\frac{1}{3}}$ یا $V_{CB}^{-\frac{1}{2}}$ کے تناسب سے تبدیل ہوتی ہے۔ صفت کار عموماً $C_{b'e}$ کو پاک کر اس کی قیمت کپیسٹر کے معلوماتی صفات میں پیش کرتا ہے۔

اس کے علاوہ بیس-ایمپٹر جوڑ پر کپیسٹر $C_{b'e}$ پایا جاتا ہے جس کی قیمت 100 pF تا 5000 pF پائی جاتی ہے۔ آئین دیکھیں کہ یہ کپیسٹر کس طرح پیدا ہوتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپٹر جوڑ پر ثابت اشارے کی موجودگی میں ایمپٹر سے بیس کی جانب آزاد الکٹران روں ہوتے ہیں جن کا پیشتر حصہ میں خطے سے بذریعہ نفوذ گزر کر آخر کار ٹکلٹر پہنچ کر i_c کا حصہ بنتے ہیں۔ اب تصور کریں کہ اس سے پہلے کہ الکٹران میں خطے سے گزر پائیں، مہیا کردہ اشارہ منفی ہو جاتا ہے۔ آزاد الکٹران اشارے کی نئی حقیقت کو دیکھتے ہوئے واپس ایمپٹر سرے کی جانب چل پڑیں گے۔ تیجتاً ٹکلٹر 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 میں خطے سے الکٹران کے گزرنے کا دورانیہ مہیا کردہ اشارے کے دوری عرصے سے کم ہو۔ جیسے جیسے اشارے کی تعداد بڑھائی جائے، ویسے ویسے ٹکلٹر برقی رو i_c کی قیمت کم ہوتی جاتی ہے۔ بڑھتی تعداد کی وجہ سے کم برقی رو کے حصول کو کپیسٹر $C_{b'e}$ سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ بدلتے اشارے کی وجہ سے میں خطے سے گزرنے والے آزاد الکٹران کبھی ٹکلٹر اور کبھی ایمپٹر کی جانب پہنچنے کی کوشش ہی کرتے رہ جاتے ہیں۔ یوں میں خطے میں گھیرے الکٹرانوں کی تعداد کل برقی رو I_{EQ} پر مختص ہوتی ہے۔ $C_{b'e}$ کی مقدار میں خطے میں گھیرے بار کی مقدار پر مختص ہوتی ہے اور یوں اس کی قیمت برقی رو کے راست تناسب ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر کے اندروفنی کپیسٹروں کو شکل 6.26 میں بطور بیروفنی کپیسٹر دکھایا گیا ہے۔



شکل 6.26: ٹرانزسٹر کے اندروئی کپیسٹر کو بطور بیرونی کپیسٹر دکھایا گیا ہے



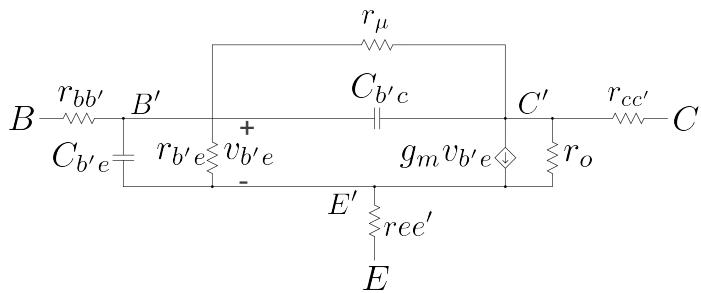
شکل 6.27: ٹرانزسٹر کے اندروئی مزاحمت

شکل 6.27 میں ٹرانزسٹر کی ساخت دکھائی گئی ہے جہاں بیرونی مروں کو حسب معقول E ، B اور C کہا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس کے بیرونی سرے B اور اندروئی نقطہ B' کے درمیان غیر مطلوب مزاحمت³⁴ $r_{bb'}$ پایا جاتا ہے۔ یہ مزاحمت بیس خطے کی خصوصیات پر منحصر ہوتا ہے۔ اسی طرح ایکسٹر پر $r_{ee'}$ اور لکٹر پر $r_{cc'}$ غیر مطلوب مزاحمت پائے جاتے ہیں۔ الٹ ماٹبیس-لیکٹر جوڑ میں الٹی جانب یک سختی بر قی روکو مزاحمت r_μ سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں $r_{ee'}$ اور r_μ کو صرف تصور کرتے ہوئے نظر انداز کیا جائے گا۔

ٹرانزسٹر کے پست تعدادی پائے ریاضی نمونے میں ان تمام اجزاء کی شمولیت سے بلند تعدادی 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 $r_{ee'}$ اور $r_{cc'}$ 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 تنااسب ہوتی ہے۔ پست تعدادی ٹرانزسٹر کے بیس خطے کی چوڑائی بلند تعدادی ٹرانزسٹر کے بیس خطے کی چوڑائی سے زیادہ ہوتی ہے۔ اسی لئے پست تعدادی ٹرانزسٹر کی $r_{bb'}$ بلند تعدادی

parasitic resistor³⁴



شکل 6.28: بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ

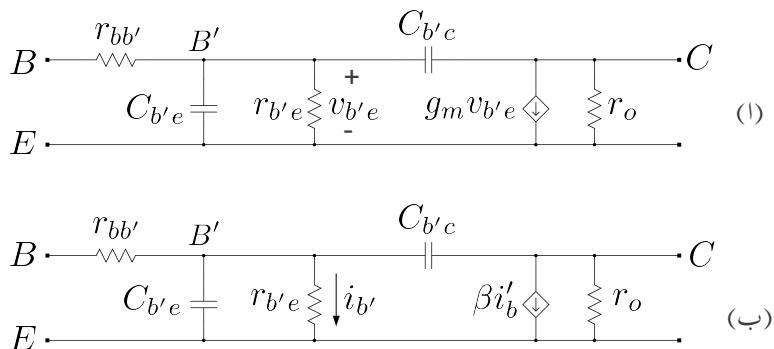
ٹرانزسٹر کے $r_{bb'}$ سے زیادہ ہوتی ہے۔ $r_{bb'}$ کو مستقل تصور کیا جاتا ہے جس کی قیمت 10Ω تا 50Ω ہوتی ہے۔ پست تعددی پائے ریاضی نمونے کے جزو r_{be} کو یہاں $r_{b'e}$ کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 3.187 کے تحت

$$(6.60) \quad r_{b'e} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

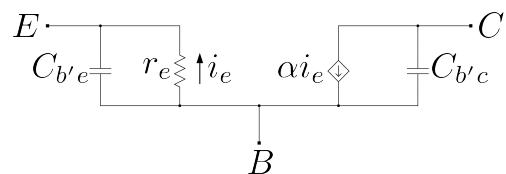
کے برابر ہے۔ $v_{b'e} = i'_b r_{b'e}$ لکھتے ہوئے اور مساوات 3.188 سے $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$ کے استعمال سے شکل الف کے برابر ہے۔ $i_c = \beta i'_b$ کو لکھا کا سکتا ہے جس سے قدر مختلف شکل ب میں دکھایا گیا بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں i_b پر دوبارہ غور کریں۔ یہ $r_{b'e}$ میں 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 گرے گا جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر کی افراش میں کمی رونما ہو گی۔ ٹرانزسٹر کے پست تعددی پائے ریاضی نمونے کو صفحہ 3.34 پر شکل 3.76 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.76 پر میں ٹرانزسٹر کے اندر ورنی کپیسٹر کے شمولیت سے شکل 6.30 حاصل ہوتا ہے جس میں $r_{bb'}$ شامل نہیں کیا گیا۔ پائی ریاضی نمونے کا استعمال مختصر کہ بیس ایمپلیفائزر حل کرتے وقت آتا ہے جہاں $r_{bb'}$ کے اثر کو نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے۔ پائی ریاضی نمونے میں i_e وہ برقی رو ہے جو اندر ورنی مزاحمت r_e میں سے گزرتی ہے۔

6.11.2 مشترک ایمٹر بلند انقطعائی تعدد

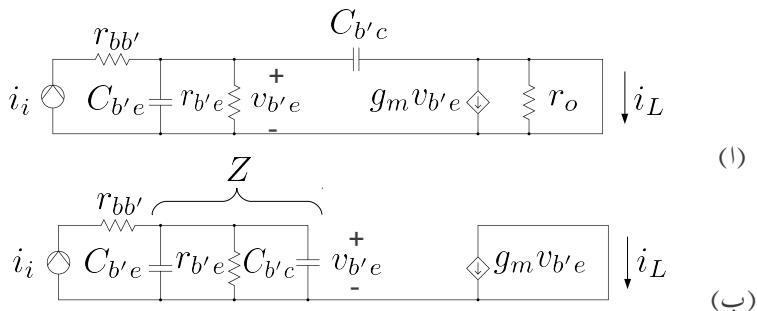
شکل 6.29 الف کے خارجی جانب برقی بوجھ R_L جوڑ کر افراش برقی رو $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کی جاسکتی ہے جس کی قیمت R_L بڑھانے سے گھٹے گی۔ ایسا کرنے کی بجائے، جیسا کہ شکل 6.31 الف میں دکھایا گیا ہے، ہم $R_L = 0$



شکل 6.29: ساده بلند تعددی پائی ریاضی نمونه



شکل 6.30: بلند تعددی ٹی ریاضی نمونه



شکل 6.31: قصر دور برقی رو افرائش

رکھتے ہوئے قصر دور انفرائش برقی رو A_i حاصل کرتے ہیں جو اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت ہے۔ چونکہ $R_L = 0$ سے مراد ٹرانزسٹر کے لکٹر کو اس کے ایمیٹر 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 ایمیٹر بھی برقی زمین پر ہے لہذا $C_{b'c}$ کا یہ سرا ایمیٹر 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 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

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z} &= sC_{b'e} + sC_{b'c} + \frac{1}{r_{b'e}} \\ &= \frac{s(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e} + 1}{r_{b'e}} \end{aligned}$$

۲

$$Z = \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e} + 1}$$

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

$$(6.61) \quad A_i \Big|_{v_{ce}=0} = - \left(\frac{\beta \omega_\beta}{s + \omega_\beta} \right) = - \left(\frac{\beta}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \right)$$

اور $g_m r_{b'e} = \beta$

$$(6.62) \quad \omega_\beta = 2\pi f_\beta = \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}}$$

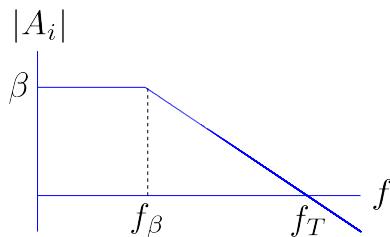
کے برابر ہے۔ A_i کی حقیقی قیمت

$$(6.63) \quad |A_i|_{v_{ce}=0} = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta} \right)^2}}$$

حاصل ہوتی ہے۔ f_β کو ٹرانزسٹر کی قصر دور بلند انقطعی تعدد کہتے ہیں۔ مساوات 6.62 میں $C_{bc'} \gg C_{be'}$ 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 حقیقی قیمت کا بوڈاخط شکل 6.32 میں دکھایا گیا ہے۔ مساوات 6.2 کی مدد سے ہم دیکھتے ہیں کہ f_β ایمپلیناٹر کے دائرة کارکردگی³⁵ B کے برابر ہے۔ بوڈاخط میں f_T تعدد کا ذکر کیا گیا ہے۔ یہ وہ تعدد ہے



شکل 6.32: بلند تعددی بودا خط

جس پر افزائش کی قیمت 0 dB یعنی ایک (1) کے برابر ہو جاتی ہے۔ آئین f_T پر مزید غور کریں۔ مساوات 6.61 سے تعدد کی وہ قیمت حاصل کی جاسکتی ہے جس پر قصر دور افزائش کی حقی قیمت ایک (1) کے برابر ہو۔ اس تعداد کو ω_T لکھتے ہوئے

$$|A_i| = \frac{\beta \omega_\beta}{\sqrt{\omega_T^2 + \omega_\beta^2}} = 1$$

$$\beta \omega_\beta = \sqrt{\omega_T^2 + \omega_\beta^2}$$

اور اس کا مریع لیتے ہوئے حل کرتے

$$\beta^2 \omega_\beta^2 = \omega_T^2 + \omega_\beta^2$$

یعنی

$$(6.65) \quad \begin{aligned} \omega_T^2 &= \beta^2 \omega_\beta^2 - \omega_\beta^2 \\ \omega_T &= \omega_\beta \sqrt{\beta^2 - 1} \end{aligned}$$

چونکہ $\beta \gg 1$ ہوتا ہے لہذا

$$(6.66) \quad \begin{aligned} \omega_T &\approx \beta \omega_\beta \\ f_T &\approx \beta f_\beta \end{aligned}$$

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 کارکردگی³⁶ 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 ایمپلیفیاٹر کے ٹرانزسٹر کی f_T اس اشارے کی تعداد 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 تو 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

$$(6.67) \quad f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \\ \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}}$$

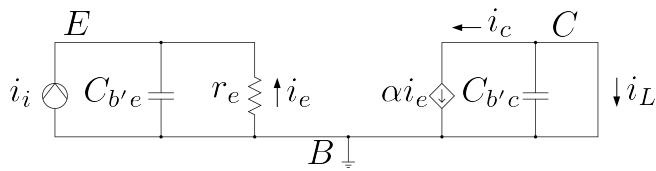
حاصل ہوتا ہے جہاں دوسری قدم پر $C_{b'c}$ کی وجہ سے $C_{b'e}$ کو نظر انداز کیا گیا ہے۔

مساوات 6.66 کے مطابق f_T وہ حتیٰ بلند تعدد ہے جس تک مشترکہ ایمپلیفیاٹر اشارة کا جیطہ بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس مساوات کو حاصل کرتے وقت $C_{b'c}$ کے راستے کلکٹر تک پہنچتے بر قی رو کو نظر انداز کیا گیا جس کی وجہ سے حقیقت میں مشترکہ ایمپلیفیاٹر ایمپلیفیاٹر کبھی بھی f_T تعداد کے اشارات کو نہیں بڑھا سکتا۔

6.11.3 مشترکہ بیس بلند انقطاعی تعدد

آئین مشترکہ بیس طرز پر استعمال کئے جانے والے ایمپلیفیاٹر کی بلند انقطاعی تعدد ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جرے مزاحمت وغیرہ پر بھی مخصر ہو گا۔ دو مختلف ٹرانزسٹروں کا آپس میں موازنہ کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جرے پر زوں 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۔

gain bandwidth product³⁶
data sheet³⁷



شکل 6.33: مشترک بیس قصر دور برقی رو افزائش

$$\begin{aligned}
 A_i \Bigg|_{v_{cb} \rightarrow 0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{i_e} \right) \left(\frac{i_e}{i_i} \right) \\
 &= (-1)(\alpha) \left(\frac{-\frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{r_e + \frac{1}{j\omega C_{b'e}}} \right) \\
 &= \frac{\alpha}{j\omega C_{b'e} r_e + 1}
 \end{aligned}$$

جہاں پہلی قوسین میں منفی کی علامت اس لئے استعمال کئے گئے کہ اس قوسین کے برقی رو i_L اور i_c آپس میں الٹ سمت رکھتے ہیں۔ اسی طرح تیری 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۔

$$(6.68) \quad A_i \Bigg|_{v_{cb} \rightarrow 0} = \frac{\alpha}{j \frac{\omega}{\omega_T} + 1}$$

اس مساوات کے مطابق مشترکہ بیس طرز کے ایمپلیفائر کی بلند انقطعائی تعدد، جسے ω_α لکارا 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 ایمپلیفائر انہاتی بلند انقطعائی تعدد رکھتے ہیں۔ حقیقت میں ω_T کے تعداد پر یہاں استعمال کیا گیا ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ٹریاکٹسی نمونہ درست ثابت نہیں ہوتا لہذا مندرجہ بالا مساوات حقیقت

میں درست نہیں۔ دیکھا یہ گیا ہے کہ

$$(6.70) \quad \omega_a = (1 + \lambda) \omega_T$$

کے برابر ہوتا ہے جہاں λ کی قیمت 0.2 تا 1 ہوتی ہے۔ λ کی عمومی قیمت 0.4 ہے۔

$$f_T \text{ کا تجرباتی تخمینہ} \quad 6.11.4$$

f_T نہایت بلند تعداد ہے جسے ناپنا قدر مشکل ہوتا ہے۔ مساوات 6.63 کو استعمال کرتے ہوئے f_T کو کم تعداد پر ناپا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کے مطابق اگر A_i کو تعداد f_1 پر ناپا جائے جہاں ($f_1 \gg f_\beta$) ہو مثلاً f_1 کی قیمت f_β کے پانچ یا چھ گناہ ہو تو اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.71) \quad |A_i|_{v_{ce}=0} \approx \frac{\beta f_\beta}{f_1} = \frac{f_T}{f_1}$$

لہذا f_1 تعداد 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 $I_{CQ} = 0.75 \text{ mA}$ ، $\beta = 200$ اور $f_\beta = 1.3 \text{ MHz}$ اور $f_T = 41.5 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ 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 بوجہ کئے موجودگی میں بلند تعددی رد عمل

شکل 6.34 میں مشترکہ ایمپلیفائر اور اس کا بلند تعدد مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ یہ بلند تعدد پر استعمال ہونے والے مشترکہ ایمپلیفائر کی عمومی شکل ہے۔ آئیں پہلے مساوی دور کی سادہ شکل حاصل کریں تاکہ توجہ ملر کپیسٹر پر رکھنی آسان ہو۔ پہلے مساوی دور کے داخلی جانب نقطہ دار دائرے میں بند حصے کا مساوی تھوونن دور حاصل کرتے ہیں۔ شکل 6.35 الف میں اس حصے کو پیش کیا گیا ہے جہاں تھوونن برقی دباؤ v_{th} اور تھوونن مزاحمت کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ شکل 6.35 ب میں مساوی تھوونن 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

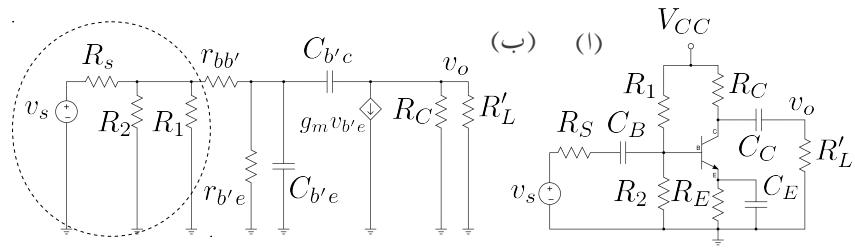
$$(6.73) \quad v_{th} = \left(\frac{R_B}{R_S + R_B} \right) v_s$$

$$(6.74) \quad R_{th} = \frac{R_S R_B}{R_S + R_B}$$

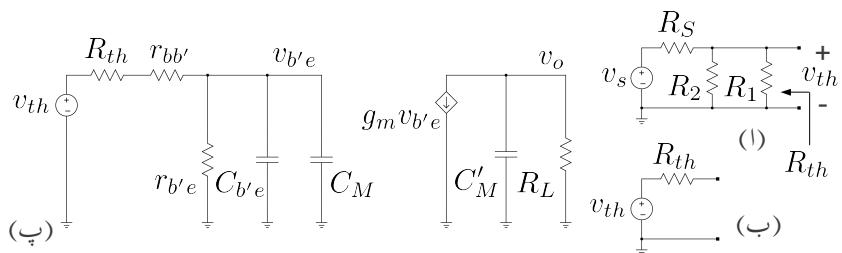
حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 6.34 ب میں R_C اور R'_L متوازی جڑے ہیں۔ ان کے کل مزاحمت کو R_L لکھتے ہیں یعنی

$$(6.75) \quad R_L = \frac{R_C R'_L}{R_C + R'_L}$$

$C_{b'c}$ پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس کے ایک جانب $v_{b'e}$ اور دوسری جانب v_o برقی دباؤ ہے۔ یوں $C_{b'c}$ کے ملر کپیسٹر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ ان تبدیلیوں کی مدد سے شکل 6.35 پ کا سادہ دور حاصل ہوتا ہے جہاں



شکل 6.34: ایمپلیفائر اور اس کا پلند تعدد مساوی دور



شکل 6.35: پلند تعددی سادہ دور

لذما $C_{b'c}$ کو مسئلہ مل کی مدد سے C_M اور C'_M جڑواکپیسٹروں 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

$$(6.76) \quad \frac{1}{\omega C'_M} \gg R_L$$

لذما C'_M کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے شکل 6.36 حاصل ہوتا ہے۔ آئیں دیکھیں کہ مندرجہ بالا مساوات کیوں درست ثابت ہوتا ہے۔

کسی بھی ایمپلیفائر کو بلند اور پست انقطعی تعدد کے مابین درمیانی تعدد کے خطے میں استعمال کیا جاتا ہے جہاں یہ داخلی اشارے کا جیطہ بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس خطے میں ٹرانزسٹر کا پست تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔ اگر شکل 6.35 پ میں پست تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کیا جائے تو مل کپیسٹر 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_{be} کی جگہ $v_{b'e}$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.58 اور 6.59 سے

$$(6.78) \quad C_M = C_{b'c} (1 + g_m R_L)$$

$$(6.79) \quad C'_M = C_{b'c} \left(1 + \frac{1}{g_m R_L} \right)$$

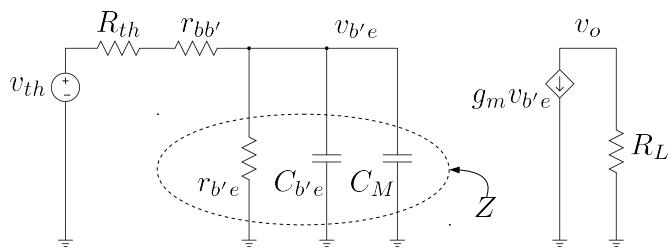
حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعدد کے خطے میں ایمپلیفائر کی افزائش کی حقیقی قیمت $|A_V|$ ایک (1) سے کئی گناہ زیادہ ہوتی ہے (یعنی $g_m R_L \gg 1$) لذما

$$(6.80) \quad C'_M \approx C_{b'c}$$

ہو گا۔ $C_{b'c}$ کی قیمت انتہائی کم ہوتی ہے۔ یوں اس کے برقی رکاوٹ کی حقیقی قیمت برقی بوجھ سے بہت زیادہ ہو گی یعنی

$$(6.81) \quad \left| \frac{1}{j\omega C_{b'c}} \right| \gg R_L$$

لذما $C_{b'c}$ کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ بلند تعدد ایمپلیفائر حل کرتے وقت C_M کو استعمال جگہ C'_M کو استعمال نہیں کیا جاتا۔ یہاں اس بات کو ذہن نشین کر لیں کہ ایمپلیفائر کی افزائش بڑھانے سے C_M کی قیمت بھی بڑھتی ہے۔



شکل 6.36: ملر کپیسٹر کے اثرات

آئین شکل 6.36 کو کرجاف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔ شکل میں C_M اور $C_{b'e}$ متوازی ہٹے ہیں۔ ان کی کل بر قی رکاوٹ کو Z سے ظاہر کرتے ہیں۔ یوں

$$\frac{1}{Z} = s(C_{b'e} + C_M) + \frac{1}{r_{b'e}}$$

—

$$(6.82) \quad Z = \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M) r_{b'e} + 1}$$

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۔

$$\begin{aligned}
 A'_v &= -R_L g_m \left(\frac{\frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}}{R_{th} + r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}} \right) \\
 &= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{[s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1](R_{th} + r_{bb'}) + r_{b'e}} \\
 &= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) + R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}} \\
 &= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) \left[s + \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'})} \right]}
 \end{aligned}$$

ج

$$(6.83) \quad A'_v = - \left[\frac{g_m R_L}{(C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left(\frac{1}{s + \omega_H} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$\begin{aligned}
 \omega_H &= \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'})} \\
 (6.84) \quad &= \frac{1}{[r_{b'e} \parallel (R_{th} + r_{bb'})](C_{b'e} + C_M)} \\
 &\quad \frac{1}{R_m (C_{b'e} + C_M)}
 \end{aligned}$$

ہے۔ ω_H کی مساوات جانی پچانی شکل یعنی $\frac{1}{R_m C}$ ہے جہاں C متوازی جڑے کپیسٹر $C_{b'e}$ اور C_M کی کل کپیسٹنس $(C_{b'e} + C_M)$ ہے جبکہ R_m اس کپیسٹر 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 ہے R_m ہے لیکن

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_{th} + r_{bb'}} \\
 R_m &= \frac{r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'})}{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}
 \end{aligned}$$

جسے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_m = r_{b'e} \parallel (R_{th} + r_{bb'})$$

چونکہ R_{th} کی قیمت $r_{bb'}$ اور $r_{b'e}$ سے بہت زیادہ ہوتی ہے لیکن

$$\begin{aligned} R_{th} &\gg r_{bb'} \\ R_{th} &\gg r_{b'e} \end{aligned}$$

لہذا

$$R_m \approx r_{b'e}$$

کے برابر ہو گا اور یوں

$$(6.85) \quad \begin{aligned} \omega_H &= \frac{1}{(C_{b'e} + C_M) r_{b'e}} \\ f_H &= \frac{1}{2\pi (C_{b'e} + C_M) r_{b'e}} \end{aligned}$$

ω_H کا مساوات 6.64 میں دے سے موافقة 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 ایمپلیفایر کا بلند الفقادی تعداد ω_H ہے لہذا ایمپلیفایر کی افزائش ω_β تعداد پر نہایت کم ہو گی۔

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۔

$$(6.87) \quad A_v \approx - \left(\frac{g_m r_{b'e} R_L}{R_{th} + r_{bb'}} \right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}} \right)$$

لکھتے ہوئے $g_m r_{b'e} = \beta$

$$A_v \approx - \left(\frac{\beta R_L}{R_{th} + r_{bb'}} \right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}} \right)$$

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 میں شکل 6.34 میں

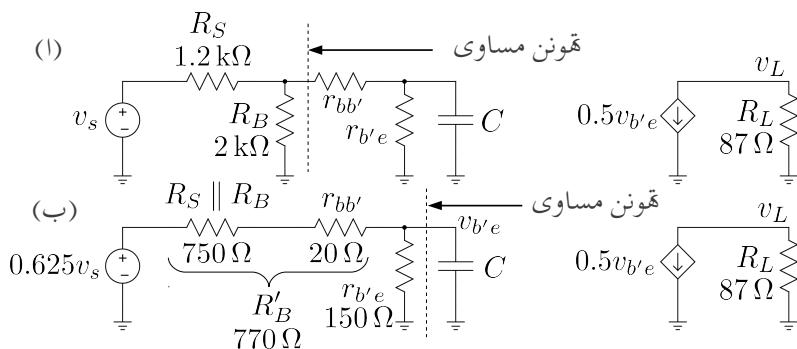
$$\begin{array}{lll} V_{CC} = 15 \text{ V} & R_1 = 7 \text{ k}\Omega & R_2 = 2.8 \text{ k}\Omega \\ R_C = 650 \Omega & R'_L = 100 \Omega & R_E = 260 \Omega \\ C_{b'c} = 2 \text{ pF} & C_{b'e} = 220 \text{ pF} & r_{bb'} = 20 \Omega \\ & \beta = 75 & R_S = 1.2 \text{ k}\Omega \end{array}$$

لیتے ہوئے درمیانی تعدد پر افزائش A_v اور بلند انقلائی تعدد f_H حاصل کریں۔ اس ایمپلیفائز کی

حل: حصہ 6.11.5 میں اسی کو کرچاف کے قوانین کی مدد سے حل کیا گیا۔ اس مثال کو مسئلہ نارٹن اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے حل کرتے ہیں۔

لکھتے ہوئے $R_L \parallel R_C \parallel R'_L$

$$R_L = \frac{650 \times 100}{650 + 100} = 87 \Omega$$



شکل 6.37: مسئلہ نارٹن اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے دور کا حل

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.34 ب سے مسئلہ ملکی مدد سے شکل 6.37 اف حاصل ہوتا ہے جہاں

$$\begin{aligned}
 C &= C_{b'e} + C_M \\
 &= C_{b'e} + (1 + g_m R_L) C_{b'e} \\
 &= 220 \times 10^{-12} + (1 + 0.5 \times 87) \times 2 \times 10^{-12} \\
 &= 220 \text{ pF} + 89 \text{ pF} \\
 &= 309 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

کے برابر ہے اور $R_B \parallel R_1 \parallel R_2$ کہا گیا ہے یعنی

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7000 \times 2800}{7000 + 2800} = 2 \text{ k}\Omega$$

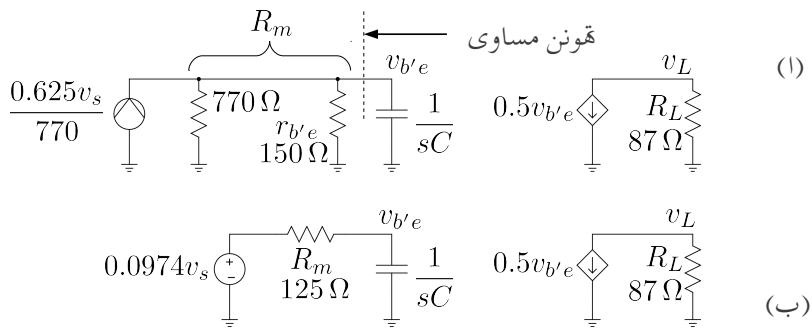
اس شکل میں نقطہ دار لکیر کے باسیں جانب کا مساوی تھونن دور لیتے ہوئے شکل 6.37 ب حاصل ہوتا ہے جہاں تھونن مساوی مقدار

$$\left(\frac{R_B}{R_S + R_B} \right) v_s = 0.625 v_s \quad \text{دباؤ برقی تھونن}$$

$R_S \parallel R_B = 750 \Omega$ مراحمت تھونن

بی۔ شکل 6.37 ب کے نقطہ دار لکیر سے باسیں جانب حصے کا اب مساوی نارٹن دور لیتے ہیں جسے شکل 6.38 اف میں دکھایا گیا ہے جہاں نارٹن مساوی بر قی رہا

$$\frac{0.625 v_s}{R'_B} = \frac{0.625}{770} v_s$$



شکل 6.38: مسئلہ نارٹن اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے دور کا حل

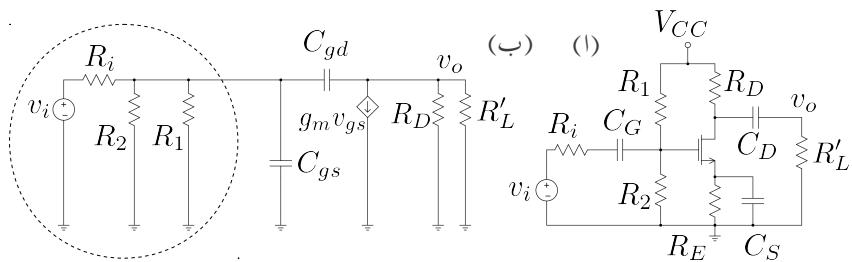
کے برابر ہے۔ شکل 6.38(a) میں نقطہ دار لکیر کے بائیں جانب حصے کا تھونن مساوی دور لیتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.38(b) کو دیکھ کر $v_{b'e}$ کی مساوات لکھی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned} v_{b'e} &= 0.0974v_s \left(\frac{\frac{1}{sC}}{125 + \frac{1}{sC}} \right) = 0.0974v_s \left(\frac{1}{125 \times sC + 1} \right) \\ &= \frac{0.0974v_s}{1 + \frac{j\omega}{26 \times 10^6}} = \frac{0.0974v_s}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \end{aligned}$$

زنجیری ضرب سے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{b'e}} \times \frac{v_{b'e}}{v_s} \\ &= -87 \times 0.5 \times \left(\frac{0.0974}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \right) \\ &= \frac{-4.2}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں سے بلند انقطاعی تعداد تقریباً $f_H = 4 \text{ MHz}$ جبکہ درمیانی تعداد کی افزائش $A_{vD} = -4.2 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ حاصل ہوتی ہے۔



شکل 6.39: ماسفیٹ ایمپلیفیائر اور اس کا بلند تعددی مساوی دور

6.11.6 مشترکہ سورس ماسفیٹ ایمپلیفیائر کا بلند تعددی رد عمل

شکل 6.39 الف میں ماسفیٹ ایمپلیفیائر 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_{gd} اور C_{gs} اندرونی کپیسٹر کی شمولیت سے حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 6.39 ب اور شکل 6.34 ب تقریباً یہیں میں 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 C_{gd} قیمت 5 pF سے بھی کم ہوتی ہے۔ پست تعددی ماسفیٹ کے C_{gd} کی قیمت 0.5 pF سے بھی کم ہوتی ہے۔

$$R_L = \frac{R'_L R_D}{R'_L + R_D}$$

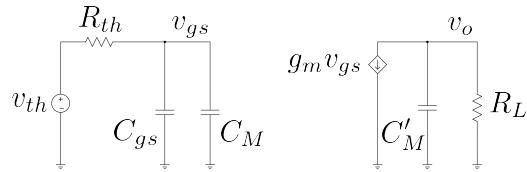
$$R_G = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

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 ملک کپیسٹر استعمال کرتے ہوئے شکل 6.40 حاصل ہوتا ہے۔ آئین اس مرتبہ C'_M کو نظر اندازناہ کرتے



شکل 6.40: ماسنیٹ ایمپلیفائز میں ملر کیسٹر کا اثر

ہوئے دور کو حل کریں۔ متوازی جڑے Z_L کی برتقی رکاوٹ کو 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۔ یہاں

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_{th}} &= \left(\frac{v_o}{i_d} \right) \left(\frac{i_d}{v_{gs}} \right) \left(\frac{v_{gs}}{v_{th}} \right) \\ &= (-Z_L) (g_m) \left(\frac{\frac{1}{j\omega(C_{gs}+C_M)}}{R_{th} + \frac{1}{j\omega(C_{gs}+C_M)}} \right) \\ &= - \left(\frac{g_m R_L}{j\omega C'_M R_L + 1} \right) \left(\frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M) R_{th} + 1} \right) \end{aligned}$$

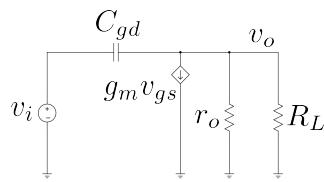
اس میں

$$(6.89) \quad \omega'_H = \frac{1}{C'_M R_L}$$

$$(6.90) \quad \omega_H = \frac{1}{(C_{gs} + C_M) R_{th}}$$

لیتے ہوئے

$$(6.91) \quad \frac{v_o}{v_{th}} = - \left(\frac{g_m R_L}{j \frac{\omega}{\omega'_H} + 1} \right) \left(\frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right)$$



شکل 6.41: بلند ترین ممکنہ انقطاعی تعدد کا حصول

لکھا جا سکتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ C'_M سے ω'_H حاصل ہوتا ہے جسے گزشتہ ہے میں نظر انداز کیا گیا تھا۔ حقیقت میں $\omega_H \gg \omega'_H$ ہوتا ہے لہذا ماسفیٹ ایمپلیفیٹر میں بھی C'_M کی موجودگی کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ یوں تعداد 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 دارود مدار R_{th} پر ہے۔ آئیں دیکھیں کہ ماسفیٹ کی ماسفیٹ کی بلند ترین انقطاعی تعدد کس صورت حاصل ہو گی۔ 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 ہو گا۔ v_o جوڑ پر کرچاف کے قانون برائے برقی روکے مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} \frac{v_o - v_i}{\frac{1}{j\omega C_{gd}}} + g_m v_i + \frac{v_o}{\frac{R_L r_o}{R_L + r_o}} &= 0 \\ \frac{v_o}{v_i} &= \left(\frac{R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[\frac{j\omega C_{gd} - g_m}{1 + \omega C_{gd} \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)} \right] \end{aligned}$$

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

$$\frac{g_m}{C_{gd}} \gg \frac{1}{C_{gd} \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)}$$

جس

$$(6.97) \quad g_m \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right) \gg 1$$

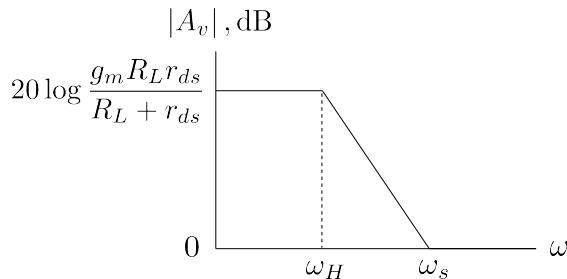
لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 6.96 کا بودا خط شکل 6.42 میں دکھایا گیا ہے۔ ω_H کی قیمت R_L سے وابسط ہے۔ اگر $R_L \rightarrow \infty$ کر دیا جائے تو بلند ترین انقطعی تعدد

$$(6.98) \quad \omega_H \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{1}{C_{gd} r_o}$$

حاصل ہو گی جو ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء C_{gd} اور r_o پر منحصر ہے۔

6.12 مشترکہ کلکٹر ایمپلیفائر کا بلند تعددی رد عمل

شکل 6.43 میں کلکٹر مشترک ایمپلیفائر 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



شکل 6.42: ماسفیٹ ایمپلیفیائر کا بودا خط

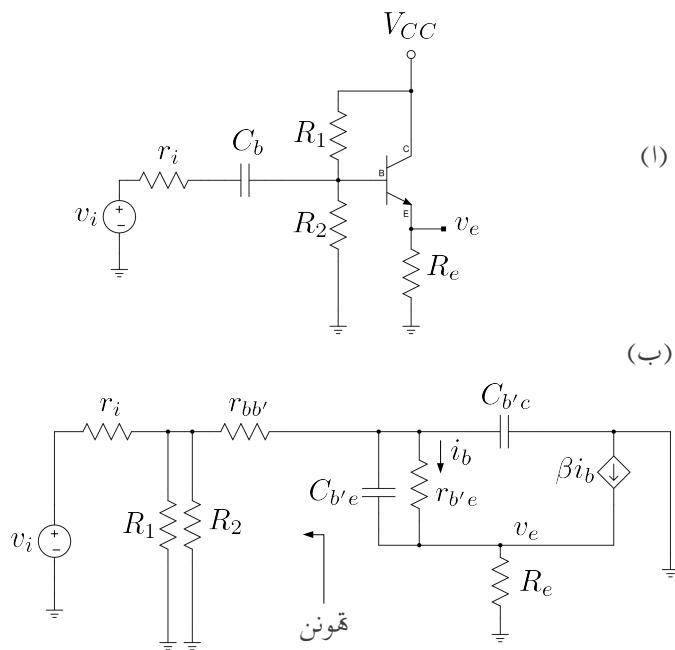
$r_{b'e}$ سے گزرتی برقی رو i_b کو ٹرانزسٹر β گناہ بڑھاتا ہے۔ اس شکل میں کپیسٹر $C_{b'e}$ کا باکیں جانب کا مساوی تھونن دور حاصل کرتے ہیں

$$V_{th} = \left(\frac{R_1 \parallel R_2}{r_i + R_1 \parallel R_2} \right) v_i = v_s$$

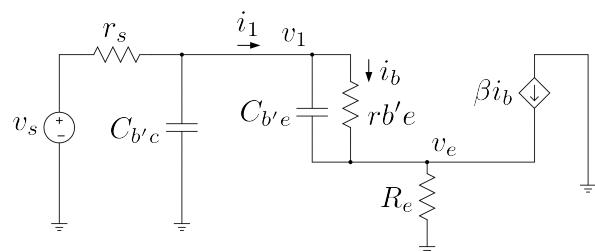
$$R_{th} = r_i \parallel R_1 \parallel R_2 + r_{bb'} = r_s$$

جہاں تھونن برقی دباؤ کو v_s اور تھونن برقی مزاحمت کو r_s لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں $C_{b'e}$ کا ایک سرا برقی زمین سے جڑا ہے۔ یوں شکل ب کو شکل 6.44 کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے کرچاف کے قانون برقی رو کے استعمال سے ایمپ 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 6.43: کلکٹر مشترک بلند تعددی رد عمل



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 جو v_1 پر کرجاف کے قانون برائے برقی رو کے استعمال سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\frac{v_1 - v_s}{r_s} + v_1 sC_{b'c} + (v_1 - v_e) sC_{b'e} + \frac{v_1 - v_e}{r_{b'e}} = 0$$

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۔ باسیں 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

$$\left[\frac{1}{r_s} (1 + s r_s C_{b'c}) + \frac{\frac{1}{r_s} (1 + s r_s C_{b'c}) + \frac{1}{r_{b'e}} (s r_{b'e} C_{b'e} + 1)}{\frac{R_e (\beta+1)}{r_{b'e}} \left(s \frac{r_{b'e} C_{b'e}}{\beta+1} + 1 \right)} \right] v_e = \frac{v_s}{r_s}$$

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 جا سکتا ہے۔ کسر کے اوپر حصے میں تمام توانیں کھولتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا 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

$$A = \frac{R_e (\beta + 1)}{r_{b'e}} + 1 + \frac{r_s}{r_{b'e}}$$

$$B = \frac{R_e (\beta + 1)}{r_{b'e} \omega_T} + \frac{R_e (\beta + 1)}{r_{b'e} \omega_1} + \frac{1}{\omega_1} + \frac{r_s}{r_{b'e} \omega_\beta}$$

$$C = \frac{R_e (\beta + 1)}{r_{b'e} \omega_T \omega_1}$$

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 $(\beta + 1) R_e \gg r_s + r_{b'e}$ تو اس مساوات کو اس طرح لکھا جاسکتا ہے

$$(6.104) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_T}}{1 + j\omega \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1 + \frac{r_s}{R_e}}{\omega_T} \right) + \frac{j\omega}{\omega_T} \frac{j\omega}{\omega_1}}$$

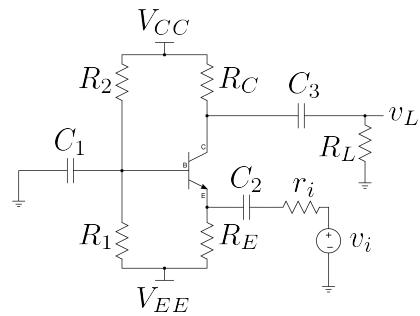
6.13 مشترک بیس ایمپلیفائر کا بلند انقطعائی تعدد

شکل 6.45 میں بیس مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 334 پر ٹرانزسٹر کا ٹی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جسے پائیے ریاضی نمونہ کی شکل میں بناتے ہوئے شکل 6.45 کا بلند تعدادی مساوی دور شکل 6.46 میں دکھایا گیا ہے۔ ہر یک اشاراتی دور میں R_1 اور R_2 دونوں کے درجے سرے بر قی زمین پر ہیں لہذا انہیں نہیں دکھایا گیا۔ چونکہ ٹرانزسٹر کا میں سرا بر قی زمین پر ہے لہذا $C_{b'e}$ کا ایک سرا بر قی زمین پر ہو گا اور یوں اسے کلکٹر اور بر قی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔

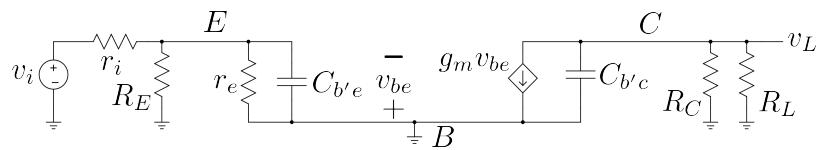
مساوی دور سے دو انقطعائی تعدد حاصل ہوتے ہیں یعنی

$$(6.105) \quad \omega_{H1} = \frac{1}{(r_e \| R_E \| r_i) C_{b'e}}$$

$$\omega_{H2} = \frac{1}{(R_C \| R_L) C_{b'e}}$$



شكل 6.45: بیس مشترک ایمپلیفیٹر



شكل 6.46: بیس مشترک ایمپلیفیٹر کا مساوی دور

درمیانی تعدد پر انفرائش حاصل کرتے وقت $C_{b'e}$ اور $C_{b'c}$ کو کھلے دور قصور 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 جا سکتا 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

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 5 \text{ V}, & V_{EE} &= -5 \text{ V}, & R_E &= 600 \Omega \\ R_1 &= 6 \text{ k}\Omega, & R_2 &= 38 \text{ k}\Omega, & R_C &= 5 \text{ k}\Omega \\ R_L &= 10 \text{ k}\Omega, & r_i &= 100 \Omega \end{aligned}$$

بیں۔ ٹرانزسٹر کا $\beta = 149$ 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

$$g_m = \frac{1.04 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.0416 \text{ S}$$

$$r_e = 24 \Omega$$

$$r_{b'e} = 24 \times 150 = 3.6 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

$R_{b'e}$ کے متوازی کل مزاحمت $C_{b'e}$

$$\frac{1}{R_{be'}} = \frac{1}{24} + \frac{1}{600} + \frac{1}{100}$$

$$R_{be'} = 18.75 \Omega$$

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

$$f_{H1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 18.75 \times 35 \times 10^{-12}} = 242 \text{ MHz}$$

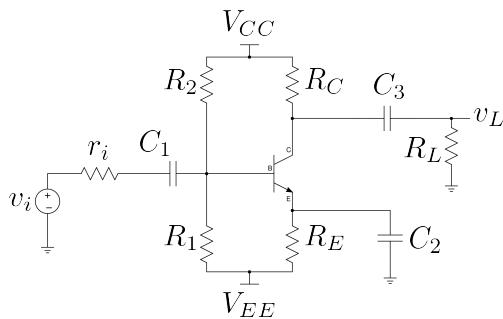
$$f_{H2} = \frac{1}{2 \times \pi \times 3333 \times 4 \times 10^{-12}} = 11.93 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتے ہیں لہذا اس ایمپلیفائر کا بلند انقطعائی تعدد 11.93 MHz ہے۔ اس مثال میں بلند انقطعائی تعدد کا دارودار $C_{b'e}$ پر ہے ناکہ $C_{b'c}$ پر۔

$$A_v = \left(\frac{5000 \times 10000}{5000 + 1000} \right) 0.0416 \left(\frac{\frac{24 \times 600}{24+600}}{\frac{24 \times 600}{24+600} + 100} \right)$$

$$= 26 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 6.15: گروشنہ مثال کے دور میں اگر داخلی اشارہ ہیں پر مہیا کیا جائے تو ایک مشترک ایمپلیفائر حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.47 میں دکھایا گیا ہے۔ بقیا تمام متغیرات وہی رکھتے ہوئے دیکھتے ہیں کہ اس صورت میں بلند انقطعائی تعدد کیا حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.47: ایمٹر مشترک ایمپلیفیائر

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

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{100} + \frac{1}{5182} + \frac{1}{3600}$$

$$R_m = 95.5 \Omega$$

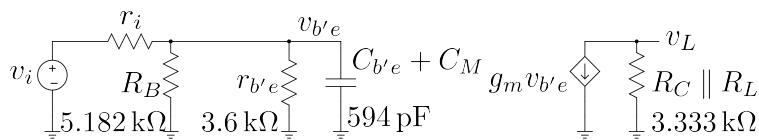
حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطعی تعدد

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 95.5 \times 594 \times 10^{-12}} = 2.8 \text{ MHz}$$

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 ایمپلیفیائر کی بلند انقطعی تعدد ایمٹر مشترک ایمپلیفیائر کے بلند انقطعی تعدد سے تقریباً سوا چار گناہ زیادہ ہے۔



شکل 6.48: ایمٹر مشترک ایمپلیفائر کے انقطاعی تعدد حاصل کرنے کے لئے درکار مساوی دور

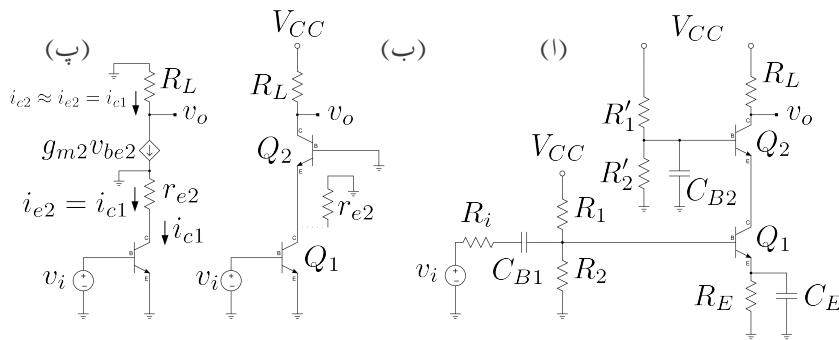
6.14 کیسکوڈ ایمپلیفائر

ایمپلیفائر کے بلند تعددی رد عمل پر غور کے دوران یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگرچہ $C_{b'e}$ کی قیمت نہیات کم لیکن ملر کپیسٹر³⁸ کی وجہ سے بلند انقطاعی نقطہ تعین کرنے میں اس کا کردار نہیات اہم ہے۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر بلند انقطاعی 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 کپیسٹر کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر زیادہ سے زیادہ تعدد پر بلند تر انقطاعی نقطہ حاصل ہوتا ہے۔⁴⁰

شکل 6.49 الف میں کیسکوڈ ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ Q_1 اور اس کے ساتھ منسلک R_E , R_2 , R_1 اور C_E مل کر مشترکہ ایمٹر طرز کا ایمپلیفائر بناتے ہیں جسے کپیسٹر 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 ہیں پر بیروفنی کپیسٹر C_{B2} کا کردار نہیات اہم ہے۔ درکار تعداد پر C_{B2} بطور قصر دور کام کرتے ہوئے Q_2 کے ہیں کو برقی زمین پر رکھتا ہے۔ Q_2 اور اس کے ساتھ منسلک R'_1 , R'_2 اور C_{B2} مل کر مشترکہ ہیں طرز کا ایمپلیفائر بناتے ہیں۔

کیسکوڈ کی بلند انقطاعی تعدد اس میں پائے جانے والے Q_1 پر مبنی مشترکہ ایمٹر طرز کے ایمپلیفائر اور Q_2 پر مبنی مشترکہ ہیں طرز کے ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد پر مخصوص ہو گی۔ مساوات 6.62 اور مساوات 6.69 ان ایمپلیفائر کی قصر دور بلند تر انقطاعی تعدد ω_β اور ω_α دیتے ہیں جن کے تحت $\omega_T = \omega_\alpha = \beta\omega_\beta$ کے برابر ہے جہاں ω_β مشترکہ ایمٹر طرز کے ایمپلیفائر کی قصر دور بلند انقطاعی تعدد جبکہ ω_α مشترکہ ہیں طرز کے ایمپلیفائر

Miller capacitor³⁸فریڈرک وین بنت نے اس ایمپلیفائر کو دریافت کیا اور اس کا نام کیسکوڈ ایمپلیفائر رکھا۔ cascode amplifier⁴⁰



شکل 6.49: کیسکوڈ ایمپلیفیائر

کی قصر دور بلند انقطائی تعداد ہے۔ چونکہ $\omega_a = \omega_T$ کے برابر ہے لہذا مشترکہ میں طرز کا ایمپلیفیائر ٹرانزسٹر کے ω_T تعداد تک قابل استعمال ہوتا ہے۔ اس کے برکس مشترکہ ایمپلیفیائر کی بلند انقطائی تعداد C_M پر مختص ہوتی ہے جو اخود اس پر لدے بر قی بوجھ R_L پر مختص ہوتا ہے۔ یوں کیسکوڈ ایمپلیفیائر کی بلند تعددی انقطائی تعداد اس میں پائے جانے والے مشترکہ ایمپلیفیائر کی بلند انقطائی تعداد پر مختص ہو گا۔ آئینک اب اس پر غور کریں۔

شکل 6.49 ب میں کیسکوڈ ایمپلیفیائر کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزسٹر مائل کرنے والے اجزاء نہیں دکھائے گئے تاکہ کیسکوڈ ایمپلیفیائر کی بنیادی کارکردگی پر توجہ رہے۔ اس شکل میں Q_2 کا مزاحمت r_{e2} بطور Q_1 کے بر قی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ Q_2 کو Q_1 کے باہر دکھاتے ہوئے اسے Q_1 کے کلکٹر اور بر قی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں Q_2 کا ریاضی نمونے⁴¹ استعمال کرتے ہوئے اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ Q_1 کے کلکٹر اور بر قی زمین کے درمیان r_{e2} نسب ہے۔

کا بر قی بوجھ r_{e2} لیتے ہوئے

$$(6.106) \quad C_M = (1 + g_m r_{e2}) C_{b'c}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ Q_1 اور Q_2 میں باریک سمتی بر قی رو I_{CQ} گزرتا ہے لہذا $g_{m1} = g_{m2} = r_{e1} = r_{e2} = r_e = \frac{1}{g_m} = r_e$ اور $g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$ ہو گے۔ آپ یہ بھی دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی بر قی رو $i_{c1} = i_{c2} \approx i_{c2}$ ہو گا۔ پوں $g_{m1} r_{e2} = 1$ ہوئے ہوئے

$$(6.107) \quad C_M = (1 + 1) C_{b'c} = 2C_{b'c}$$

⁴¹ ریاضی نمونے پر حصہ 3.14.1 میں تبصرہ کیا گیا ہے

حاصل ہوتا ہے جو کہ کم ترین مکنہ مل کپیسر ہے۔ C_M کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر مشترکہ ایمٹر طرز کے ایمپلیفائر کی بلند انقطائی تعداد زیادہ سے زیادہ تعداد پر حاصل ہوتی ہے۔

شکل 6.50 میں Q_1 کا بلند تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں r_{e2} کو بطور برقی بوجہ دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے R_1 اور R_2 کے کل مزاجمت کو R_B لکھتے ہیں یعنی

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

یوں متوازی جڑے مزاجمت R_1 ، R_2 اور R_m کی کل مقدار r_{be} 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

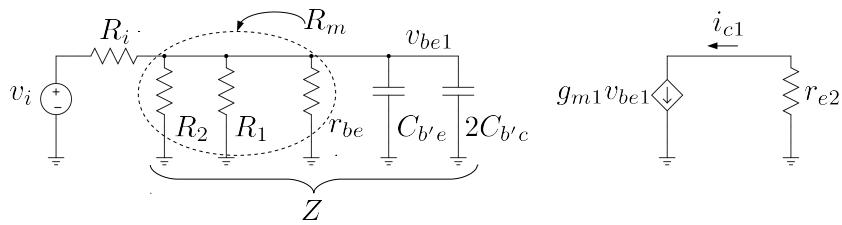
$$R_m = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

اسی طرح متوازی جڑے R_m اور دو کپیسروں کی برقی رکاوٹ Z کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) + \frac{1}{R_m}$$

ایمپلیفائر کی موصل نما افرائش $G_M = \frac{i_c}{v_i}$ 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: کیسکروڈ ایمپلیفیائر باریک اشاراتی تجزیہ

اس میں $\frac{1}{Z}$ استعمال کرتے

$$\begin{aligned} G_m &= \frac{g_m}{R_i \left[j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) + \frac{1}{R_m} \right] + 1} \\ &= \frac{g_m}{j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i + \frac{R_i}{R_m} + 1} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کے نچلے حصے سے 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 پات کی وضاحت کی گئی ہے کہ Q_2 میں وہی بر قی رو گزرتی ہے جو Q_1 میں گزرتی

ہے اور یوں $i_{c2} = i_{c1}$ ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے کیکوڈ 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 تعداد پر افزائش ہے جو

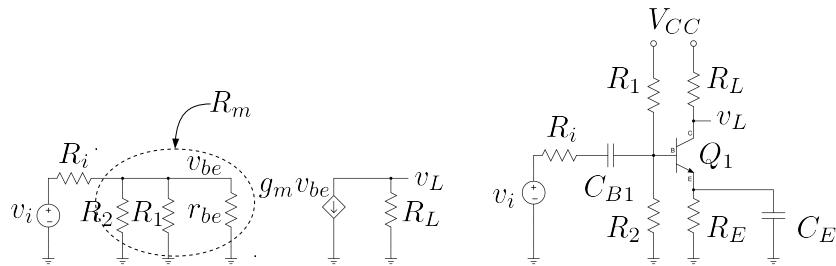
$$(6.111) \quad A_{vD} = - \left(\frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) = - \left(\frac{g_m R_L R_m}{R_i + R_m} \right)$$

کے برابر ہے۔ اس طرح کیکوڈ ایمپلیفائر پوری برقی دباؤ کی افزائش دیتے ہوئے بلند انقطائی تعداد کو بلند تر تعداد 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 جا سکتا ہے جہاں کپیسٹر $C_{b'e} + 2C_{b'c}$ کے متوازی کل مزاحمت $R_i \parallel R_m$ دراصل متوازی جڑے، R_i اور r_{be} کی کل مزاحمت ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیکوڈ ایمپلیفائر کی بلند انقطائی تعداد کو بھی $\omega_H = \frac{1}{RC}$ کی شکل میں لکھا جا سکتا ہے جہاں C کل کپیسٹر اور R اس کے ساتھ متوازی جڑی کل مزاحمت ہے۔

شکل 6.49 الف میں Q_1 مشترک ایمپلیفائر ہے۔ اگر Q_2 کو دور سے نکال کر R_L کے ایمپلیفائر کے ساتھ جوڑا جائے تو شکل 6.51 میں دکھایا گیا مشترک ایمپلیفائر حاصل ہو گا جس کا درمیانی تعداد 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 ایمپلیفائر کا مشترک ایمٹر حصہ

$$\begin{aligned}
 (6.113) \quad A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\
 &= -R_L g_m \left(\frac{R_m}{R_i + R_m} \right) \\
 &= \frac{-g_m R_L R_i}{R_i + R_m}
 \end{aligned}$$

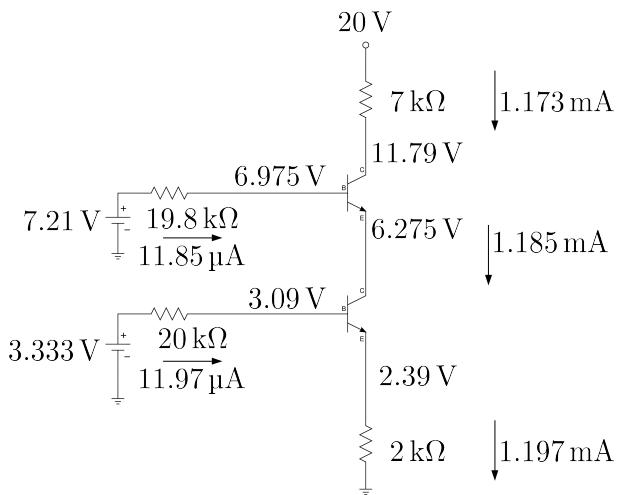
اس مساوات کا مساوات 6.111 کے ساتھ موازنہ کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ کیسکوڈ ایمپلیفائر کی درمیانی تعدد پر انداز وہی ہے جو مشترک ایمپلیفائر کی ہے۔ کیسکوڈ ایمپلیفائر کی افادیت اس حقیقت میں ہے کہ اس کا بلند انقطائی تعدد کافی زیادہ تعدد پر پایا جاتا ہے۔

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 ایمپلیفائر کے تمام یکستی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔

حل: شکل 6.52 میں اس کا یک سمنی دور دکھایا گیا ہے جہاں Q_1 اور Q_2 کے بیس جانب مسئلہ چونے سے حاصل مساوی ادوار نسب کر دئے گئے ہیں۔



شکل 6.52: کیسکوڈ ایمپلیفائر کے یک سمتی متغیرات

Q₁ 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۔

Q₂ کا برقی رو مساوات 6.114 کے طرز پر تاب حاصل کیا جاسکتا ہے جب اس کے ایکٹر پر نسب مزاحمت معلوم ہو۔ یہاں ایسا کوئی مزاحمت نظر نہیں آ رہا۔ یہاں طریقہ سوچ کچھ یوں ہے۔ چونکہ Q₁ کے کلکٹر پر 1.185 mA

پایا جاتا ہے لہذا Q_2 کا I_{E2} بھی ہو گا۔ اگر ایسا ہو تو

$$I_{C2} = \left(\frac{99}{99+1} \right) \times 1.185 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = \frac{1.185 \text{ mA}}{99+1} = 11.85 \mu\text{A}$$

ہوں گے۔

آئیں اب حاصل کردہ برقی روکو استعمال کرتے ہوئے مختلف مقامات پر برقی دباؤ حاصل کریں۔ Q_1 کے بیٹھ 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 ملکٹر 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 قیتیں 0.2 V 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 قیتیں 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 کمیکوڈ ایمپلینفائز صحیح کام نہیں کرے گا۔ تخلیق دیتے وقت اس بات کا خیال رکھا جاتا ہے کہ دونوں ٹرانزسٹر یک سمی برقی رو گزارتے ہوئے افزائندہ رہیں۔

مثال 6.17: مثال 6.16 میں دئے معلومات کو استعمال کرتے ہوئے کمیکوڈ ایمپلینفائز کی درمیانی تعداد پر افزائش اور بلند انتظامی تعدد f_H حاصل کریں۔

حل: Q_1 کا یک سمی 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 یک سمی 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 تعداد 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

$$A_{vD} = \frac{-0.04788 \times 7000 \times 1873}{100 + 1873} = -318 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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۔

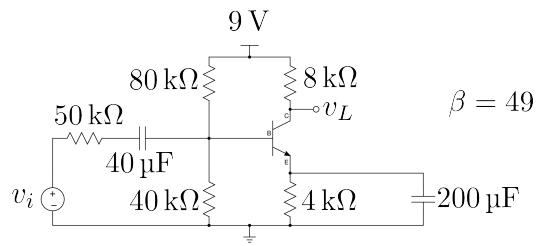
اب تک اس باب میں ہم پست انقطاعی تعداد، بلند انقطاعی تعداد اور درمیانی تعداد پر افزائش کی مثالیں دیکھتے رہے ہیں۔ آئیں ان تینوں کو یکجا کرتے ہوئے اس کا بودا خط حاصل کریں۔

مثال 6.18: شکل 6.53 میں ٹرانزسٹر کی پست اور بلند انقطاعی تعداد حاصل کریں۔ درمیانی تعداد پر افزائش حاصل کرتے ہوئے افزائش کے سمتی قیمت کا مکمل بودا خط کچھ پیسیں۔

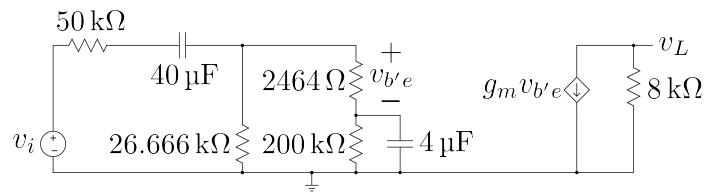
حل: یک سمتی تجویزی سے $I_C = 0.507 \text{ mA}$ حاصل ہوتے ہیں جس سے $V_{BB} = 3 \text{ V}$ اور $R_B = 26.666 \Omega$ اور $r_{b'e} = 2500 \Omega$ اور $r_e = 50 \Omega$ اور $g_m = 0.02 \text{ S}$ ہیں۔

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 ایمٹر کا مکمل تعددی رد عمل



شکل 6.54: مشترک ایمٹر کا کم تعدد پر مساوی دور

شکل 6.54 میں کم تعداد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں $\frac{C_E}{\beta+1} = 4 \mu F$ اور $R_E = 200 k\Omega$ ($\beta + 1$) کیا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ پست انقطائی استعمال کرنے کے لئے مرازنے کے اندر ونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ پست انقطائی تعداد C_E سے حاصل کیا گیا ہے اور اس تعداد پر $40 \mu F$ کے کپیسٹر کو قصر دور تصور کرتے ہیں۔ یوں پست انقطائی تعداد f_L کو $4 \mu F$ اور اس کے متوازی کل مزاہت R سے حاصل کرتے ہیں۔ اگر 2464Ω کو نظر انداز کیا جائے تو

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{200000}$$

$$R = 16 k\Omega$$

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 تعداد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں یہ ونی 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 مزاہت کو R کہتے ہوئے

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{2464}$$

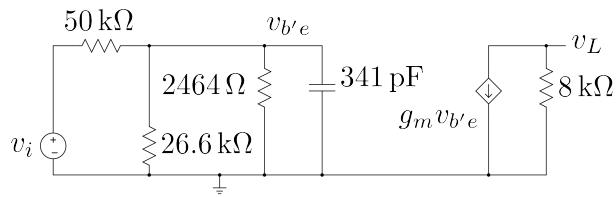
$$R = 2158 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطائی تعداد f_H

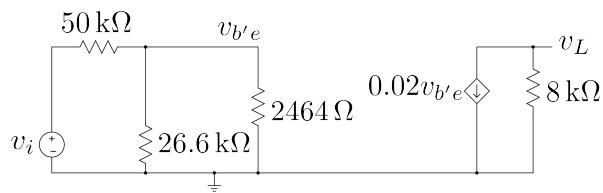
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 2158 \times 336 \times 10^{-12}} = 219 \text{ kHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

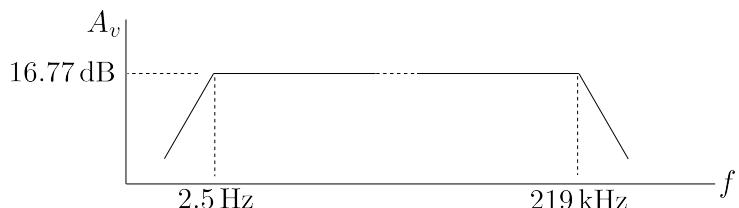
درمیانی تعداد پر شکل 6.56 حاصل ہوتا ہے جس میں متوازی جڑے $26.666 k\Omega$ اور $2.464 k\Omega$ کی کل مزاہت کو $2.255 k\Omega$ لیتے ہوئے



شکل 6.55: مشترک ایمٹر کا زیادہ تعدد پر مساوی دور



شکل 6.56: مشترک ایمٹر کا درمیانی تعدد پر مساوی دور



شکل 6.57: مشترک ایمٹر کا مکمل بوڈا خط

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -8000 \times 0.02 \times \frac{2255}{2255 + 50000} = -6.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان تمام معلومات کو شکل 6.57 کے بودا خط میں دکھایا گیا ہے۔

6.15 فلٹر یا چھلنی

ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعداد رکھنے والے اشارات کو گزرنے دے کو پئی گزار فلٹر⁴² یا پئی گزار چھلنی کہتے ہیں۔ اس کے بر عکس ایک ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعداد رکھنے والے اشارات کو روک دے اور انہیں گزرنے نہ دے کو پئی روک فلٹر⁴³ یا پئی روک چھلنی کہتے ہیں۔ شکل 6.58 الف میں پئی گزار فلٹر، شکل ب میں پئی روک فلٹر، شکل پ میں پست گزار فلٹر جبکہ شکل ت میں بلند گزار فلٹر کی افزائش بال مقابل تعداد کے خط دکھائے گئے ہیں۔ حقیقت میں ایسے کامل فلٹر نہیں پائے جاتے اور حقیق پست گزار فلٹر_H سے قدر بلند تعداد کے اشارات کو بھی گزارتا ہے۔ فلٹر ایسے قلیوں سے حاصل کیا جاتا ہے جس کا خط شکل 6.58 کے قریب قریب ہو۔

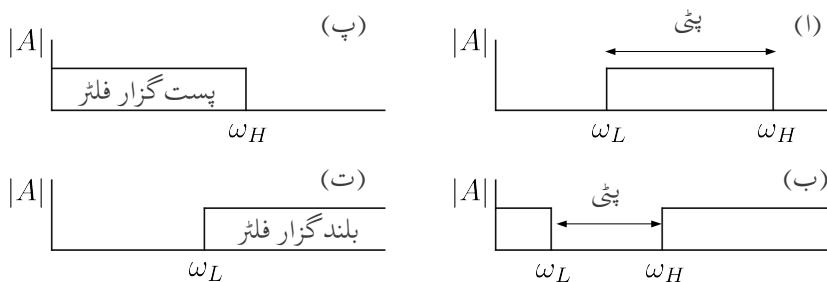
حسابی ایکپلینار استعمال کرتے ہوئے ہر قسم کے فلٹر تخلیق دئے جاتے ہیں۔ ایسے فلٹروں میں بٹ ورت فلٹر کا اپنا ایک مقام ہے۔ آئیں اس پر غور کرتے ہیں۔

6.16 بٹ ورت فلٹر (چھلنی)

کسی بھی n درجی تسلسل کو

$$s^n + c_{n-1}s^{n-1} + c_{n-2}s^{n-2} + \cdots + c_2s^2 + c_1s + c_0$$

band pass filter⁴²
band stop filter⁴³



شکل 6.58: فلٹر یا چہلنی کے اقسام

کی صورت میں لکھا جاسکتا ہے جہاں $s = \sigma + j\omega$ مخلوط تعداد جکہ c_1, c_2, c_3 وغیرہ، تسلسل کے ضریبیہ مستقل ہیں۔ جفت 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 جاسکتا 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 دھیماپن کا مستقل⁴⁴ اور ω_m کو آزاد قدرتی تعدد⁴⁵ کہا جاتا ہے۔ طاق n یعنی $n = 1, 3, 5, \dots$ کی صورت میں $(s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2)^{\frac{n-1}{2}}$ دو درجی کلیات اور ایک عدد $(s + \omega_0)$ کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(6.116) \quad (s + \omega_0) (s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2) (s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2) \dots$$

بڑورت تسلسل⁴⁶ $B_n(s)$ میں مساوات 6.115 اور مساوات 6.116 میں تمام ω_m برابر ہوتے ہیں۔ ایکی صورت میں تمام ω_m کو ω_0 لکھتے ہوئے بڑورت تسلسل کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(6.117) \quad \begin{aligned} B_n(s) &= (s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2) (s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2) \dots \\ B_n(s) &= (s + \omega_0) (s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2) (s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2) \dots \end{aligned}$$

damping constant⁴⁴
undamped natural frequency⁴⁵
Butterworth⁴⁶

جہاں پہلی تسلسل جفت n اور دوسری تسلسل طاق n کے لئے ہے۔

آئیں بڑا ورث 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۔

6.59 شکل میں $s = -\omega_0$ حاصل ہوتا ہے۔ $s = -\omega_0 + \omega_0 j\beta$ سے مخلوط سطح کے افقي محور پر حقیقی اعداد جبکہ اس کے عمودی محور پر خیالی اعداد پائے جاتے ہیں۔ یوں $s = \sigma + j\omega$ کھلتے ہوئے σ کو افقي جبکہ $j\omega$ کو عمودی محور پر رکھا جائے گا۔

دو درجی قلیات

$$(6.118) \quad s^2 + 2\zeta_m \omega_0 s + \omega_0^2 = 0$$

$$(6.119) \quad \begin{aligned} s_1 &= s_m = -\zeta_m \omega_0 + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \\ s_2 &= s_m^* = -\zeta_m \omega_0 - j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \end{aligned}$$

صفر حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی درجی کلیہ سے دو صفر حاصل ہوتے ہیں جو $j\beta \mp \alpha$ 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 باکیں جانب پائے جاتے ہیں۔ ایک صفر افقي محور کے اوپر جانب جبکہ دوسرا صفر محور کے نیچے جانب پایا جاتا ہے۔ دونوں افقي محور سے برابر فاصلے پر پائے جاتے ہیں۔ یہ عمومی نتائج ہیں۔

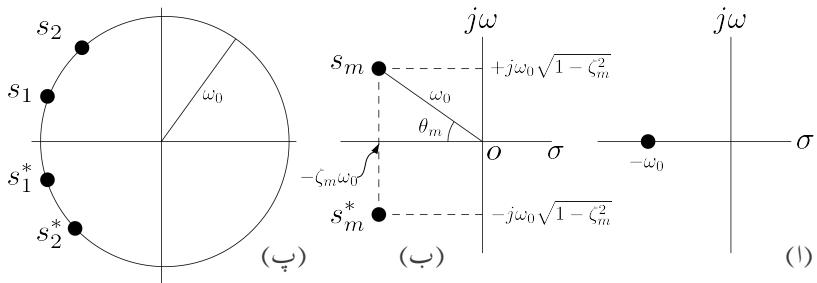
s_m^* اور s_m کی حقیقی قیمت

$$(6.120) \quad |s_m| = |s_m^*| = \omega_0$$

حاصل ہوتی ہے۔ کسی بھی مخلوط عدد کو حقیقی اور خیالی اجزاء کی صورت میں لکھا جا سکتا ہے۔ اسی مخلوط عدد کو حقیقی قیمت اور زاویے کی شکل میں بھی لکھا جا سکتا ہے۔ یوں s_m مخلوط عدد کو مثال بناتے ہوئے اسے دونوں طرح لکھتے ہیں۔

$$(6.121) \quad s_m = -\zeta_m \omega_0 + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} = |s_m| \angle \theta$$

zeros⁴⁷
complex plane⁴⁸



شکل 6.59: مخلوط سطح پر بثر ورت 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 جتنی قیمت دکھلاتا ہے۔ اس شکل میں زاویہ θ_m دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

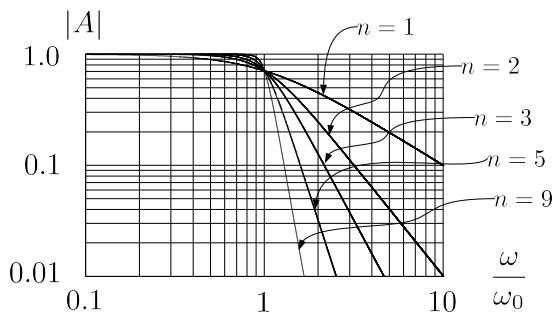
$$(6.123) \quad \cos \theta_m = \frac{\zeta_m \omega_0}{\omega_0} = \zeta_m$$

لکھا جا سکتا ہے۔

مساویات 6.122 کے تحت تمام صفوں کی جتنی قیمت ω_0 کے برابر ہے۔ یوں مخلوط سطح پر تمام صفر ω_0 رداں 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^* آپنے میں افقی محور کے الٹ جانب برابر فاصلے پر ہیں۔ یہی کچھ s_2 اور s_2^* کے لئے بھی درست ہے۔ بثر ورت تسلسل کے تمام صفر اسی دائرے پر عمودی محور کے بائیں جانب پائے جائیں گے۔

بثر ورت تسلسل کے کسی بھی دو درجی جزو کو

$$s^2 + s\zeta_m \omega_0 s + \omega_0^2 = \omega_0^2 \left[\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + 2\zeta_m \left(\frac{s}{\omega_0} \right) + 1 \right]$$



شکل 6.60: بٹر ورت پست گزار چھلنی

کی صورت میں لکھا جاسکتا ہے۔ اگر مساوات 6.118 میں $1 = \omega_0$ رکھا جاتا تب شکل 6.59 پ میں دائرے کا رداں ایک کے برابر ہوتا جکہ مساوات 6.123 اب بھی درست ثابت ہوتا۔ اکائی رداں کے اس دائرے کو بٹر ورت دائرہ⁴⁹ کہا جائے گا۔

بٹر ورت فلٹر⁵⁰ کا عمومی کلیہ

$$(6.124) \quad A(s) = \frac{A_0}{B_n(s)}$$

ہے۔ اس مساوات کی حتیٰ قیمت نہایت سادہ شکل رکھتی ہے۔

$$(6.125) \quad |A(s)| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}}$$

$|A(s)| = |A_0|$ 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 $|A(s)|$ کی قیمت ω_0 تعداد 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 بٹر ورت کے تسلسل کو جدول 6.1 میں پیش کیا گیا ہے۔ طاق n کی صورت میں بٹر ورت 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: بڑے ورت تسلسل

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 $\omega_0 = 1$ کے لئے بڑے ورت تسلسل

$$B_2(s) = s^2 + 1.414s + 1$$

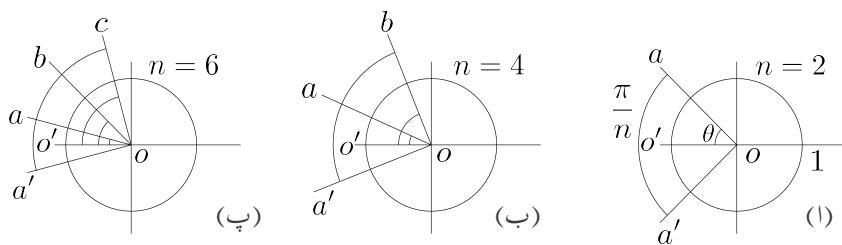
دیا گیا ہے $s = j\omega$ استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} B_2(s) &= (j\omega)^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= -\omega^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= 1 - \omega^2 + j1.414\omega \end{aligned}$$

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 پٹر ورت دائرہ

پٹر ورت تسلسل میں $1 = \omega_0$ لیتے ہوئے دو درجی اجزاء کو $(s^2 + 2\zeta s + 1)$ لکھا جاسکتا ہے جہاں ζ کو پٹر ورت دائیرے سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ شکل 6.61 میں پٹر ورت دائیرے سے جفت n کی صورت میں ζ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ پٹر ورت دائیرے کا رادس⁵² ایک کے برابر ہے۔ جفت n کی صورت میں اس دائیرے پر زاویہ $\angle aoo'$ کھینچا جاتا ہے جہاں یہ زاویہ $\frac{\pi}{n}$ کے برابر ہوتا ہے۔ یوں $n = 2$ کی صورت میں اس دائیرے پر $\frac{\pi}{2}$ یعنی 90° کا زاویہ کھینچا جائے گا۔ اس زاویے کو یوں کھینچا جاتا ہے کہ $\angle a'oo' = \angle a'oo$ ہو۔ 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 پٹر ورت کلیہ

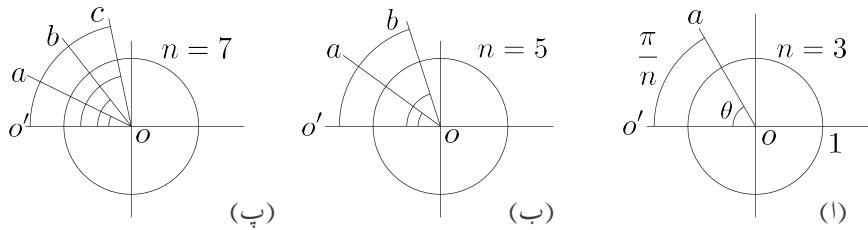
$$s^2 + 2\zeta s + 1 = s^2 + 1.4142s + 1$$

صورت اختیار کر لیگا جو جدول 6.1 کے میں مطابق ہے۔

شکل 6.61 ب میں $n = 4$ ہے۔ یوں $n = 4$ ہو گا جہاں $\angle aoo' = \angle a'oo' = \frac{\pi}{4} = 45^\circ$ ہی رکھے گئے ہیں۔ $n = 4$ کی صورت میں پٹر ورت کلیے میں دو درجی اجزاء دو مرتبہ پائے جاتے ہیں۔ یوں ایک اضافی زاویہ $\angle aob = 45^\circ$ بھی کھینچا جاتا ہے۔ یوں

$$\theta_1 = \angle aoo' = 22.5$$

$$\theta_2 = \angle boo' = 67.5$$



شکل 6.62: طاق بڑ ورت دائرة

ہوں گے جن سے

$$\zeta_1 = \cos 22.5 = 0.9239$$

$$\zeta_2 = \cos 67.5 = 0.3827$$

حاصل ہوتے ہیں لہذا بڑ ورت کلیے

$$(s^2 + 2 \times 0.9239 \times s + 1) (s^2 + 2 \times 0.3827s + 1)$$

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۔ $\theta = \angle aoo'$ لیتے ہوئے

$$\zeta = \cos 60 = 0.5$$

حاصل ہوتا ہے۔ طاق بڑ ورت کلیے میں $(s + 1)$ کا اضافی جزو پایا جاتا ہے لہذا $n = 3$ کی صورت میں بڑ ورت کلیے

$$(s + 1) (s^2 + 2 \times 0.5 \times s + 1)$$

یعنی

$$(s + 1) (s^2 + s + 1)$$

کی صورت میں $n = 5$ ہو گا۔ $\omega_0 \neq 1$ میں 1 کے پہلے درجے بٹر ورت فلٹر کے کلیے کچھیں۔ یوں

$$\theta_1 = \angle aoo'$$

$$\theta_2 = \angle boo'$$

ہوں گے۔

جدول 6.1 میں ω_0 لیتے ہوئے پہلے درجے بٹر ورت فلٹر کے کلیے 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 کلیے 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

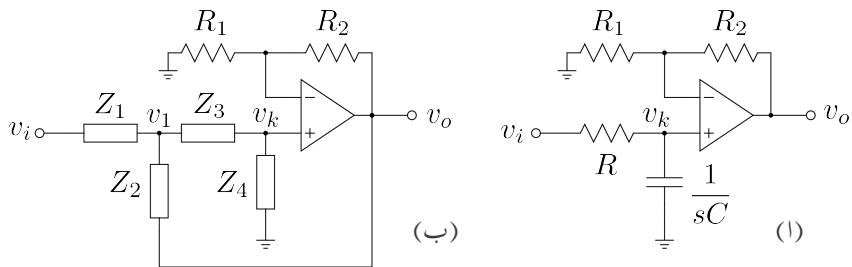
شکل 6.63 الف میں پہلے درجے کا پست گزار بٹر ورت فلٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کو دیکھتے ہوئے

$$v_k = \left(\frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \right) v_i = \frac{v_i}{sRC + 1}$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_k$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{1}{sRC + 1} \right)$$



شکل 6.63: بڑا ورت فلٹر

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں

$$(6.129) \quad \begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{RC} \\ A_0 &= 1 + \frac{R_2}{R_1} \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$\frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

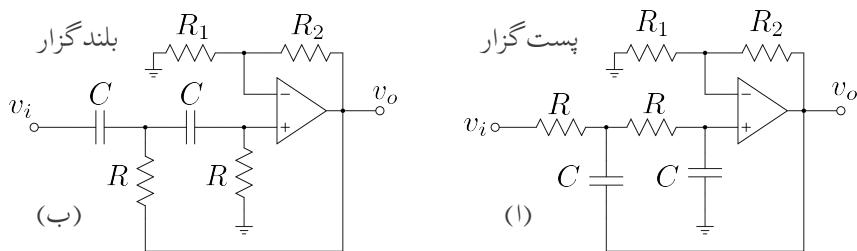
حاصل ہوتا ہے۔ اس کا مساوات 6.127 کے ساتھ سے موازنہ کریں جو پہلے درجے کی بڑا ورت فلٹر کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ شکل 6.63 الٹ پہلے درجے کا بڑا ورت فلٹر ہے۔ اور C کی جگہ میں آپس میں تبدیل کرنے سے پہلے درجے کا بلند گزار بڑا ورت فلٹر حاصل ہوتا ہے۔ ایک درجی بڑا ورت فلٹر میں A_0 کی قیمت کچھ بھی رکھی جاسکتی ہے۔ عموماً A_0 کو استعمال کرتے ہوئے اشارہ بڑھایا جاتا ہے۔

آئیں شکل 6.63 ب میں دئے دوسرے درجے کے بڑا ورت فلٹر کو حل کریں۔ جو v_1 پر کرچاف کے قانون برائے برقی روکی 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 کرچاف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے

$$v_k = \left(\frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right) v_1$$



شکل 6.64: بہر ورت پست گزار اور بلند گزار فلٹر

لکھا جا سکتا ہے۔ مثبت ایمپلیفیئر کے لئے

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_k = A_0 v_k$$

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 مزاجمت جبکہ Z_2 اور Z_4 کمیسٹر ہوتے ہیں۔ ایسا دور شکل 6.64 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کے بر عکس بلند گزار فلٹر میں Z_3 اور Z_1 کمیسٹر جبکہ Z_2 اور Z_4 مزاجمت ہوتے ہیں۔ شکل 6.64 ب میں بلند گزار فلٹر دکھایا گیا ہے۔

شکل 6.64 الف کے لئے مساوات 6.130

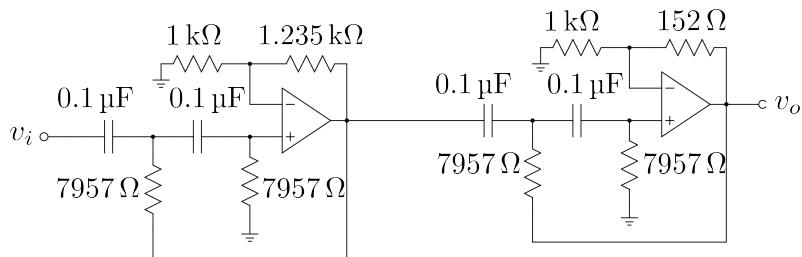
$$(6.131) \quad A(s) = \frac{A_0 \left(\frac{1}{RC}\right)^2}{s^2 + \left(\frac{3-A_0}{RC}\right)s + \left(\frac{1}{RC}\right)^2}$$

مساویات 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۔



شکل 6.65: چار درجی بلند گزار بٹر ورت فلٹر

ان معلومات کے ساتھ اب ہم بٹر ورت 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 $\omega_L = \omega_0$ کے برابر ہو گا۔ جفت n کی صورت میں شکل 6.64 الف طرز کے $\frac{n}{2}$ کڑیاں استعمال کرتے ہوئے زنجیری ایمپلیفیائر بنایا جاتا ہے۔ جدول 6.1 سے مطلوبہ دو درجی کلیات کے چ حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہر چ 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 قیمتیں کے مزاحمت اور کمپیسٹر نسب 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 بٹر ورت فلٹر تخلیق دیں جس کی 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

$$\zeta_1 = \frac{0.765}{2} = 0.3825$$

$$\zeta_2 = \frac{1.848}{2} = 0.924$$

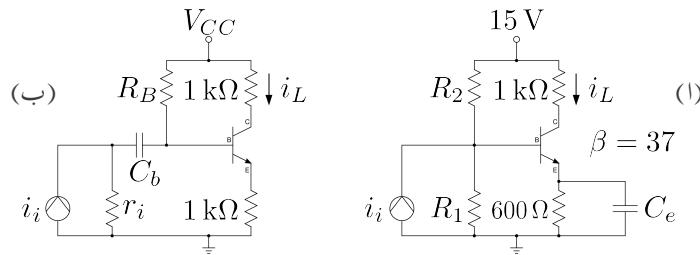
حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح مساوات 6.132 سے

$$A_{v1} = 3 - 0.765 = 2.235$$

$$A_{v2} = 3 - 1.848 = 1.152$$

چونکہ ثابت ایکپلیناٹر کی انفرائش $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ کے برابر ہے لہذا پہلی کڑی کے لئے 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 7957 Ω 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 جا سکتا ہے۔

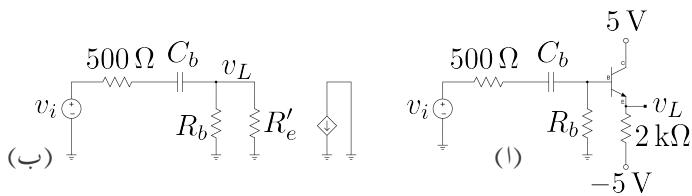
سوال 6.1: شکل 6.66 الف میں

- R_1 اور R_2 کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ i_L کا جیٹہ زیادہ سے زیادہ ممکن ہو۔
- پست القطائی نقطہ 5 Hz پر رکھنے کے لئے درکار کپیسٹر C_e کی قیمت حاصل کریں۔
- حاصل کریں اور اس کے حقیقی قیمت کا بودا خط کھینچیں۔ $A_i = \frac{i_L}{i_i}$

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 $\beta = 137$ اور $r_i = 40 \text{ k}\Omega$, $R_B = 200 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ پست القطائی نقطہ 60 Hz پر حاصل کرنے کے لئے درکار C_b کی قیمت کیا ہو گی؟ $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کے حقیقی قیمت کا بودا خط کھینچیں۔



شکل 6.67

جوابات: شکل 6.67 کی بنابر $r_e \gg r_{be}$ کو نظر انداز کرتے ہوئے $C_b = 21.8 \text{ nF}$ حاصل ہوتا ہے۔
 $R_B \parallel R'_B$ کو لکھتے ہوئے $(r_{be} + (\beta + 1)R_E)$

$$A_i = \frac{r_i \parallel R'_B}{r_e + R_E} \left(\frac{s}{s + \frac{1}{(r_i + R'_B)C_b}} \right)$$

سوال 6.3: شکل 6.67 میں $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$ میں $R_b = 10.65 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں $R_e = 10 \text{ Hz}$ پر رکھنے کی خاطر درکار C_b حاصل کریں۔

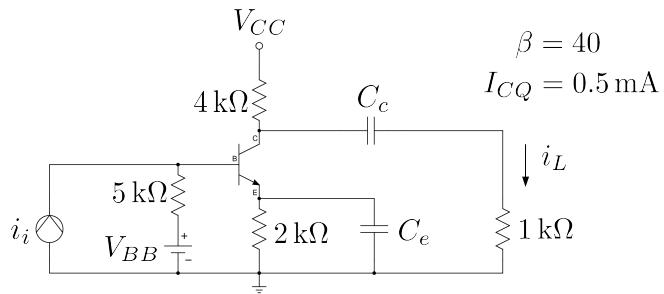
جوابات: شکل 6.67 میں $I_{CQ} = \frac{0 - V_{BE} + 5}{\frac{R_b}{\beta + 1} + R_e}$ سے $R_b = 10.65 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں $R_e = (\beta + 1)$ سے ضرب دیتے ہوئے ٹرانزسٹر کے میں جانب منتقل کر کے $C_b = 1.529 \mu\text{F}$ کہا گیا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہی $\omega = \frac{1}{C_b(r_i + R_b \parallel R'_e)}$ لکھا جاسکتا ہے جس سے جواب ملے گا۔

سوال 6.4: شکل 6.66 میں $R_e = 100 \mu\text{F}$ کے متوازی $100 \mu\text{F}$ کے حقیقی قیمت کا بودا خط کچھیں۔ $V_{CC} = 10 \text{ V}$ اور $\beta = 99$ ، $R_B = 400 \text{ k}\Omega$ ، $r_i = 200 \text{ k}\Omega$ ، $C_b = 10 \mu\text{F}$ میں۔

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

- r_{be} کی مساوات حاصل کریں۔ $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ 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 حقیقی قیمت کا بودھ خط کھینچیں۔

جوابات:

$$A_i = \frac{-R_c r_i \beta}{(R_c + R_L)(r_i + r_{be})} \frac{s(s + w_s)}{(s + w_{q1})(s + w_{q2})}$$

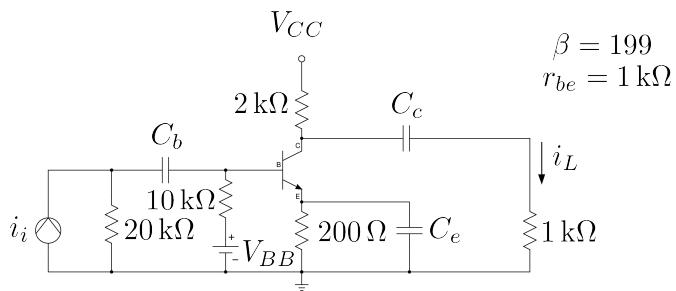
$$w_s = \frac{1}{R_e C_e}$$

$$w_{q1} = \frac{1}{(R_c + R_L) C_c}$$

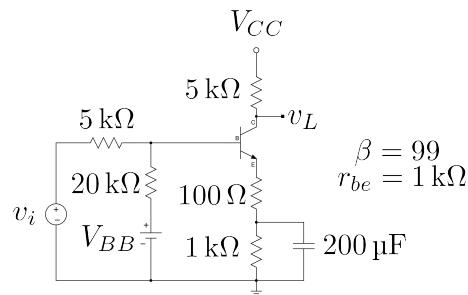
$$w_{q2} = \frac{1}{\left[Re \parallel \left(\frac{r_i + r_{be}}{\beta + 1} \right) \right] C_e}$$

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

$$C_e = 636 \mu F, C_c = 20 \mu F$$



شکل 6.69



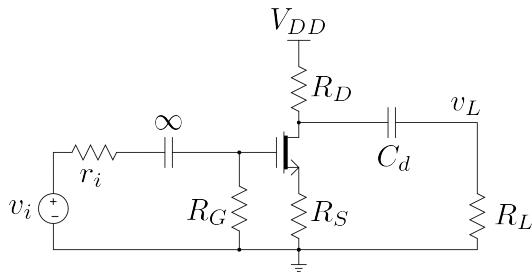
شکل 6.70

سوال 6.6: شکل 6.69 میں پست انقطائی تعداد 200 rad/s رکھنے کی خاطر درکار C_e کو مثال 6.8 کے طرز پر حاصل کریں۔ بقیا دونوں کپیسٹروں کے قطب 5 rad/s پر رکھتے ہوئے ان کی بھی قیمتیں حاصل کریں۔ درمیانی تعداد پر افراش حاصل کریں۔

جوابات: $-138 \frac{\text{A}}{\text{A}}$, $7.1 \mu \text{F}$, $66.6 \mu \text{F}$, $155 \mu \text{F}$

سوال 6.7: شکل 6.70 میں 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 انقطائی تعدد ω_L کی مساوات حاصل کریں۔
جبکہ $r_o = 10\text{k}\Omega$ ، $R_L = 100\text{k}\Omega$ ، $R_D = 4.7\text{k}\Omega$ ، $R_S = 1\text{k}\Omega$
ہوئے ڈرین کپسیٹر C_d کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر $f_L = 20\text{Hz}$ حاصل ہو۔

$$\text{جوابات: } C_d = 55\text{nF}$$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d \left[R_L + \left(R_D \parallel r_o + (\mu + 1) R_S \right) \right]}$$

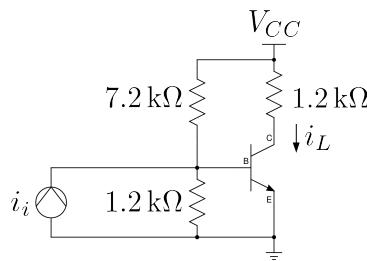
سوال 6.9: شکل 6.71 میں R_S کے متوازی لامدد کپسیٹر نسب کرتے ہوئے سوال 6.8 کو دوبارہ حل کریں۔

$$\text{جوابات: } C_d = 77\text{nF}$$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d (R_L + R_D \parallel r_o)}$$

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 انقطائی تعدد کے حصول کے لئے درکار ٹرانزسٹر کی طرح ماسیٹ کا بھی سورس کپسیٹر زیادہ قیمت رکھتا ہے۔

سوال 6.10: شکل 6.72 میں $\frac{i_L}{i_i} = 34\text{dB}$ اور بلند انقطائی تعدد 1.2MHz ناپا جاتا ہے۔ یک سستی بر قی رو
کو صفر تصور کرتے ہوئے β ، f_T اور $I_{CQ} = 2\text{mA}$ 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 ٹکل 6.34 میں، $R_2 = R'_L = R_C = 1.2 \text{ k}\Omega$ ، $R_S = R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ ، $I_{CQ} = 10 \text{ mA}$ اور $R_E = 100 \Omega$ ، $f_T = 200 \text{ MHz}$ ، $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$ ، $A_{vD} = \frac{v_o}{v_s}$ اور $r_{bb'} = 0$ ہیں۔ درمیانی تعداد کی A_{vD} اور بلند انتظامی تعداد f_H حاصل کریں۔

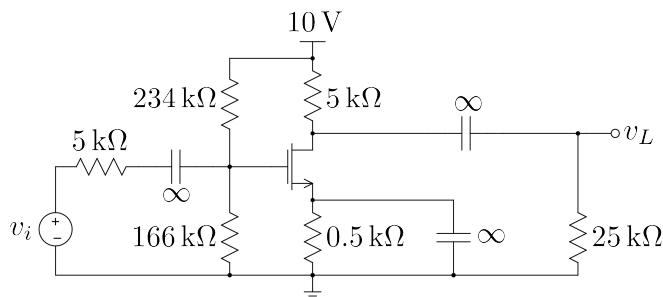
جوابات: $C_M = 1200 \text{ pF}$, $C_{b'e} = 318 \text{ pF}$, $R_{th} = 1 \text{ k}\Omega$, $r_{b'e} = 253 \Omega$, $g_m = 0.4 \text{ S}$, $A_{vD} = -5.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}, 414 \text{ kHz}$

سوال 6.12: سوال 6.11 میں $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ اور $\beta = 25$ ، $C_{b'c} = 2 \text{ pF}$ اور A_{vD} دوبارہ حاصل کریں۔ بقاہی تمام معلوم جوں کے توں ہیں۔

جوابات: R_{th} کے لئے $r_{b'e} = 650 \Omega$ اور $C_M = 50 \text{ pF}$ ، $C_{b'e} = 32 \text{ pF}$, $g_m = 0.04 \text{ S}$ ہے جو کہ $f_H = 4.9 \text{ MHz}$ اسی مساوات کے لئے نہیں المذا ہے۔ $A_{vD} = -1.47 \frac{\text{V}}{\text{V}}$

سوال 6.13: ایک ماسفیٹ جس کا $V_t = 1 \text{ V}$ اور $C_{gd} = 0.02 \text{ pF}$, $C_{gs} = 0.25 \text{ pF}$ ہے۔ اس کی $I_{DS} = 0.4 \text{ mA}$ ہیں۔ $k_n = 0.4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ پر چلا جا رہا ہے۔ اس کی f_T حاصل کریں۔

جواب: 333 MHz



شکل 6.73:

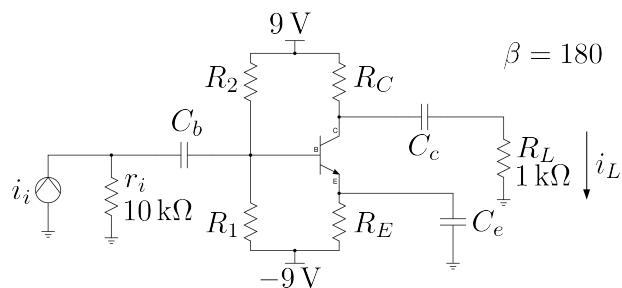
سوال 6.14: شکل 6.73 میں $C_{gd} = 0.12 \text{ pF}$ اور $C_{gs} = 1.2 \text{ pF}$ ، $V_t = 2 \text{ V}$ ، $k_n = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ میں مل کپیسٹر، f_T اور A_v کا حاصل کریں۔

جوابات: $f_T = 118 \text{ MHz}$ اور $C_M = 0.895 \text{ pF}$ اور $g_m = 1.55 \text{ mS}$ ، $I_{DS} = 1.2 \text{ mA}$ اور $f_H = 8.4 \text{ MHz}$ میں۔

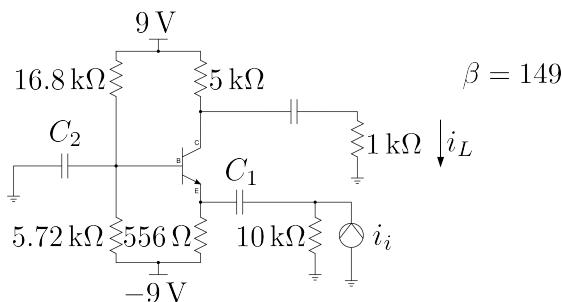
سوال 6.15: کمیکوڈ ایمپلیفیٹر کو شکل 6.49 میں دکھایا گیا ہے جس میں $V_{CC} = 15 \text{ V}$ اور $\beta = 149$ ہے۔ $R_E = 2.5 \text{ k}\Omega$ رکھتے ہوئے R_1 اور R_2 یوں چنیں کہ $I_{C1} = 0.5 \text{ mA}$ ہو۔ R'_1 اور R'_2 یوں چنیں کہ $V_{CE2} = 5 \text{ V}$ ہو۔ R_{C2} یوں چنیں کہ $V_{CE1} = 2 \text{ V}$ ہو۔ ان قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے درمیانی تعداد پر افزائش A_v حاصل کریں۔

سوال 6.16: شکل 6.74 میں داخلی اشارے کی مزاحت $r_i = 10 \text{ k}\Omega$ جبکہ بوجھ کی مزاحت $1 \text{ k}\Omega$ ہے۔ زیادہ سے زیادہ A_i حاصل کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ i_i کا زیادہ سے زیادہ حصہ ٹرانزسٹر کے میں میں سے گزرے۔ اسی طرح خارجی جانب زیادہ سے زیادہ i_L تب حاصل ہو گا جب $R_B = r_i$ ہو۔ $R_C \gg R_L$ ہے، $R_B = r_i$ اور $R_C = 9R_E$ اور $V_{CE} = 9 \text{ V}$ رکھتے ہوئے تمام مزاحت حاصل کریں۔ C_b اور C_c 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 تعداد پر افزائش $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کریں۔

جوابات: $V_{BB} = 1.69 \text{ V}$ ، $I_C = 1.62 \text{ mA}$ ، $R_C = 5 \text{ k}\Omega$ ، $R_E = 556 \text{ }\Omega$ ، $R_B = 10 \text{ k}\Omega$ ، $C_e = 198 \mu\text{F}$ ، $C_b = 15.9 \mu\text{F}$ ، $C_c = 13.3 \mu\text{F}$ ، $R_1 = 24.7 \text{ k}\Omega$ ، $R_2 = 16.8 \text{ k}\Omega$ ، $A_i = -96.4 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ میں۔



شکل 6.74

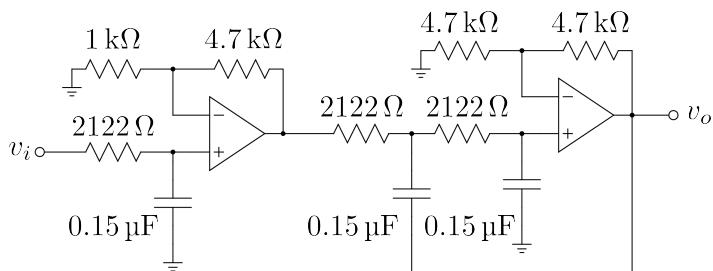


شکل 6.75

سوال 6.16: سوال 6.16 میں استعمال شدہ ٹرانزسٹر کا $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$ اور $f_T = 250 \text{ MHz}$ اور $C_{b'e} = 5 \text{ pF}$ ہیں۔ بلند انقطائی تعداد حاصل کرتے ہوئے مکمل بوڈا خطيہ کیپیں اور اس پر پست انقطائی تعداد، بلند انقطائی تعداد اور درمیانی تعداد کی افزائش A_i واضح طور پر دکھائیں۔ ایسا کرنے کی خاطر $\frac{v_L}{i_L} = \frac{v_L}{i_i} \times \frac{i_L}{i_i}$ یعنی $\frac{v_L}{i_i} = A_r$ حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر $\frac{v_L}{i_L} = \frac{v_L}{i_i} \times \frac{i_L}{i_i} = A_i$ حاصل کریں۔ لکھ کر حاصل کریں۔

$$A_r = -96.4 \frac{\text{kV}}{\text{A}}, f_H = 11.57 \text{ MHz}, C_{b'e} = 631 \text{ pF}$$

سوال 6.18: شکل 6.75 میں درمیانی تعداد 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 انقطائی تعداد بھی حاصل کریں۔ بیرونی کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔



شکل 6.76: بڑ ورت 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 تر ہیں تاہم ہم $C_{b'c}$ سے پیدا 32 MHz کو بلند انقطعی تعدد لے سکتے ہیں۔

سوال 6.19: شکل 6.61 کی مدد سے $n = 6$ کی صورت میں تینوں k حاصل کرتے ہوئے بڑ ورت کلیے 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 بڑ ورت کلیے 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 بڑ ورت 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 $\frac{V}{V} = 5.7$ کی افزائش بھی فراہم کرتی ہے۔

واپسی ادوار

عموماً نظام کے مستقبل کی کارکردگی اس کے موجودہ نتائج پر مختصر 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 از خود 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 نہیت 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 الگے باب میں غور کیا جائے گا۔

7.1 ایمپلیفائر کی جماعت بندی

ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ برتنی دباؤ یا برتنی رو ہو سکتا ہے۔ اسی طرح اس کا خارجی اشارہ برتنی دباؤ یا برتنی رو ہو سکتا ہے۔ یوں ایمپلیفائر کو چار ممکنہ جماعتوں میں تقسیم کیا جاسکتا ہے جنہیں جدول 7.1 میں دکھایا گیا ہے۔

جدول 7.1: ایمپلیفائر کی جماعت بندی

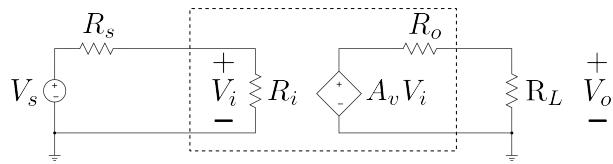
افرائش	داخلی اشارہ	خارجی اشارہ	ایمپلیفائر کی جماعت
A_v	برقی دباؤ	برقی دباؤ ایمپلیفائر	
A_i	برقی رو	برقی رو ایمپلیفائر	
A_g	برقی دباؤ	برقی رو	موصل نما ایمپلیفائر
A_r	برقی رو	برقی دباؤ	مراحمت نما ایمپلیفائر

ہم برتنی دباؤ ایمپلیفائر سے توقع کرتے ہیں کہ یہ داخلی برتنی دباؤ کو A_v گناہ بڑھا کر خارج کرے گا۔ یوں اگر اس ایمپلیفائر پر خارجی جانب R_{L1} بوجھ لادا جائے اور ایمپلیفائر کو V_s ⁴ اشارہ داخلی جانب مہیا کیا جائے تو ہم توقع کریں گے کہ بوجھ پر $A_v V_s$ برتنی دباؤ پایا جائے گا۔ اب اگر بوجھ کو تبدیل کرتے ہوئے R_{L2} کر دیا جائے ہم تب بھی توقع کریں گے کہ خارجی برتنی دباؤ پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس تمام کا مطلب ہے کہ A_v پر R_s اور R_L کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔ ہم بقایا تین قسم کے ایمپلیفائر سے بھی توقع کرتے ہیں کہ ان کی افرائش پر بھی R_L اور R_s کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔

feedback signal²
oscillator³

⁴ ادبیات میں واپسی ادوار پر غور کرنے والے اشارات کو ہر ٹہجی میں ٹہجی کیا جاتا ہے۔ اس باب میں بھی ایسا ہی کہیں گے۔

کیونن مساوی دور



شکل 7.1: برقی دباؤ ایمپلیفیائر کا مساوی تھومن دور

7.1.1 برقی دباؤ ایمپلیفیائر

برقی دباؤ ایمپلیفیائر کا مساوی تھومن 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 مراجحت R_s ہے۔ داخلی جانب برقی رو کو I_i لکھتے ہوئے کرچاف کا قانون برائے برقی دباؤ 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

$$A_v V_i = I_o R_o + I_o R_L$$

$$I_o = \frac{A_v V_i}{R_o + R_L}$$

$$(7.2) \quad V_o = I_o R_L = A_v V_i \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right)$$

اس مساوات میں V_i کی قیمت استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$V_o = A_v V_s \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

$$(7.3) \quad A_V = \frac{V_o}{V_s} = A_v \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

اس مساوات کے تحت افراکش کی قیمت اشارے کے مزاجمت R_s اور بوجھ کے مزاجمت R_L پر منحصر ہے جب کہ ایسا نہیں ہونا چاہیے۔ آئین دیکھیں کہ R_s اور R_L کے اثر کو کیسے ختم یا کم سے کم کیا جا سکتا ہے۔

برقی دباو ایمپلیفائر میں اگر

$$(7.4) \quad \begin{aligned} R_i &\rightarrow \infty \\ R_o &\rightarrow 0 \end{aligned}$$

ہوں تو مساوات 7.3 سے

$$(7.5) \quad A_V = A_v$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا ایمپلیفائر جس کی کل افراکش A_V کا دار و مدار اشارے کی مزاجمت R_s اور بوجھ کے مزاجمت R_L پر تطعیماً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_V کی قیمت اٹل ہو کو برقی دباو ایمپلیفائر کہتے ہیں۔ شکل 7.1 میں دکھایا، مساوات 7.4 پر پورا اترتا دور کامل برقی دباو ایمپلیفائر کا دور ہے۔

حقیقی برقی دباو ایمپلیفائر مساوات 7.4 کی بجائے مساوات 7.6 پر پورا اترتا ہے۔

$$(7.6) \quad \begin{aligned} R_i &\gg R_s \\ R_0 &\ll R_L \end{aligned}$$

جس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

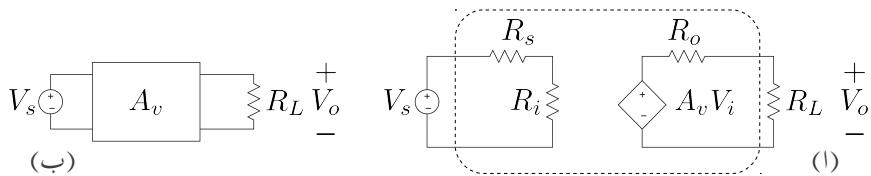
$$(7.7) \quad A_V \approx A_v$$

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

$$(7.8) \quad A_v = \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty}$$

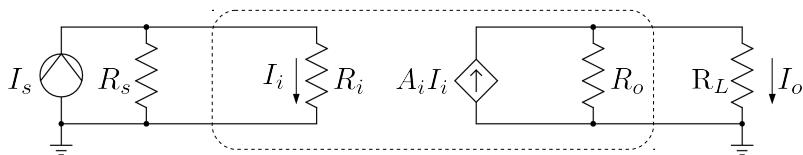
المذا A_v کو ایمپلیفائر کی لامحدود بوجھ کے مزاجمت پر افراکش برقی دباو پکارا جاتا ہے۔ اسے بے بوجھ ایمپلیفائر کی افراکش برقی دباو بھی پکارا جا سکتا ہے۔

شکل 7.2 الف میں برقی دباو ایمپلیفائر میں داخلی اشارے کی مزاجمت 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 دبلو ایمپلیفیائر کا سادہ ڈب نما شکل

نارٹن مساوی دور



شکل 7.3: برقی رو ایمپلیفیائر کا مساوی نارٹن دور

7.1.2 برقی رو ایمپلیفیائر

برقی رو ایمپلیفیائر 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\$ لادا گیا ہے۔ منع 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 افراکش 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 جا سکتا ہے

$$(7.14) \quad A_I \approx A_i$$

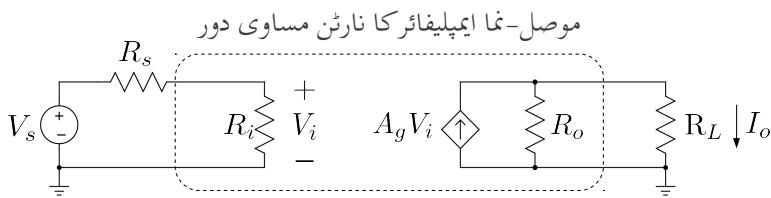
ایسا ایمپلیفائر جس کی افراکش A_I کا دار و مدار داخلی یہرونی مزاحمت R_s اور خارجی یہرونی مزاحمت R_L پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_I کی قیمت اٹل ہو کو برق رو ایمپلیفائر کہتے ہیں۔ برقی رو ایمپلیفائر مساوات 7.13 کے تحت ہی تخلیق دئے جاتے ہیں تاکہ ان کی افراکش زیادہ سے زیادہ ہو اور اس کی قیمت خارجی مزاحمت 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 افراکش 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 تھونن 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 تھونن 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 تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ اسی طرح چونکہ یہ ایمپلیفائر برقی دباؤ ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب ایمپلیفائر کا تھونن مساوی دور ہی استعمال کیا گیا۔



شکل 7.4: موصل نما ایمپلیفیائر کا مساوی دور

برقی رو ایمپلیفیائر کا داخلی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا داخلی جانب اشارہ منبع کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ اسی طرح یہ ایمپلیفیائر برقی رو ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب بھی نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔

موصل نما ایمپلیفیائر کا داخلی اشارہ برقی دباؤ جبکہ اس کا خارجی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا اس کا تجویز کرتے وقت داخلی جانب اشارہ منبع کا تھوین جبکہ اس کے خارجی جانب نارٹن مساوی دور استعمال کیا جائے گا۔ شکل 7.4 میں موصل نما ایمپلیفیائر کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ موصل نما ایمپلیفیائر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.16) \quad \begin{aligned} V_i &= V_s \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \\ I_o &= A_g V_i \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ I_o &= A_g V_s \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

لہذا

$$(7.17) \quad A_G = \frac{I_o}{V_s} = A_g \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

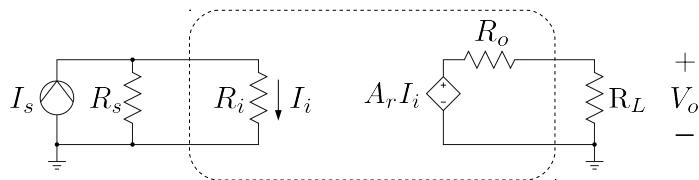
مساوات 7.16 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $R_L = 0$ کی صورت میں $\frac{I_o}{V_i}$ کی قیمت A_g کے برابر ہے یعنی

$$(7.18) \quad \left. \frac{I_o}{V_i} \right|_{R_L=0} = A_g$$

اسی طرح

$$(7.19) \quad \begin{aligned} R_i &\gg R_s \\ R_o &\gg R_L \end{aligned}$$

مزاہمت-نما ایمپلیفیائر کا ٹھیونن مساوی دور



شکل 7.5: مزاہمت نما ایمپلیفیائر کا مساوی دور

کی صورت میں مساوات 7.17 سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.20) \quad A_G \approx A_g$$

ایسا ایمپلیفیائر جس کی انفرائش A_G کا دارود مدار R_s اور مزاہمت R_L پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_G کی قیمت اٹل ہو کو موصل نما ایمپلیفیائر کہتے ہیں۔

7.1.4 مزاہمت نما ایمپلیفیائر

شکل 7.5 میں مزاہمت نما ایمپلیفیائر دکھایا گیا ہے جس کا داخلی اشارہ برتنی رو I_s اور خارجی اشارہ برتنی دباؤ V_o ہے۔ اس کو یوں حل کیا جائے گا۔

$$(7.21) \quad \begin{aligned} I_i &= I_s \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \\ V_o &= A_r I_i \left(\frac{R_L}{R_L + R_o} \right) \end{aligned}$$

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 ایمپلیفائر 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 جا سکتا ہے

$$(7.25) \quad A_R \approx A_r$$

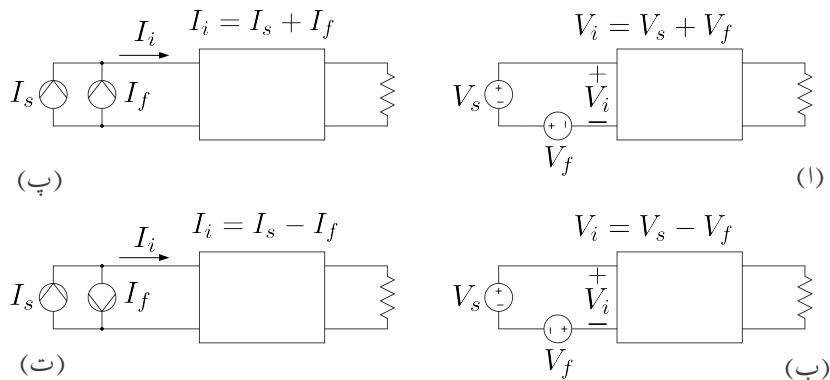
یعنی اس صورت ایمپلیفائر کی مزاحمت نما افزائش کا دار و مدار R_s اور R_L پر نہیں۔

مثال 7.1: شکل 7.1 میں بوجھ کے مزاحمت R_L میں برقی روکی 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 جا سکتا۔

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 مختص ہے۔ ایمپلیفائر کی افزائش کی قیمت بوجھ کے مزاحمت کے قیمت پر مختص نہیں ہو سکتی لہذا اسے موصل نما ایمپلیفائر تصور نہیں کیا جا سکتا۔



شكل 7.6: اشارات کو آپس میں جمع اور منفی کرنے کے طریقے

7.2 واپسی اشارہ

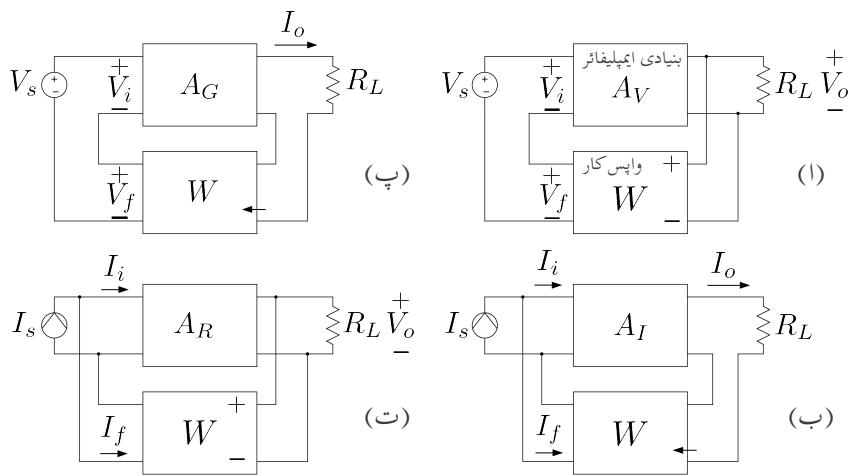
مندرجہ بالا حصے میں ہم نے چار اقسام کے ایکپلیفارڈ دیکھے۔ اس حصے میں ان میں واپسی اشارہ شامل کرنے کی ترکیب دکھائی جائے گی۔ واپسی اشارے کو ایکپلیفارڈ کے داخلی اشارے کے ساتھ جمع یا اس سے منفی کیا جاتا ہے۔

شکل 7.6 الف میں واپسی اشارے V_f کو بر قی دباو 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 بر قی دباو اشارے I_s کے ساتھ جمع کرنا دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ت میں I_f کو I_s سے منفی کرنا دکھایا گیا ہے۔ بر قی دباو اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں سلسلہ وار جوڑا جاتا ہے جبکہ بر قی روا اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں متوازی جوڑا جاتا ہے۔ بر قی دباو اشارے کو کسی صورت بر قی روا اشارے کے ساتھ جمع یا منفی نہیں کیا جا سکتے۔⁵

شکل 7.2 ب میں دکھائے بر قی دباو ایکپلیفارڈ کو مثال بناتے ہیں۔ بر قی دباو ایکپلیفارڈ داخلی جانب اشارات کو بر قی دباو کی صورت میں حاصل کرتا ہے لہذا اس کے داخلی جانب واپسی اشارہ بھی بر قی دباو کی صورت میں ہو گا۔ واپسی اشارے کو ایکپلیفارڈ کے خارجی اشارے سے حاصل کیا جاتا ہے۔ V_o سے V_f حاصل کرنے والے دور، جس کو واپس کار کہتے ہیں، کوڈبے کی شکل سے دکھاتے ہوئے شکل 7.7 الف حاصل ہوتا ہے جسے واپسی بر قی دباو ایکپلیفارڈ کہا

⁵ اپنے بین کے آکو اور تماثر کو آپس میں جمع یا منفی نہیں کیا جا سکتا۔ اسی طرح بر قی دباو کو صرف بر قی دباو کے ساتھ یہ جمع یا اس سے منفی کیا جا سکتا ہے۔

feedback circuit⁶



شکل 7.7: واپسی ایمپلیفائر کے اقسام

جائے گا۔ اس شکل میں اوپر والا ذہب بنیادی برقی دباؤ ایمپلیفائر ہے جبکہ نحلا ذہب 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_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 برق دباؤ ایمپلیفائر⁷ کہا جائے گا۔ اگر V_f کو V_s کے ساتھ جمع کیا جاتا تب اسے جمع واپسی برق دباؤ ایمپلیفائر⁸ کہا جاتا۔ اس باب میں منفی واپسی ایمپلیفائر پر ہی بحث کی جائے گی۔ اگلے باب میں جمع واپسی ادوار کا استعمال کیا جائے گا۔

شکل 7.7 ب میں برقی رو ایمپلیفائر میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے۔ بنیادی ایمپلیفائر کے داخلی جانب سے I_f منفی کیا گیا ہے۔ یوں اس مکمل دور کو منفی واپسی برق رو ایمپلیفائر⁹ 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 ایمپلیفائر 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۔

negative feedback voltage amplifier⁷
positive feedback voltage amplifier⁸
negative feedback current amplifier⁹

یہاں رک کر اس بات کو سمجھیں کہ خارجی بر قی دباؤ V_0 سے واپسی اشارہ حاصل کرتے وقت واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکلیفائر کے خارجی جانب متوازی جوڑا جاتا ہے جبکہ خارجی بر قی رو I_0 سے واپسی اشارہ حاصل کرتے وقت واپس کار کا داخلی جانب اور بنیادی ایکلیفائر کا خارجی جانب سلسہ وار جوڑے جاتے ہیں۔ واپسی اشارہ از خود بر قی دباؤ یا بر قی رو کی صورت میں ہو سکتا ہے۔

شکل 7.7 پ میں موصل نما ایکلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کرنا دکھایا گیا ہے۔ یہاں بنیادی ایکلیفائر کا خارجی اشارہ بر قی رو I_0 ہے جس سے واپسی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے لہذا واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکلیفائر کے خارجی جانب سلسہ وار جوڑا گیا ہے۔ واپس کار کا خارجی اشارہ بر قی دباؤ V_s ہے جس سے منفی کیا گیا ہے۔

شکل 7.7 ت میں مزاحمت نما ایکلیفائر میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے جسے آپ خود سمجھ سکتے ہیں۔

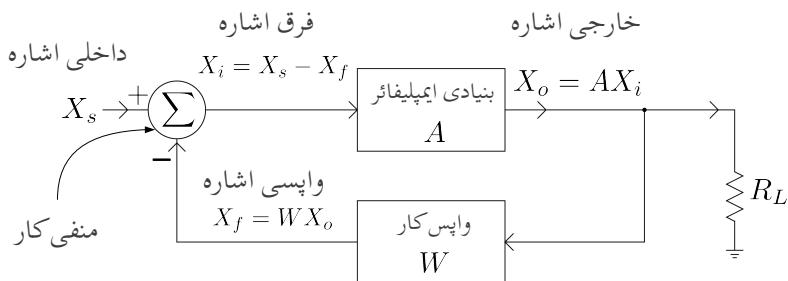
جہاں متن سے واضح ہو وہاں ان ایکلیفائر کے پورے نام کی جگہ صرف واپسی ایکلیفائر کا نام استعمال کیا جائے گا۔

7.3 بنیادی کارکردگی

ٹرانزسٹر ایکلیفائر کے دور میں ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ سب کرتے ہوئے انہیں کرچاف کے قوانین سے حل کرنے سے آپ مکونی واقف ہیں۔ واپسی ایکلیفائر کو بھی اسی طرح حل کرنا ممکن ہے البتہ انہیں پوں حل کرنے سے واپسی عمل کی وضاحت نہیں ہوتی۔ اس حصے میں ہم واپسی ایکلیفائر کو اس طرح حل کریں گے کہ ان میں واپسی اشارے کا کردار اجاگر ہو۔

واپسی ادوار کے تین جزو ہیں۔ پہلا جزو بنیادی ایکلیفائر، 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 ایکلیفائر سے مراد حصہ 7.1 میں دکھائے چار قسم کے ایکلیفائر میں سے کوئی بھی ہو سکتا ہے۔ اشارے کی مزاحمت R_s کو یہاں بنیادی ایکلیفائر 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 ایکلیفائر کے خارجی جانب نسب ہے اور واپس کار کے بوجھ کو بھی شامل کرتے حاصل کیا جاتا ہے۔ اس کی وضاحت حصہ 7.8 میں کی جائے گی۔ ایکلیفائر کے داخلی



شکل 7.8: بنیادی واپسی ایمپلیفیائر

شارے V_s یا I_s کو X_s بجہ 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 کو لکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ یوں اس شکل میں بنیادی ایمپلیفیائر 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 جا سکتا ہے

$$(7.27) \quad A = \frac{X_o}{X_i}$$

واپس کار عموماً غیر عامل پر زہ جات یعنی مزاحمت، کپسیٹر وغیرہ سے تخلیق دیا جاتا ہے۔ یہ خارجی اشارے کا کچھ حصہ داخلی جانب تک پہنچتا ہے۔ شکل سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ واپس کار 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

$$(7.29) \quad X_i = X_s - X_f$$

feedback constant¹⁰

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 لینے 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 ایمپلینیاٹر میں $|A| < |A_f| < |A|$ ہوتا ہے جبکہ ثابت واپسی ایمپلینیاٹر میں $|A| > |A_f| > |A|$ ہوتا ہے۔

مثال 7.2: ایک ایمپلینیاٹر جس کا $A = 99$ ہے میں واپسی اشارے کی شمولیت سے واپسی ایمپلینیاٹر تخلیق دیا جاتا ہے۔ $W = 0.01$ اور $W = 0.1$ پر واپسی ایمپلینیاٹر کی افزائش A_f حاصل کریں۔

حل:

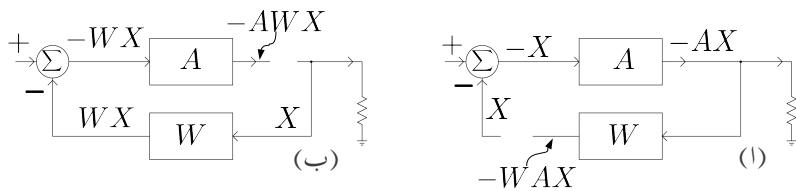
مساوات 7.31 کی مدد سے $W = 0.01$ پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.01 \times 99} = 49.749$$

جبکہ $W = 0.1$ پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.1 \times 99} = 9.0826$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی واپسی ایمپلینیاٹر کی افزائش واضح طور کم ہوئی ہے۔



شکل 7.9: بنیادی واپسی ایمپلیفائر کا شرح دائرہ

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 ہے۔ فرض کریں کہ اس نقطے کے باہمی جانب اشارہ X پایا جاتا ہے۔ اس نقطے سے دائرے میں گھٹری کے سمت چلتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اشارہ X پہلے 1 - سے ضرب ہو کر X - ہوتا ہے۔ اس کے بعد ایمپلیفائر سے گزرتے ہوئے A سے ضرب ہو کر AX - ہو جاتا ہے اور آخر کار واپسی 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 واپسی ایمپلیفائر کا افزائشی دائرہ¹¹ کہا جائے گا۔ شکل b میں دائرے کو ایک اور جگہ سے کھلے سرے کرتے ہوئے میں عمل دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دائرے کو کہیں سے بھی کھلے سرے کرتے ہوئے اس نقطے سے گھٹری کی سمت پورا چکر کاٹتے ہوئے اشارہ $-WA$ - سے ہی ضرب ہوتا ہے۔

7.3.2 بنیادی مفروضے

واپسی ایمپلیفائر پر بات کرتے ہوئے مندرجہ ذیل مفروضے تصور کئے جائیں گے۔

1. واپسی کا کارکردار W کی قیمت پر بوجھ کے مزاحمت R_L اور اشارے کے مزاحمت R_s کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔
2. بنیادی ایمپلیفائر کی افزائش A کے قیمت پر بوجھ کے مزاحمت R_L کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔

loop gain¹¹

3. داخلی اشارہ صرف اور صرف بنیادی ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر میں ٹرانزسٹر کا g_m صفر کرنے سے A کی قیمت صفر کی جاسکتی ہے)

اس مفروضے کے تحت واپسی کار میں اشارہ صرف اور صرف واپسی ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے داخلی جانب گزرتا ہے۔ حقیقت میں واپسی کار عموماً مزاحمت، کمیٹر وغیرہ سے بناتا ہے اور اس میں اشارہ دونوں جانب گزرتا 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 واپسی 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 واپسی 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 افراش

درجہ حرارت میں تبدیلی، عمر سیدگی یا ٹرانزسٹر وغیرہ کی تبدیلی سے کسی بھی ایمپلیفائر کی افزائش متاثر ہوتی ہے۔ آئیں 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 ایمپلیفائر میں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{45 - 50}{45} \right| \times 100 = 11.11\%$$

ہے۔ واپسی ایمپلیفائر 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

$$\left| \frac{8.1818 - 8.3333}{8.3333} \right| \times 100 = 1.818\%$$

۔

آپ نے دیکھا کہ بنیادی ایمپلیفائر میں 11.11 فی صد تبدیلی آئی جبکہ واپسی ایمپلیفائر میں صرف 1.818 فی صد تبدیلی آئی۔ یوں ایمپلیفائر 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 ایک پیغامر میں کل افزائش M گناہ گھٹتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کلد افزائش M گناہ مستحکم ہو جاتی ہے۔ یوں ایک پیغامر تخلیق دیتے وقت آپ افزائش گھٹاتے ہوئے اسے زیادہ مستحکم بن سکتے ہیں یا اس کے بر عکس افزائش کو کم مستحکم کرتے ہوئے اس کی قیمت بڑھا سکتے ہیں۔

اگر

$$(7.34) \quad |WA| \gg 1$$

ہوتے 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 مزاجمت وغیرہ سے بنایا جاتا ہے۔ بر قیانی پر راجات میں ٹرانزیستر، ماسفیٹ اور ڈائیڈ وغیرہ کی کارکردگی درجہ حرارت یا وقت کے ساتھ تبدیل ہوتی ہے۔ ان کے بر عکس مزاجمت، کپیسٹر وغیرہ میں ایسی تبدیلیاں نہیں 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 نہیں ممکن ہو جاتی ہے۔

ممکن ایمپلیفائر تخلیق دینے کا طریقہ ایک مثال کی مدد سے سمجھتے 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 ہو گی جو کہ قبل قبول نہیں۔ زیادہ سے زیادہ 0.4% تبدیلی قابل برداشت ہے۔ ایک عدد موصل نما واپسی ایمپلیفائر تخلیق دیں جس کی افزائش $V_f / V_a = 45^A$ ہو اور اس میں تبدیلی 0.4% سے تجاوز نہ کرے۔

حل:

ایسی صورت میں بنیادی ایمپلیفائر کی افزائش A_f کو ضرورت سے M گناہ زیادہ رکھ کر اسے تخلیق دیا جاتا ہے۔ اس ایمپلیفائر کے افزائش میں درجہ حرارت کے تبدیلی سے 5% تبدیلی پیدا ہو گی۔ اس کے بعد اس میں واپسی اشارے کی شمولیت کی جاتی ہے جس سے ایمپلیفائر کی واپسی افزائش M گناہ کم ہونے کے ساتھ ساتھ M گناہ ممکن 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_f کی قیمت پانچ فی صد ہے تو A_f کی قیمت سو فی صد ہو گی۔ اسی طرح اگر dA_f کی قیمت آدھائی صد ہو تو A_f کو سو فی صد تصور کیا جائے گا۔ یوں

$$\begin{aligned}\frac{dA_f}{A_f} &= M \left(\frac{dA_f}{A_f} \right) \\ \frac{5}{100} &= M \left(\frac{0.5}{100} \right) \\ M &= 10\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس ایکلینیفار کو دس گنا مستحکم کرنے کی ضرورت ہے۔

المذاہم ایسا یکلینیفار تخلیق دیں گے جس کی واپسی اشارہ شامل کرنے سے پہلے افزائش درکار قیمت سے M گنا زیادہ ہو لینی A کی قیمت $= 450 = 45 \times 10$ ہو گی۔ 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: $A = -1000$ اور $A_f = -100$ 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 ایکلینیفار کی افزائش ہے جو کہ بر قی دباؤ واپسی ایکلینیفار کی صورت میں A_{vf} ، بر قی رو واپسی ایکلینیفار کی صورت میں A_{if} ، موصل نما واپسی ایکلینیفار کی صورت میں A_{gf} اور مزاحمت نما واپسی ایکلینیفار کی صورت میں A_{rf} کو ظاہر کرتا ہے۔

7.4.2 تعدادی بگاڑ

مساوات 7.35 کے تحت $1 \gg WA$ کی صورت میں واپسی ایمپلیفائر کی افزائش صرف اور صرف W پر مختص ہوتی ہے۔ اگر واپس کار کی خاصیت تعداد پر مختص نہ ہو تو واپسی ایمپلیفائر کی کارکردگی بھی تعداد پر مختص نہیں ہو گی۔ واپس کار میں صرف مزاحمت استعمال کرتے ہوئے اس کے کارکردگی کو تعداد سے پاک بنایا جا سکتا ہے۔

اگر واپس کار میں کپیسٹر اور الامہ استعمال کئے جائیں تب اس کی کارکردگی تعداد پر مختص ہو گی۔ ایسی صورت میں واپسی ایمپلیفائر کی کارکردگی بھی تعداد پر مختص ہو گی۔ یوں اگر کسی خاص تعداد ω_0 پر W کی قیمت کم ہو جکہ اس تعداد سے کم یا اس سے زیادہ تعداد پر W کی قیمت زیادہ ہو تو A_f کی قیمت ω_0 پر زیادہ ہو گی جکہ ω_0 سے کم یا زیادہ تعداد پر اس کی قیمت کم ہو گی۔ یہ پٹی گزار فلٹر¹² کی خاصیت ہے۔ اسی طرح پٹی روک فلٹر¹³، پست گزار فلٹر اور بلند گزار فلٹر بھی بنائے جا سکتے ہیں۔

7.4.3 دائرہ کارکردگی کے پٹی میں وسعت

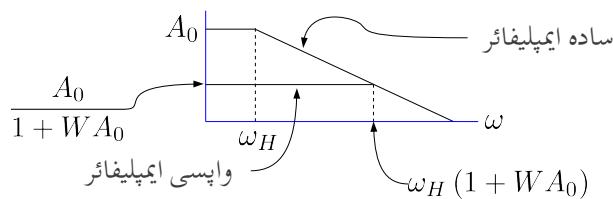
فرض کریں کہ بنیادی ایمپلیفائر کے افزائش میں ایک عدد قطب پایا جاتا ہے یعنی

$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}$$

اس مساوات میں A_0 سے مراد درمیانی تعداد کی افزائش اور ω_H اس کی بلند انقطائی تعداد 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



شكل 7.10 : دائرہ کارکردگی بالمقابل افزائش

اس مساوات سے واپسی ایمپلینفائر کی درمیانی تعداد پر افزائش

$$(7.36) \quad A_{f0} = \frac{A_0}{1 + WA_0}$$

ہے جبکہ اس کی بلند انقطای تعداد

$$(7.37) \quad \omega'_H = \omega_H (1 + WA_0)$$

ہے۔ واپسی ایمپلینفائر کے درمیانی تعداد کی افزائش اور اس کی بلند انقطای تعداد 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 ایمپلینفائر کے درمیانی تعداد کی افزائش ضرب اس کی بلند انقطای تعداد ہے۔ یوں افزائش کو کم کرتے ہوئے بلند انقطای تعداد کو بڑھایا جاسکتا ہے یا پھر بلند انقطای تعداد کو کم کرتے ہوئے افزائش کو بڑھایا جاسکتا ہے۔ شکل 7.10 اس حقیقت کو دکھلاتی ہے۔

مثال 7.6: ایک سادہ ایمپلینفائر کی درمیانی تعداد پر افزائش $\frac{V}{V} = 3000$ ہے جبکہ اس کی بلند انقطای تعداد 500 Hz ہے۔ اس میں واپسی اشارہ شامل کرتے ہوئے واپسی ایمپلینفائر حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر واپسی کار کا مستقل $W = 0.01$ ہو توب واپسی ایمپلینفائر کی درمیانی تعداد کی افزائش اور بلند انقطای تعداد 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 داخلي مزاحمت

هم نے دیکھا کہ منقی واپسی اشارے کی شمولیت سے افراکش M گناہ گھٹتی ہے۔ اس حصے میں داخلي مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

7.5.1 واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر کا داخلي مزاحمت

شکل 7.1 میں داخلي جانب منقی 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 افراکش 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 $\rightarrow \infty$ کی صورت میں R_L

$$(7.41) \quad A_V \Bigg|_{R_L \rightarrow \infty} = A'_v$$

حاصل ہوتا ہے۔

واپسی اشارے کی عدم موجودگی میں

$$(7.42) \quad V_s = V'_i = I_i (R_i + R_s)$$

$$R'_i = \frac{V_s}{I_i} = R_i + R_s$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ R_s کو شامل کرتے ہوئے برقی دباؤ ایمپلینیٹر کی کل داخلی مزاحمت R'_i ہے۔ آجیں اب واپسی اشارے کی شمولیت کے بعد $\frac{V_s}{I_i}$ حاصل کریں۔

$$V_s - V_f = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s - WV_o = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s - WA_V V'_i = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s - WA_V I_i (R_s + R_i) = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s = (1 + WA_V) (R_s + R_i) I_i$$

اس مساوات میں تیرسے قدم پر مساوات 7.40 اور چوتھے قدم پر مساوات 7.42 کا استعمال کیا گیا۔ اس سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.43) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i}$$

$$= (1 + WA_V) (R_s + R_i)$$

$$= (1 + WA_V) R'_i$$

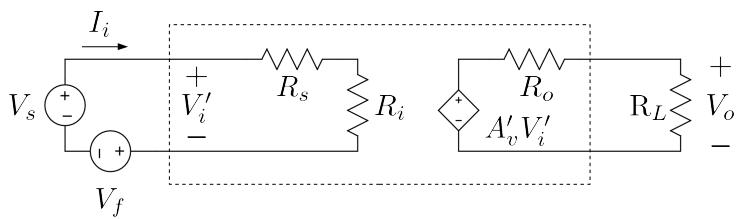
اس مساوات کے مطابق منفی واپسی اشارے کی شمولیت سے داخلی مزاحمت M گنا بڑھ جاتا ہے۔

اس نتیجے کو یوں سمجھا جا سکتا 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 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 دباؤ کا واپسی اشارہ چاہے خارجی برقی دباؤ یا خارجی برقی رو سے حاصل کیا جائے، یہ ہر صورت داخلی مزاحمت کو بڑھانے گا۔

مساوات 7.43 میں $R_s = 0$ پر کرتے ہوئے

$$(7.44) \quad R_{if} = (1 + WA_V) R_i$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں $R_s = 0$ لیا گیا ہے۔



شکل 7.11: واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر کی داخلي مزاحمت

7.5.2 واپسی برقی رو ایمپلیفائر کا داخلي مزاحمت

شکل 7.3 میں دکھائے برقی رو ایمپلیفائر میں داخلی جانب منقی 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 ایکپلیغاٹر 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

$$(7.48) \quad A_I = \frac{I_o}{I'_i}$$

واپسی اشارے کے موجودگی میں داخلی مزاحمت یوں حاصل ہو گا

$$\begin{aligned} I'_i &= I_s - I_f \\ &= I_s - W I_o \\ &= I_s - W A_I I'_i \\ I'_i &= \frac{I_s}{1 + W A_I} \end{aligned}$$

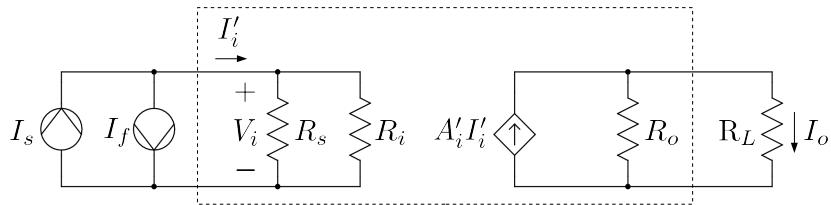
جہاں آخری قدم پر مساوات 7.48 کا استعمال کیا گیا۔ اس صورت میں داخلی برتنی دباؤ

$$\begin{aligned} V_i &= I'_i \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I'_i R'_i \\ &= \left(\frac{I_s}{1 + W A_I} \right) R'_i \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(7.49) \quad R'_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{R'_i}{1 + W A_I}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت واپسی رو ایکپلیغاٹر کا داخلی مزاحمت R'_{if} غیر واپسی ایکپلیغاٹر کے داخلی مزاحمت R'_i سے M ناکم ہوتا ہے۔



شکل 7.12: واپسی برقی رو ایمپلیفائز کی داخلي مزاحمت

اس حقیقت کو یوں سمجھا جا سکتا ہے کہ واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں \$I_s\$ داخلي مزاحمت \$R'_i\$ سے گزرتے ہوئے \$V_i\$ کو جنم دیتا ہے۔ اور \$I_s\$ کی شرح کو داخلي مزاحمت کہتے ہیں۔ واپسی 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 داخلي کل مزاحمت پر ایک جیسا اثر ہوتا ہے یعنی کل داخلي مزاحمت کم ہوتا ہے۔

مساوات 7.49 میں \$R_s = 0\$ پر کرتے ہوئے

$$(7.50) \quad R_{if} = \frac{R_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلي مزاحمت کو \$R_{if}\$ لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں \$0 = R_s\$ لیا گیا ہے۔

7.5.3 واپسی موصل نما ایمپلیفائز کا داخلي مزاحمت

شکل 7.4 میں واپسی 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 بیہاں شکل 7.13 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ بیہاں R_s کو ایمپلینافر 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۔

$$\begin{aligned} V'_i &= V_s = I_i (R_s + R_i) \\ R'_i &= \frac{V_s}{I_i} = R_s + R_i \end{aligned}$$

آنکیں اب واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R'_{if} حاصل کریں۔

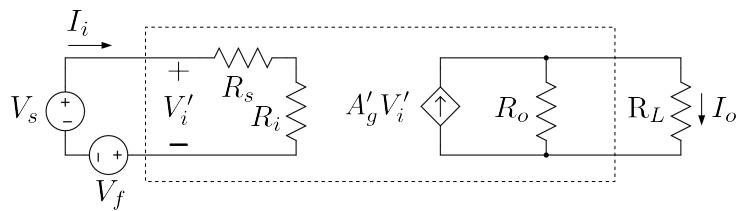
$$\begin{aligned} (7.53) \quad V'_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - WI_o \\ &= V_s - WA_G V'_i \\ V'_i &= \frac{V_s}{1 + WA_G} \end{aligned}$$

تیرے قدم پر مساوات 7.52 کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات کو

$$(7.54) \quad V'_i = I_i (R_s + R_i)$$

میں ڈالنے میں

$$\frac{V_s}{1 + WA_G} = I_i (R_s + R_i)$$



شکل 7.13: واپسی موصل نما ایمپلیفیائر کی داخلي 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 داخلي مزاحمت R'_{if} کی قیمت واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں کل داخلي مزاحمت R_i کے M گناہ 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 داخلي 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 ایمپلیفیائر کا داخلي 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 ایمپلینیٹر 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 خالی مزاحمت R'_i یوں حاصل ہوتا ہے

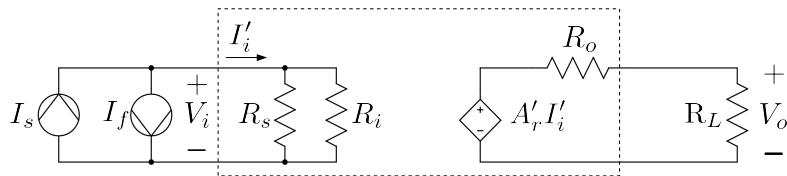
$$\begin{aligned} (7.59) \quad V_i &= I'_i \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I_s \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R'_i &= \frac{V_i}{I_s} = \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \end{aligned}$$

واپسی اشارے کے موجودگی میں

$$\begin{aligned} I'_i &= I_s - I_f \\ &= I_s - WV_o \\ &= I_s - WA_R I'_i \\ I'_i &= \frac{I_s}{1 + WA_R} \end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$V_i = I'_i \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right)$$



شکل 7.14: واپسی مزاحمت نما ایمپلیفیائر کی 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 گناہم ہوتا ہے۔

مساوات 7.60 میں $R_s = 0$ پُر 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 وapsی برقی دباؤ ایمپلیفائز 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۔ اور I_t کی شرح اس ایمپلیفائز کا خارجی مزاحمت R_{of} ہو گا۔ 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

$$(7.62) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + WA'_v}$$

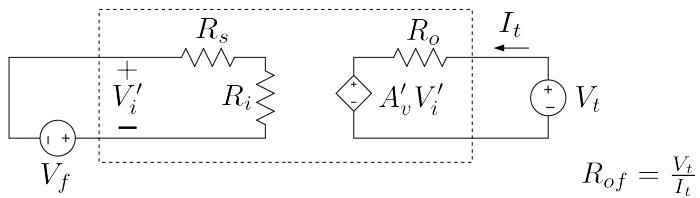
اگر R_L کو بھی شامل کیا جائے تب چونکہ R_L اور R_{of} متوازی جڑے ہیں لہذا اس صورت کل خارجی مزاحمت' یوں حاصل ہو گی

$$\begin{aligned} R_{of'} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) R_L}{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) + R_L} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{1+WA'_v}}{\frac{R_o + R_L(1+WA'_v)}{1+WA'_v}} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L(1+WA'_v)} \\ &= \frac{R_o R_L}{R_o + R_L + WA'_v R_L} = \frac{R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}\right)} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}}{1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}} \end{aligned}$$

در اصل A_V اور R_o کا مساوی متوازی مزاحمت ہے جسے R'_o لکھتے ہوئے اور $\frac{A'_v R_L}{R_o + R_L}$ مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.63) \quad R_{of'} = \frac{R'_o}{1 + WA_V}$$

¹⁴ برقی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر دور کیا جاتا ہے



شکل 7.15: واپسی برقی دیاو ایمپلیفیائر کا خارجی مزاحمت

مزید لا محدود مزاحمتی بوجہ یعنی $\infty \rightarrow R_L$ 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 ایمپلیفیائر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.12 میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $I_s = 0$ رکھ¹⁵ کر خارجی جانب برتنی دیا و V_t لاگو کرتے ہیں۔ اور I_t کی شرح اس ایمپلیفیائر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہو گا۔ شکل 7.16 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_t &= (I_t + A'_i I'_f) R_o \\ &= (I_t - A'_i I_f) R_o \\ &= (I_t - A'_i W I_o) R_o \end{aligned}$$

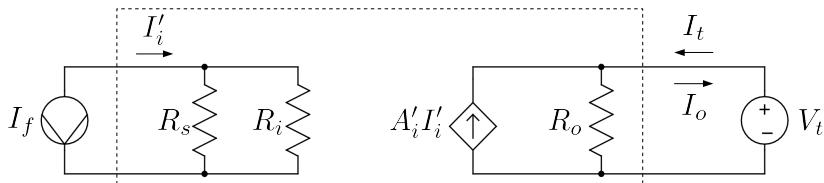
جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے $I_t = -I_o$ ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$V_t = (I_t + A'_i W I_t) R_o$$

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 کھلیے دور کیا جانا ہے



شكل 7.16 : واسی برقی رو ایمپلیفیٹر کا خارجی مزاحمت

مزاحمت بوجھ R_L مزاحمت R_{of} کے متوازی جڑا ہے لہذا اس کے شمولیت سے کل خارجی مزاحمت R'_{of} یوں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 R'_{of} &= \frac{R_{of}R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o(1 + WA'_i)R_L}{R_o(1 + WA'_i) + R_L} \\
 &= \frac{(1 + WA'_i)R_oR_L}{R_o + WA'_iR_o + R_L} = \frac{(1 + WA'_i)R_oR_L}{R_o + R_L + WA'_iR_o} \\
 &= \frac{(1 + WA'_i)R_oR_L}{(R_o + R_L) + WA'_iR_o} = \frac{(1 + WA'_i)R_oR_L}{(R_o + R_L)\left(1 + \frac{WA'_iR_o}{R_o + R_L}\right)} \\
 &= \left(\frac{R_oR_L}{R_o + R_L}\right) \frac{(1 + WA'_i)}{\left(1 + W\frac{A'_iR_o}{R_o + R_L}\right)}
 \end{aligned}$$

اور R_L متوازی جوڑنے سے $\frac{R_oR_L}{R_o + R_L}$ حاصل ہو گا۔ اس کو $A'_i R_o$ کو $\frac{A'_i R_o}{R_o + R_L}$ لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$(7.66) \quad R'_{of} = R'_o \frac{(1 + WA'_i)}{(1 + WA_I)}$$

7.6.3 واپسی موصل نما ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.13 میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $V_s = 0$ رکھ¹⁶ 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

$$\begin{aligned} V_t &= \left(I_t + A'_g V'_i \right) R_o \\ &= \left(I_t - A'_g V_f \right) R_o \\ &= \left(I_t - A'_g W I_o \right) R_o \\ &= \left(I_t + A'_g W I_t \right) R_o \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر قدم $-V_f = -I_t V'_i$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت R_{of} کی قیمت یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(7.67) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o \left(1 + WA'_g \right)$$

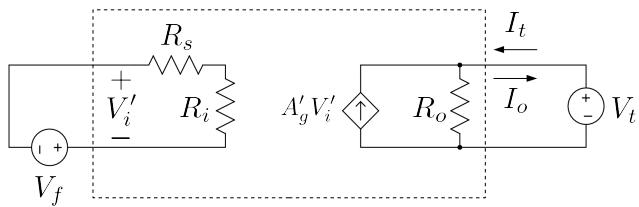
اگر R_L کو بھی شامل کیا جائے تب کل خارجی مزاحمت کو لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_{of} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o R_L \left(1 + WA'_g \right)}{R_o \left(1 + WA'_g \right) + R_L} \\ &= \frac{R_o R_L \left(1 + WA'_g \right)}{R_o + R_o WA'_g + R_L} = \frac{R_o R_L \left(1 + WA'_g \right)}{\left(R_o + R_L \right) \left(1 + \frac{R_o WA'_g}{R_o + R_L} \right)} \\ &= \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \right) \left(\frac{1 + WA'_g}{1 + \frac{R_o A'_g W}{R_o + R_L}} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات میں A_G کو $\frac{R_o A'_g}{R_o + R_L}$ کو لکھتے ہوئے اور R'_o کو $\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$ حاصل ہوتا ہے

$$(7.68) \quad R'_{of} = R'_o \left(\frac{1 + WA'_g}{1 + WA_G} \right)$$

¹⁶ برقی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر دور کیا جانا چاہیے



شکل 7.17: واپسی موصل نما ایمپلیفیائر کا خارجی مزاحمت

7.6.4 واپسی مزاحمت نما ایمپلیفیائر کا خارجی مزاحمت

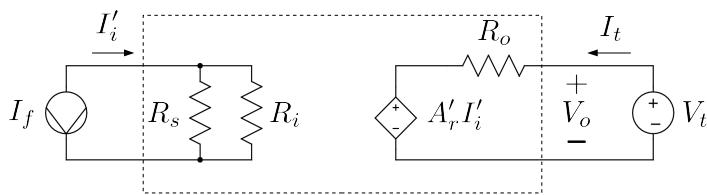
شکل 7.14 میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $I_s = 0$ ¹⁷ کر خارجی جانب بر قی دباؤ V_t لاگو کرتے ہیں۔ اور I_t کی شرح اس ایمپلیفیائر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہو گا۔ شکل 7.18 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_t &= \frac{V_t - A'_r I'_i}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r I_f}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_o}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_t}{R_o} \end{aligned}$$

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 جاسکتا ہے۔

$$(7.69) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + WA'_r}$$

¹⁷ برقی دو کو صفر کرنے کی خاطر اسے کھلے دور کیا جاتا ہے



شکل 7.18: واپسی مزاحمت نما ایمپلیفیٹر کا خارجی مزاحمت

اگر R_L کو بھی شامل کیا جائے تب کل خارجی مزاحمت R'_{of} کو یوں حاصل کیا جائے گا۔

$$\begin{aligned}
 R'_{of} &= \frac{R_o R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_o R_L}{1+WA'_r}\right)}{\left(\frac{R_o}{1+WA'_r} + R_L\right)} \\
 &= \frac{\left(\frac{R_o R_L}{1+WA'_r}\right)}{\left(\frac{R_o + R_L(1+WA'_r)}{1+WA'_r}\right)} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L (1 + WA'_r)} \\
 &= \frac{R_o R_L}{R_o + R_L + WA'_r R_L} = \frac{R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{WA'_r R_L}{R_o + R_L}\right)} \\
 &= \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{WA'_r R_L}{R_o + R_L}}\right)
 \end{aligned}$$

اس مساوات میں A_R کو $\frac{A'_r R_L}{R_o + R_L}$ کو لکھتے ہوئے اور R'_{of} کو $\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$ کو پیش کیا گیا ہے۔

$$(7.70) \quad R'_{of} = \frac{R'_o}{1 + WA_R}$$

جدول 7.2 میں ان نتائج کو پیش کیا گیا ہے۔

برقی دباؤ ایمپلیفیٹر 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 ایمپلیفیٹر کا داخلی مزاحمت بڑھتا ہے جبکہ اس کا خارجی مزاحمت گھشتا ہے۔ جہاں ایمپلیفیٹر کا داخلی اشارہ برقی دباؤ ہو وہاں زیادہ سے زیادہ داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔

جدول 7.2: وapsی ایمپلیفائر کے داخلی اور خارجی مزاحمت

ایمپلیفائر کی قسم	داخلی مزاحمت	خارجی مزاحمت
برقی دباؤ	$R'_{if} = R'_i (1 + WA_V)$	$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA'_v}$
برقی رو	$R'_{if} = \frac{R'_i}{1 + WA_I}$	$R_{of} = R_o (1 + WA'_i)$
موصل نما	$R'_{if} = R'_i (1 + WA_G)$	$R_{of} = R_o (1 + WA'_g)$
مزاحمت نما	$R'_{if} = \frac{R'_i}{1 + WA_R}$	$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA'_r}$

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 وapsی 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 وapsی ایمپلیفائر کے جماعت بندی کی مثالیں

کسی بھی وapsی ایمپلیفائر کے جماعت بندی اس کے داخلی جانب مساوات 7.30 کے طرز کے مساوات سے کی جاتی ہے۔ ایسے مساوات میں X_0 اور X_s پر پورا اترتہ ہوتے ہیں۔ جماعت اخذ کی جاتی ہے اور اگر دیا گیا ایمپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتہ ہوتے ہیں۔ مساوات 7.35 سے اس کی افزائش لکھی جا سکتی ہے۔ وapsی ایمپلیفائر عموماً مساوات 7.34 پر پورا اترتہ 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 اترتہ ہے لہذا افزائش کے لئے مساوات 7.35 استعمال کیا جائے گا۔

حسابی ایمپلیفائر کی افزائش نہیں زیادہ ہوتی ہے۔ یوں اس پر مبنی وapsی دور مساوات 7.34 پر پورا اترتہ ہے اور اس کی داخلی مساوات ہو بھو مساوات 7.30 کی طرح ہوتا ہے۔ یوں حسابی ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے کامل وapsی ادوار بنائے جاتے ہیں۔

ٹرانزسٹر ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر بنتا ہے۔

7.7.1 واپسی بر قی دباؤ ایمپلیفائر

ثبت حسابی ایمپلیفائر کو شکل 7.19 اف میں دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں اسی کو قدر مختلف طرز پر دبادہ بنایا گیا ہے جہاں اس میں واپسی اشارے کی پہچان آسانی سے ممکن ہے۔ شکل ب میں داخلی جانب کرچاف کے قانون برائے بر قی دباؤ سے

$$(7.71) \quad V_i = V_s - V_f$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$(7.72) \quad V_f = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o = WV_o$$

ہے۔ یوں

$$(7.73) \quad W = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

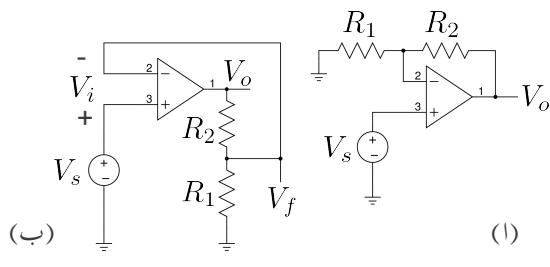
حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 7.72 سے صاف ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ بر قی دباؤ کی صورت میں پایا جاتا ہے اور اس کو خارجی بر قی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ اسی طرح مساوات 7.71 سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو بر قی دباؤ کے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہے ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ ثابت حسابی ایمپلیفائر واپسی بر قی دباؤ ایمپلیفائر 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۔

حسابی ایمپلیفائر کی افزائش A_{vf} نہایت زیادہ ہوتی ہے لہذا ثابت ایمپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے اور یوں مساوات 7.35 کے تحت

$$(7.74) \quad A_{vf} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$\begin{aligned}
 V_i &= V_s - V_f \\
 V_f &= \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o \\
 &= WV_o \\
 W &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\
 A_V &= \frac{1}{W} \\
 &= 1 + \frac{R_2}{R_1}
 \end{aligned}$$



شکل 7.19: مثبت حسابی ایمپلیفائر ایک واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائر ہے

حاصل ہوتا ہے جو کہ ہم جانتے ہیں کہ درست جواب ہے۔

حسابی ایمپلیفائر کا ایک منفی داخلی سرا جبکہ دوسرا مثبت داخلی سرا ہے۔ اس حصے میں واپسی ایمپلیفائر 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 جڑا جاسکتا ہے لہذا اسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی دباؤ اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھوین شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو برقی دباؤ (یعنی V_f) کی صورت میں حاصل کریں۔ V_f کے مساوات سے یہ بتانا 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۔

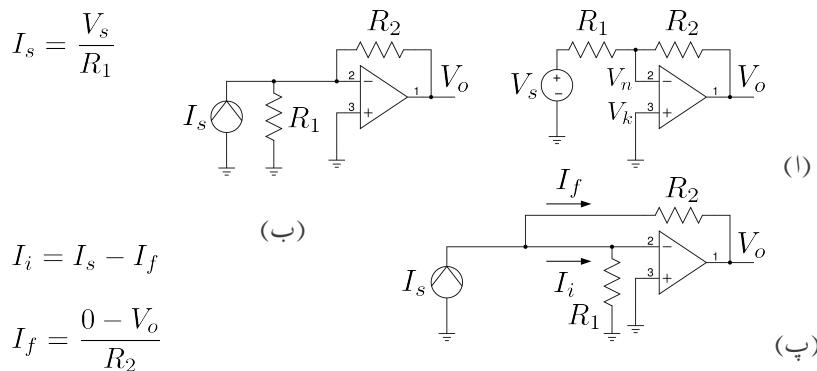
7.7.2 واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر

شکل 7.20 الف میں منفی حسابی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی اشارے کا نادٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$(7.75) \quad I_s = \frac{V_s}{R_1}$$

ہو گا۔ شکل پ کے داخلی جانب کرچاف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے مساوات 7.29 کے طرز پر

$$(7.76) \quad I_i = I_s - I_f$$



شکل 7.20: منفی حسابی ایمپلیفیائر ایک واپسی مزاحمت نما ایمپلیفیائر ہے

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 ایمپلیفیائر کے منفی اور ثابت داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ رہتا ہے۔ چونکہ یہاں ثبت داخلی برقی زمین پر ہے لہذا $V_n = 0$ ہو گا اور اس طرح $0 = V_n$ حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.77 سے ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی روکی 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 روکے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہے ہے۔ یوں ان دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ منفی حسابی ایمپلیفیائر دراصل واپسی مزاحمت نما ایمپلیفیائر 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 ایمپلیفیائر کی افزائش نہایت زیادہ ہوتی ہے لہذا منفی ایمپلیفیائر مساوات 7.34 پر پورا اترتہ 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 جا سکتا 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 منقی حسابی ایمپلیفائر کی جانی پہچانی مساوات ہے۔

اس حصے میں واپسی مراجحت نما ایمپلیفائر میں داخلی اشارے کو منقی داخلی اشارے پر مہیا کیا گیا۔ اسی طرح واپسی اشارے کو بھی منقی 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 بر قی رو کے اشارات کو ہی متوازی جوڑا جا سکتا ہے المذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو بر قی رو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو ناراثن شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو بر قی رو (یعنی I_f) کی صورت میں حاصل کریں۔ I_f کے مساوات سے یہ بتانا ممکن ہو گا کہ آیا خارجی بر قی دباؤ یا خارجی بر قی 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 بوجہ R_L ٹرانزسٹر کے لکٹر پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی تجربے کی غرض سے $V_{CC} = 0$ اور $V_{BB} = V_{be}$ لئے گئے ہیں۔ مزید ٹرانزسٹر کے V_i کو لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - (-I_o R_e) \\ &= V_s - W I_o \end{aligned}$$

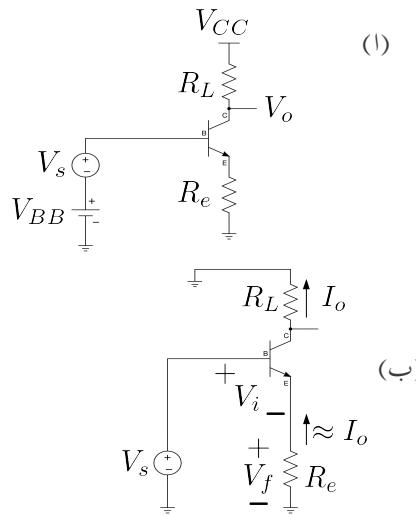
لکھا جا سکتا ہے۔ اس کا ($X_i = X_s - W X_0$) کے ساتھ موازنہ کرنے سے

$$(7.82) \quad W = -R_e$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ یہ واپسی موصل نما ایمپلیفائر ہے اور یوں

$$(7.83) \quad A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} \approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e}$$

$$\begin{aligned}V_i &= V_s - V_f \\V_f &= -I_o R_e \\W &= -R_e \\A_{gf} &\approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e}\end{aligned}$$



شکل 7.21: ٹرانزستر کا واپسی موصل نما ایمپلیفیاٹر

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 $V_f = -\frac{R_e}{R_L} V_o$ تو $I_o = \frac{V_o}{R_L}$ لکھا جائے تو لکھا جا سکتا ہے جس سے $W = -\frac{R_e}{R_L}$ حاصل ہو گا۔ 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 $V_o = I_o R_L$ یعنی $A_{vf} = \frac{V_o}{V_s}$ حاصل کرتے ہیں۔ چونکہ

$$(7.84) \quad A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o R_L}{V_s} = \left(\frac{I_o}{V_s} \right) R_L = A_{gf} R_L = -\frac{R_L}{R_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مساوات کے مطابق $\frac{V_o}{V_s}$ کی قیمت R_L سے منسک ہے۔ اس لئے اگرچہ اسے بر قی دباؤ کا جیٹہ بڑھانے کی خاطر استعمال کیا جاسکتا ہے مگر یہ ہرگز بر قی دباؤ ایمپلیفیاٹر نہیں ہے اور جب بھی بوجھ R_L تبدیل کی جائے اس ایمپلیفیاٹر 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 لدا 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 اندروفنی حصہ تصور کرتے ہوئے $V_f = V_s - V_f$ 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 جاسکتے ہیں لذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی دباؤ اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو ٹھوینی شکل دیں جبکہ واپسی اشارے کی مساوات کو برقی دباؤ (یعنی V_f) کی صورت میں حاصل کریں۔

واپسی اشارے کی مساوات سے یہ بتانا ممکن ہو گا کہ آیا V_0 یا I_0 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 رو ایمپلیفائر

شکل 7.22 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ R_L ٹرانزسٹر Q_2 کے گلگھر پر لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی تجزیے کی غرض سے کپسٹر کو قصر دور اور $0 = V_{CC} = V_{BB}$ لیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کا نادڑن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے اور R_s کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں کرچاف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

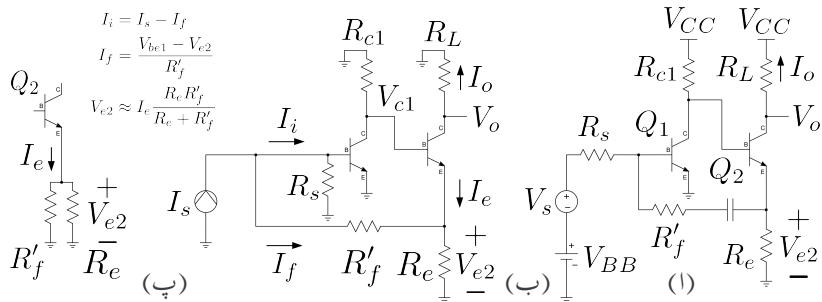
$$I_i = I_s - I_f$$

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

¹⁸ ایسا کرنے یوں B کو منفی جبکہ E کو مثبت داخلی سرا تصور کریں



شکل 7.22: ٹرانزسٹر کا واپسی برقی رو ایمپلیفیٹر

جانب کا متغیرہ 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 $0 = V_{be1}$ لیتے ہوئے) اور R'_f اور R_e کو متوالی تصور کیا جا سکتا 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 $-I_o \approx I_e$ 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 بر قی رو ایکپلینفائر ہے اور یوں

$$(7.85) \quad A_{if} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R'_f}{R_e}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

اس ایکپلینفائر کا $\frac{V_o}{V_s}$ یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$(7.86) \quad A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o R_L}{I_s R_s} = \left(\frac{I_o}{I_s} \right) \left(\frac{R_L}{R_s} \right)$$

$$= A_{if} \left(\frac{R_L}{R_s} \right) = \left(1 + \frac{R'_f}{R_e} \right) \left(\frac{R_L}{R_s} \right)$$

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 متوازنی جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف بر قی رو اشارات ہی متوازنی جوڑے جا سکتے ہیں لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو بر قی رو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو نارٹن شکل دیں جبکہ واپسی اشارے کی مساوات کو بر قی رو (یعنی I_f) کی صورت میں حاصل کریں۔ واپسی اشارے کی مساوات سے یہ بتانا ممکن ہو گا کہ آیا V_o یا I_o سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایکپلینفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

جس داخلی سرے پر داخلی اشارہ جڑا ہو اگر اسی نقطے پر مزاحمت (یا کپسٹر وغیرہ) کا ایک سرا جڑا ہو جبکہ اس مزاحمت (یا کپسٹر) کا دوسرا سرا ایکپلینفائر کے خارجی جانب جڑا ہو تو ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات متوازنی جڑے ہوتے ہیں۔

7.7.5 واپسی مزاحمت نما ایکپلینفائر

شکل 7.23 میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوچھ R_L ٹرانزسٹر کے E پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی تجزیے کی غرض سے کپسٹر 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 ایکپلینفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.87) \quad I_i = I_s - I_f$$

$$\text{جہاں } I_s = \frac{V_s}{R_s} \text{ اور}$$

$$\begin{aligned} I_f &= \frac{V_{be} - V_o}{R_f} \\ &= \frac{V_{be}}{R_f} - \frac{V_o}{R_f} \end{aligned}$$

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 برتنی 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 ایمپلیفائر ہے اور یوں

$$(7.88) \quad A_{rf} \approx \frac{1}{W} = -R_f$$

ہو گا۔

اسی ایمپلیفائر کا 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 یوں حاصل ہو گا

$$(7.90) \quad A_{if} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s} = \left(\frac{V_o}{I_s} \right) \frac{1}{R_L} = \frac{A_{rf}}{R_L} = -\frac{R_f}{R_L}$$

$$\begin{aligned}
 I_i &= I_s - I_f \\
 I_f &= \frac{V_{be} - V_o}{R_f} \approx -\frac{V_o}{R_f} \\
 &= WV_o \\
 W &= \frac{1}{R_f} \\
 A_{rf} &= \frac{1}{W} = -R_f \quad (\text{ب})
 \end{aligned}
 \quad
 \begin{array}{c}
 \text{Circuit Diagrams:} \\
 \text{Left: Input } I_i \text{ enters through } R_f, \text{ then } R_L \text{ to output } V_o. \\
 \text{Bottom: Input } I_s \text{ enters through } V_{be}, \text{ then } R_s \text{ to output } V_o. \\
 \text{Right: Input } V_{BB} \text{ enters through } R_s, \text{ then } R_f \text{ to output } V_o.
 \end{array}
 \quad (1)$$

شکل 7.23: ٹرانزسٹر کا واپسی مزاحمت نما ایمپلیفیائر

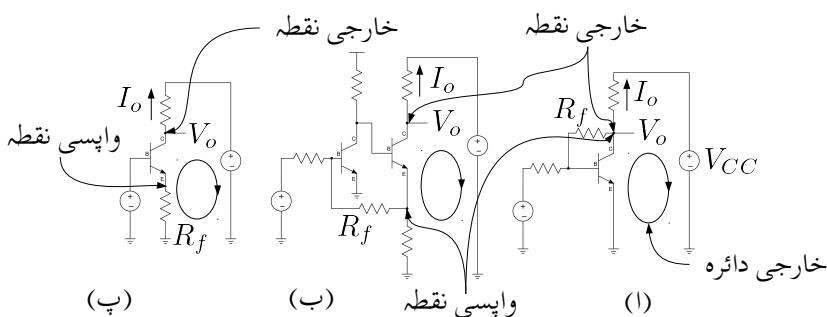
اور $\frac{I_o}{V_s}$ کو یوں

$$(7.91) \quad A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{\frac{I_s R_s}{I_o}} = \left(\frac{V_o}{I_s} \right) \frac{R_s}{R_L} = A_{rf} \frac{R_s}{R_L} = -\frac{R_f R_s}{R_L}$$

شکل 7.24 الف، ب اور پ میں شکل 7.21 اور شکل 7.22 دو بارہ دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف پر غور کریں۔ اس میں خارجی دائرے کی نشاندہی کی گئی ہے۔ خارجی جانب برقی رو₀ V_o اور برقی رو₀ I_o کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ ٹرانزسٹر کے C جہاں سے V_o یا (اور) 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 $\frac{1}{R_f}$ بطور واپس کار کروار ادا کر رہا ہے۔ اس شکل میں واپسی نقطہ اور خارجی نقطہ دونوں ایک ہی جوڑ پر پائے جاتے ہیں۔ ایسی صورت جہاں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ ایک ہی جوڑ پر پائے جائیں میں واپس کار خارجی برقی رو₀ V_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 ب میں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ دو علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں۔ یوں واپسی اشارے کو اس جوڑ 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 گیا ہے۔ خارجی دائرہ وہ دائرہ ہے جس میں خارجی برقی رو₀ 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 رو₀ I_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 پ میں مزاحمت R_e کو لکھا گیا ہے۔ یہاں بھی خارجی اور واپسی نقطے دو علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں لہذا یہاں بھی واپس کار خارجی برقی رو₀ I_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔



شکل 7.24: واپسی نقطے

7.8 واپسی ایمپلیفیائر کا تفصیلی تجزیہ

اب تک مساوات 7.34 پر پورا اترتے واپسی ایمپلیفیائروں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں ان واپسی ایمپلیفیائر پر غور کیا جائے گا جو اس مساوات پر پورا نہیں اترتے۔ ایسا کرتے وقت ایمپلیفیائر کو دو حصوں یعنی بنیادی ایمپلیفیائر A اور واپس کار W میں تقسیم کیا جاتا ہے۔ واپسی ایمپلیفیائر میں واپسی اشارے کو صفر کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کو شامل کرتے ہوئے بنیادی ایمپلیفیائر حاصل کیا جاتا ہے۔ مندرجہ ذیل اقدام کی مدد سے ایسا کیا جاتا ہے۔

بنیادی ایمپلیفیائر کا داخلی حصہ حاصل کرنے کی خاطر خارجی اشارہ X_0 کی قیمت کو صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

- اگر خارجی برقی دباد V_0 سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہو (یعنی $X_f = WX_0 = W$) تو خارجی برقی دباد کو قصر دور کر کے $V_0 = 0$ 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 ایمپلیفیائر 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 بر عکس اگر داخلی اور وapsی اشارات سلسلہ وار جڑے ہوں تب یہ دونوں بر قی دباؤ اشارات ہوں گے۔ داخلی دائرے کو کھلے سرے کرنے سے $V_i = 0$ کیا جاتا ہے۔

اس ترکیب سے وapsی اشارہ کے اثرات کو ختم کر دیا جاتا ہے جبکہ بنیادی ایمپلینیٹر پر وaps کار کے بوجھ کے اثرات برقرار رہنے دئے جاتے ہیں۔ اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے وapsی ایمپلینیٹر حل کرنے کے مکمل اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

- پہلے یہ فیصلہ کریں کہ X_f بر قی دباؤ یا بر قی رو کا اشارہ ہے۔ اگر X_f داخلی اشارہ X_s کے ساتھ سلسلہ وار جڑا ہو تو X_f بر قی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر یہ X_s کے ساتھ متوازی جڑا ہو تو X_f بر قی رو اشارہ ہو گا۔ اسی طرح فیصلہ کریں کہ X_0 بر قی دباؤ یا بر قی رو اشارہ ہے۔ اگر X_0 کو جوڑ سے حاصل کیا گیا ہو تو X_0 بر قی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر X_f خارجی دائرہ سے حاصل کیا گیا ہو تو X_0 بر قی رو اشارہ ہو گا۔

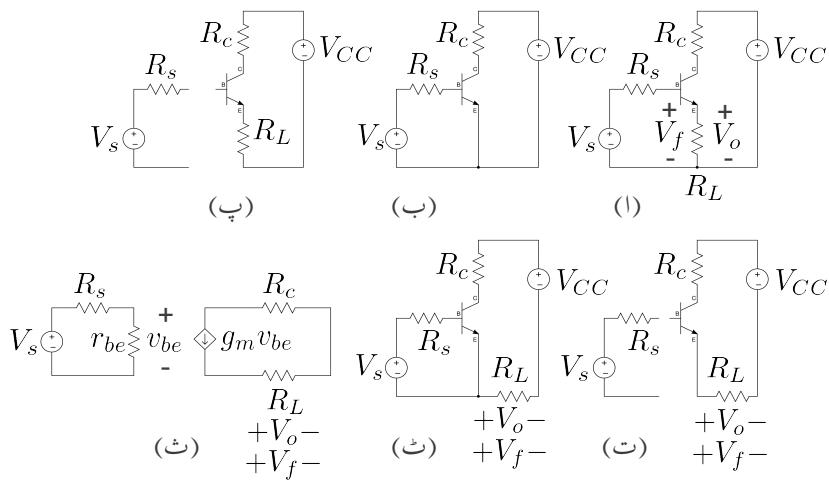
- وابضی ایمپلینیٹر کی جماعت دریافت کریں۔ اگر X_s اور X_f سلسلہ وار جڑے ہوں تب X_f بر قی دباؤ اشارہ یعنی V_f ہو گا اور اگر یہ دونوں متوازی جڑے ہوں تب X_f بر قی رو اشارہ یعنی I_f ہو گا۔ اسی طرح اگر وapsی اشارے کو خارجی نقطے سے حاصل کیا گیا ہو تو وapsی اشارے کو V_0 سے حاصل کیا ہو گا اور خارجی اشارے کو V_0 تصور کیا جائے گا۔ اس کے بر عکس اگر وapsی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا گیا ہو تو اسے خارجی اشارہ I_0 تصور کیا جائے گا۔

- وابضی اشارے کا اثر ختم کرتے ہوئے مگر وaps کار کے بوجھ کے اثر کو برقرار رکھتے ہوئے مندرجہ بالا قوانین کی مدد سے بنیادی ایمپلینیٹر کا دور حاصل کریں۔ اگر X_f اور X_s سلسلہ وار جڑے ہوں تب داخلی اشارہ X_s کا تھوڑن مساوی دور استعمال کریں۔ اس کے بر عکس اگر X_f اور X_s متوازی جڑے ہوں تب داخلی اشارہ X_s کا نارٹن مساوی دور استعمال کریں۔

- بنیادی ایمپلینیٹر میں ٹرانزسٹر کاریاضی نموہن استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور حاصل کریں اور اس میں X_0 اور X_f کی نشاندہی کریں۔

- وابضی اشارے $= W X_0$ کی مساوات حاصل کریں جس سے W کی قیمت حاصل ہو گی۔
- کرچاف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے بنیادی ایمپلینیٹر سے افراکش A ، داخلی مزاجمت R_0 اور خارجی مزاجمت R_{if} حاصل کریں۔
- مندرجہ بالا حاصل کردہ معلومات سے افراکش A_f اور R'_{if} حاصل کریں۔

آئیں اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے وapsی ایمپلینیٹر حل کریں۔



شکل 7.25: بنیادی ایمپلیفیٹر کا حصول

7.9 واپسی برقی دباؤ ایمپلیفیٹر

شکل 7.25 الف میں واپسی برقی دباؤ ایمپلیفیٹر 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 باقدم حل کرتے ہیں۔

پہلے قدم پر اس کی جماعت جانا ضروری ہے۔ اس دور پر تفصیلی بحث ہو چکی ہے۔ یہ واپسی برقی دباؤ ایمپلیفیٹر ہے۔

چونکہ V_0 سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے لہذا، بنیادی ایمپلیفیٹر کا داخلی مساوی دور حاصل کرنے کی خاطر V_0 کو تصریح 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 ایمپلیفیٹر 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 پ کو قدر مختلف طرز پر شکل ت میں دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں V_0 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 ث حاصل ہوتا ہے۔ شکل ث 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 ث میں ٹرانزسٹر کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ث 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 $r_{be} = g_m r_{be} = \beta$ ہے۔ شکل ث سے $V_f = V_0$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$(7.97) \quad M = 1 + WA_V = 1 + \frac{\beta R_L}{R_s + r_{be}} = \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}}$$

- ہے

بنیادی ایمپلینیٹر کا داخلی مزاحمت

$$(7.98) \quad R'_i = R_s + r_{be}$$

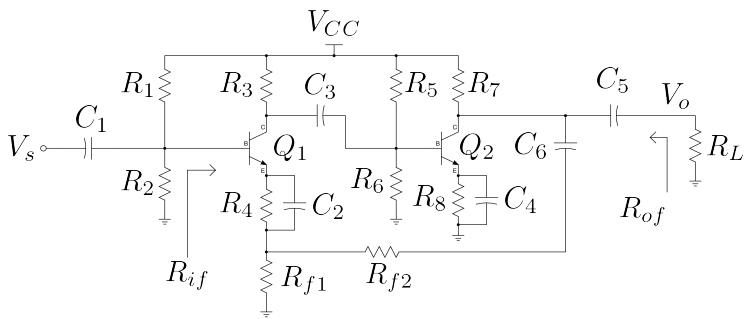
کے برابر ہے اور یوں

$$(7.99) \quad R'_{if} = MR'_i = (R_s + r_{be}) \times \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}} = R_s + r_{be} + \beta R_L$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساویات 7.41 کے تحت $A'_v = A_V|_{R_L \rightarrow \infty}$ ہے۔ یوں مساوات 7.96 میں $\infty \rightarrow R_L$ کے استعمال سے $A'_v = \infty$ حاصل ہوتا ہے۔ خارجی مزاحمت R_o حاصل کرتے وقت بوجھ R_L کو ایمپلینیٹر کا حصہ تصور نہیں کیا جاتا اور یوں شکل ث سے $R_o = \infty$ حاصل ہوتا ہے جس سے

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA'_v} = \frac{\infty}{\infty}$$



شکل 7.26: دو درجہ زنجیری واپسی برقی دباؤ ایمپلیفیٹر

حاصل ہوتا ہے جس کا کوئی مطلب نہیں۔

مساویات 7.100 سے خارجی مزاحمت حاصل کرنا ممکن نہیں۔ R_{of}' حاصل کرنے کی خاطر دور سے پہلے حاصل کریں اور پھر مساوات 7.64 کی مدد سے R_0 حاصل کریں۔

R_L کی شمولیت سے R_0' کی قیمت R_L کے برابر ہے۔ اس طرح

$$(7.100) \quad R_{of}' = \frac{R'_0}{M} = \frac{R_L(R_s + r_{be})}{R_s + r_{be} + \beta R_L}$$

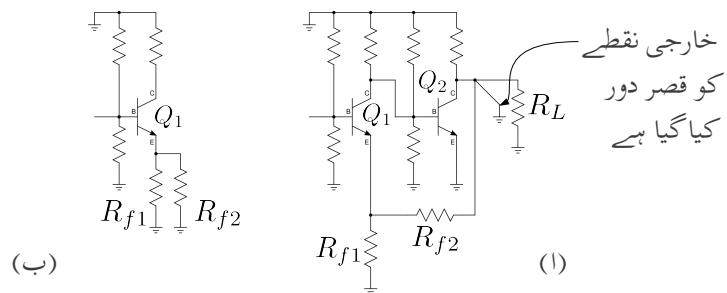
اور

$$(7.101) \quad R_{of} = R_{of}' \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{R_s + r_{be}}{\beta}$$

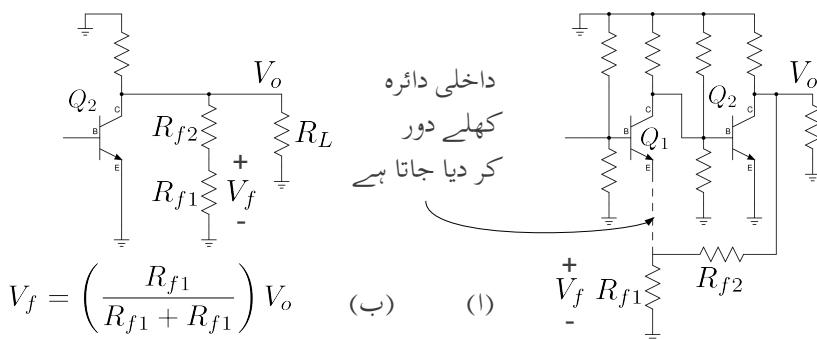
حاصل ہوتا ہے۔

7.10 واپسی برقی دباؤ زنجیری ایمپلیفیٹر

شکل 7.26 میں دو کڑی زنجیری ایمپلیفیٹر دکھایا گیا ہے۔ درکار تعدد پر تمام کپیسٹروں کو قصر دور تصور کریں۔ اس ایمپلیفیٹر

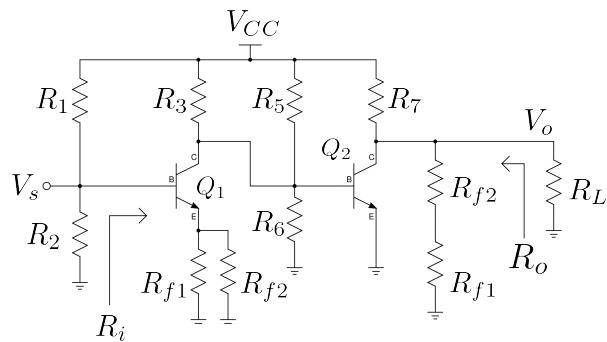


شکل 7.27: دو درجہ زنجیری واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کے داخلی حصے کا حصول



شکل 7.28: دو درجہ زنجیری واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کے خارجی حصے کا حصول

میں خارجی برتی دباو V_o سے واپسی اشارہ V_f حاصل کیا گیا ہے المذا 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 المذا 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_{f2} اور R_{f1} متوازی جڑ جاتے ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں V_f میں V_s سلسلہ وار جڑے ہیں المذا بنیادی ایمپلیفائر کے خارجی جانب کا دور حاصل کرتے وقت داخلی دائرة کو کھلے دور کیا جائے گا۔ اس دائرة کو Q_1 کے میں یا اس کے ایمپٹ پر کھلے دور کیا جاسکتا ہے۔ شکل 7.28 الف میں داخلی دائرة کو Q_1 کے ایمپٹ پر کھلے دور کیا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے R_{f2} اور R_{f1} خارجی جانب سلسلہ وار جڑ جاتے ہیں۔ شکل 7.29 کو زنجیری ضرب سے با آسانی حل کرتے ہوئے A_v حاصل کی جاسکتی ہے۔ اسی طرح اس بنیادی ایمپلیفائر کا R_i



شکل 7.29: دو درجہ زنجیری واپسی برقی دباؤ ایمپلیفیٹر کا بنیادی ایمپلیفیٹر

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 R_{of}' اور A_{vf} حاصل کیا جاسکتا ہے۔

سوالات

سوال 7.1: ایک سادہ ایکلیپسیفار کی افراکش میں مختلف وجوہات کی بنا پر 7% کے فرق پیدا ہوتا ہے۔ اس ایکلیپسیفار میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ یوں حاصل واپسی ایکلیپسیفار کی افراکش میں انیں وجوہات کی بنا پر صرف 1% کا فرق پیدا ہوتا ہے۔ M کی قیمت حاصل کریں۔ اگر سادہ ایکلیپسیفار کی افراکش $\frac{V}{V} = 245$ تھی تب واپسی ایکلیپسیفار کے افراکش اور واپسی کار کے مستقل W کی قیمت کیا ہو گی؟

$$\text{جوابات: } W = 0.02449 \frac{V}{V}, A_f = 35 \frac{V}{V}, M = 7$$

سوال 7.2: اگر سوال 7.1 میں سادہ ایکلیپسیفار کا بلند انقطاعی تعداد 200 kHz ہو تب واپسی ایکلیپسیفار کی بلند انقطاعی تعداد کیا ہو گی۔

جواب: 1.4 MHz

سوال 7.3: ایک واپسی بر قی دباؤ ایکلیپسیفار کے $\frac{V}{V}$ $A'_v = 2000$ اور $R_i = 2 \text{ k}\Omega$ اور $R_o = 500 \Omega$ ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ جبکہ بر قی بوجھ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ اس ایکلیپسیفار میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپسی کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{V}{V}$ ہے۔ واپسی ایکلیپسیفار کی افراکش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 24 \Omega, R'_{if} = 60 \text{ k}\Omega, A_{vf} = 95 \frac{V}{V}$$

سوال 7.4: ایک واپسی بر قی رو ایکلیپسیفار کے $\frac{A}{A}$ $A_i = 2000$ اور $R_i = 500 \Omega$ اور $R_o = 5 \text{ k}\Omega$ اور $R_s = 5 \text{ k}\Omega$ جبکہ بر قی بوجھ $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ اس ایکلیپسیفار میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپسی کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{A}{A}$ ہے۔ واپسی ایکلیپسیفار کی افراکش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 96 \text{ k}\Omega, R'_{if} = 28 \Omega, A_{if} = 94 \frac{A}{A}$$

سوال 7.5: ایک موصل نما ایکلیپسیفار کے $\frac{A}{V}$ $A_g = 2000$ اور $R_i = 5 \text{ k}\Omega$ اور $R_o = 500 \Omega$ ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $R_s = 500 \Omega$ جبکہ بر قی بوجھ $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ اس ایکلیپسیفار میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپسی کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{V}{A}$ ہے۔ واپسی ایکلیپسیفار کی افراکش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 9.59 \text{ k}\Omega, R'_{if} = 39 \text{ k}\Omega, A_{gf} = 86 \frac{\text{A}}{\text{V}}$$

سوال 7.6: ایک مزاحمت نما ایمپلیفائز کے $\frac{\text{V}}{\text{A}}$ ، $A'_r = 2000 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ اور $R_i = 500 \Omega$ 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 ایمپلیفائز میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{\text{A}}{\text{V}}$ ہے۔ واپسی ایمپلیفائز کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 238 \Omega, R'_{if} = 32 \Omega, A_{rf} = 93 \frac{\text{V}}{\text{A}}$$

سوال 7.7: آپ کے پاس $\frac{\text{V}}{\text{A}}$ 2000 کا برقی دباؤ ایمپلیفائز موجود ہے جس کا داخلی مزاحمت $5 \text{ k}\Omega$ اور خارجی مزاحمت 500Ω ہیں۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے واپسی برقی دباؤ کا ایمپلیفائز تخلیق دیں جس کی افزائش $\frac{\text{V}}{\text{A}}$ 12.5 ہو۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $1 \text{ k}\Omega$ اور برقی بوجھ متوقع ہیں۔ R_{of} اور R'_{if} بھی حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } A_{vf} = 12.5 \frac{\text{V}}{\text{A}}, A_{v'} = 1667 \frac{\text{V}}{\text{V}}, R'_i = 6 \text{ k}\Omega \text{ کی خاطر درکار ہے} - R_{of} = 4.95 \Omega, R'_{if} = 606 \text{ k}\Omega, W = 0.08 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

سوال 7.8: سوال 7.7 میں تخلیق کئے گئے واپسی ایمپلیفائز پر اگر $3 \text{ k}\Omega$ کا بوجھ لادا جائے تو اس کی A_{vf} کیا حاصل ہو گی۔

جواب: $12.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ بوجھ کی مزاحمت آدھی کرنے سے واپسی افزائش میں صرف % 0.8 کی تبدیلی آئی۔ واپسی ایمپلیفائز یقیناً ممکن ہے۔

سوال 7.9: سوال 7.7 میں تخلیق کردہ واپسی ایمپلیفائز میں بنیادی ایمپلیفائز کو تبدیل کرتے ہوئے $\frac{\text{V}}{\text{V}}$ 1500 کا ایمپلیفائز نسب کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے A_{vf} کی نئی قیمت کیا حاصل ہو گی؟

جواب: $12.33 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ بنیادی ایمپلیفائز کے افزائش میں 25% تبدیلی سے واپسی ایمپلیفائز کے افزائش میں صرف % 1.36 کی تبدیلی پیدا ہوئی۔ واپسی ایمپلیفائز کے ممکن ہونے کی یہ ایک اچھی مثال ہے۔

سوال 7.10: ایک واپسی برقی دباؤ ایمپلیفائز میں $V_s = 150 \text{ mV}$ ، $V_f = 148 \text{ mV}$ اور $V_o = 12 \text{ V}$ اور $R_o = R'_i = 2 \text{ k}\Omega$ اور $R_{of} = 1950 \Omega$ جاتے ہیں۔ اس ایمپلیفائز کے W ، A_V اور A_{vf} حاصل کریں۔ اگر بنیادی ایمپلیفائز کا $2 \text{ k}\Omega$ اور R'_{if} کیا ہوں گے۔

جوابات: $R_{of} = 26 \Omega$ اور $R'_{if} = 150 \text{ k}\Omega$ ، $A_V = 6000 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ، $A_{vf} = 80 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ، $W = 0.01233 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ہیں۔

سوال 7.11: بنیادی برتنی رو ایکلیفائر کی افرائش $\frac{\text{A}}{\text{A}}$ 3000 جبکہ اسی سے حاصل واپسی ایکلیفائر کی افرائش $15 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ ہے۔ $R_o = 15 \text{ k}\Omega$ اور $R'_{if} = 20 \text{ k}\Omega$ کی صورت میں اور R_{of} حاصل کریں۔

جوابات: $R_{of} = 3 \text{ M}\Omega$ اور $R'_{if} = 100 \Omega$

سوال 7.12: شکل 7.25 میں اف میں $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ اور $R_s = 2 \text{ k}\Omega$ ، $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ، $\beta = 100$ اور R_{of} اور R'_{if} حاصل کریں۔

جوابات: $R_{of} = 35 \Omega$ اور $R'_{if} = 103.5 \text{ k}\Omega$ ، $A_{vf} = 0.957 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ، $A_V = 22.22 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ، $r_{be} = 2.5 \text{ k}\Omega$ ، $A_{vf} = 0.978 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ہے۔

سوال 7.13: سوال 7.12 میں β کی قیمت 200 جبکہ $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ ہی رکھتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔ میں کتنے فی صد تبدیلی رو نما ہوئی۔

جوابات: $R_{of} = 22.5 \Omega$ ، $R'_{if} = 204.5 \text{ k}\Omega$ ، $A_{vf} = 0.978 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ہے۔

سوال 7.14: شکل 7.26 میں زنجیری ایکلیفائر دکھایا گیا ہے جبکہ مساوات 7.102 میں اس کے واپس کار کا مستقل W حاصل کیا گیا ہے۔ A_{vf} حاصل کریں۔

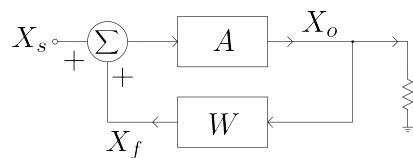
جواب: $A_{vf} = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}}$

الباب 8

مرتعش

گزشتہ باب میں منفی واپسی ادوار پر غور کیا گیا۔ اس باب میں مرتعش¹ پر غور کیا جائے گا جو مشتب و اپسی دور کی ایک قسم ہے۔ مرتعش ایک ایسے دور کو کہتے ہیں جسے کوئی داخلی اشارہ دے بغیر اس سے ارتعاش کرتا خارجی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے۔ آئین مرتعش کی بنیادی کارکردگی شکل 8.1 کی مدد سے سمجھیں۔ قصور کریں کہ ایک لمحے کے لئے اس دور کو ارتعاش کرتا داخلی اشارہ X_s فراہم کرنے کے بعد $0 = X_s$ کر دیا جاتا ہے۔ اس طرح ایک لمحے کے لئے اس دور میں ارتعاش کرتا خارجی اشارہ $X_o = W X_0$ نمودار ہو گا۔ واپسی دور سے $X_o = W X_0 = X_f$ پیدا کرے گا جو کہ بنیادی ایمپلیفیاٹر کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے۔ بنیادی ایمپلیفیاٹر X_f سے خارجی اشارہ $X_o = A X_f = W A X_0$ پیدا کرے گا۔ یوں واپسی دور اور بنیادی ایمپلیفیاٹر میں ایک چکر کے بعد پہلی مرتبہ نمودار ہونے والے اشارے X_0 کی قیمت اب $W A X_0$ ہو گی۔ یہ اشارہ بھی جب واپسی دور اور بنیادی ایمپلیفیاٹر میں ایک چکر کا ٹੂ تو اس کی نئی قیمت

oscillator¹



شکل 8.1: مشتب و اپسی دور

$(WA)^2 X_0$ ہو جائے گی۔ اسی طرح n چکر کے بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ X_0 کا $WA = 1$ ہوتا ہے جبکہ n چکر کے بعد 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 ارتقاش کرتا اشارہ X_0 خارج کرتا رہے گا۔ ایسی خوبی رکھنے والے دور کو مرتعش کہتے ہیں۔

اس کے بر عکس اگر WA کی قیمت ایک (1) سے کم ہو، مثلاً $0.9 = WA$ ہو، تب پہلی مرتبہ نمودار ہونے والا اشارہ X_0 ایک چکر کے بعد کم ہو کر $0.9 X_0$ 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 $1.1 = WA$ ہو، تب پہلی مرتبہ نمودار ہونے والا اشارہ X_0 ایک چکر کے بعد بڑھ کر $1.1 X_0$ ہو جائے گا۔ دو چکر کے بعد اس کی قیمت مزید بڑھ کر $= (1.1)^2 X_0 = 1.21 X_0$ 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 خطی میں داخل ہونا شروع ہو جائے گا۔ غیر خطی خطی میں داخل ہوتے ہوئے بنیادی ایمپلیفائر کے افزائش کی قیمت گھٹھنا شروع ہو جائے گی اور یوں خارجی اشارے کے جیطے کا بڑھنا پہلے کم اور آخر کار اس کا بڑھنا مکمل طور ک جائے گا۔ جہاں ٹرانزسٹر کی افزائش سے اشارے کا جیط بڑھنا اور اشارے کا جیط بڑھنے سے ٹرانزسٹر کی افزائش کم ہونے کے اعمال توازن اختیار کر لیں، وہیں ارتقاشی اشارے کا جیط برقرار رہتا ہے۔ یہ اعمال غیر خطی نوعیت کے ہوتے ہیں جنہیں قلم و کاغذ سے حل کرتے ہوئے مرتعش کے خارجی اشارے کے جیطے کا حساب لگانا نہایت مشکل ہوتا ہے۔

کسی بھی مرتعش میں زیادہ دیر $1 = WA$ رکھنا ممکن نہیں ہوتا۔ درجہ حرارت میں تبدیلی، وقت کے ساتھ بر قیانی پر زہ جات میں تبدیلی اور ایسے دیگر وجوہات کی بنا پر مرتعش چالو کرتے ہی $1 \neq WA$ ہو جائے گا۔ اگر $1 < WA$ ہو جائے تو ایسی صورت میں مرتعش رکھ جائے گا۔ اس کے بر عکس اگر WA کی قیمت 1 سے قدر زیادہ ہو جائے تو ایسی صورت میں مرتعش برقرار ارتقاشی اشارہ خارج کرتا ہے۔

مرتعش کے اس بنیادی اصول جسے مساوات 8.1 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے کو برکھازن کا اصول² کہتے ہیں۔³

(8.1)

$$WA = 1$$

Barkhausen criteria²
³ جرمی کی عالم طبیعتاً با تنرج برکھازن نے اس اصول کو پیش کیا

اس مساوات کے دو پہلو ہیں۔ اس مساوات کے تحت $1 = |WA|$ اور ساتھ ہی ساتھ $2m\pi = /WA$ ہونا ضروری ہے جہاں $m = 0, 1, 2 \dots$ یوں اسے یوں لکھنا زیادہ بہتر ہے۔

$$(8.2) \quad |WA| = 1$$

$$(8.3) \quad /WA = 2m\pi$$

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۔

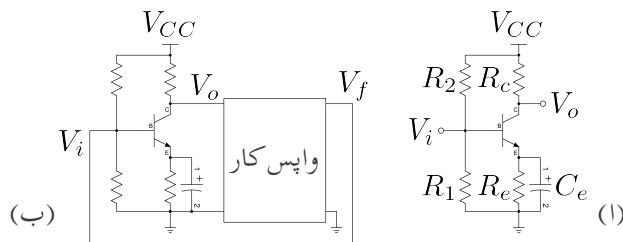
مندرجہ بالا تذکرے میں تصور کیا گیا کہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر ایک لمح کے لئے X_s فراہم کیا گیا۔ حقیقت میں مرتعش کو چالو کرتے وقت اسے عموماً کسی قسم کا ارتعاش کرتا اشارہ نہیں مہیا کیا جاتا۔ کسی بھی دور جسے برقی طاقت مہیا نہیں کیا گیا ہو غیر چالو رہتا ہے اور ایسی صورت میں اس کے تمام اشارات صفر وولٹ (صفر ایمپیسر) 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 قبل 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 ٹرانزیستر ایپلیفائر استعمال کرتے ہوئے واپسی اشارے کو مزاحمت، کپیسٹر، المالہ، ٹرانسفارمر وغیرہ کی مدد سے حاصل کیا جاتا ہے۔

واپسی دور میں کپیسٹر اور المالہ (یعنی برقی رکاوٹ) کے استعمال سے واپس کار کے مستقل کی قیمت از خود تعدد ω پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں اس کو (ω) W لکھنا زیادہ درست ہو گا۔ ایسی صورت میں بروکہازن کا اصول $1 = |W(\omega)|A(\omega)$ کی مدد سے ایک ہی تعداد پر پورا اترے گا۔ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی غیر سائن نما لہر کو فوریئر تسلسل⁵ کی مدد سے لکھا جا سکتا ہے۔ فوریئر تسلسل میں $\omega_0, 2\omega_0, 3\omega_0, \dots$ تعداد پر لامحدود اجزاء پائے جاتے ہیں۔ چالو کرتے وقت کے برقی شور کی بھی فوریئر تسلسل لکھی جاسکتی ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ اس میں بھی تمام تعداد پائے جاتے ہیں۔ مرتعش ان میں سے صرف اس تعداد پر ارتعاش کرے گا جو بروکہازن کے اصول پر پورا اترتا ہو۔

⁴ مجھے گرستہ پچیس سالوں میں صرف ایک مرتبہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر اشارہ مہیا کرنا پڑا ہے۔

⁵ fourier series



شكل 8.2: مرتعش کی تخلیق

8.1 مرتعش کی تخلیق

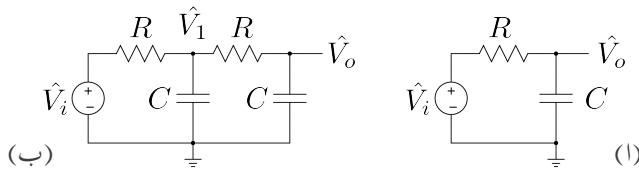
شکل 8.2 الف میں بنیادی ایک پلیفائر دکھایا گیا ہے۔ اس کے خارجی اشارے V_o اور داخلی اشارے V_i کے مابین 180° کا زاویہ ہے۔ اگر اسے استعمال کرتے ہوئے مرتعش تخلیق دینا ہو تو واپس کار کو مزید 180° کا زاویہ پیدا کرنا ہو گا۔ شکل ب میں واپس کار کو ڈبے کی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ یوں V_o اور V_f کے درمیان 180° کا زاویہ درکار ہے۔ ٹرانزسٹر کو V_f پر طور داخلی اشارہ مہیا کرنے سے مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ ذیل 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۔

- لیتے ہوئے اس زاویہ کی قیمت حاصل کریں۔
- مزاحمت R کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر یہ زاویہ 60° ہو گا۔

حل: $\hat{V}_i = V \angle 0$ لیتے ہوئے، دائرے میں برقی روٹر کھٹھتے ہوئے کرچاف کے قانون برائے برقی دباؤ سے حاصل ہوتا ہے

$$\hat{I} = \frac{V \angle 0}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$



شکل 8.3: مزاحمت-کپیسٹر کی مدد سے اشارات کے زاویہ میں تبدیلی

اور یوں

$$\begin{aligned}\hat{V}_0 &= \hat{I} \times \left(\frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{V_0}{1 + j\omega RC} \\ &= \frac{V}{\sqrt{1 + R^2 \omega^2 C^2}} / -\tan^{-1}(\omega RC)\end{aligned}$$

جس سے داخلی اور خارجی اشارات کے ما بین زاویہ

$$\angle \theta = -\tan^{-1}(\omega RC)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}\angle \theta &= -\tan^{-1} \left(-2 \times \pi \times 10000 \times 1000 \times 0.1 \times 10^{-6} \right) = -81^\circ \\ &\quad \dots \\ -\tan^{-1} \left(2 \times \pi \times 10000 \times R \times 0.1 \times 10^{-6} \right) &= -60^\circ \\ R &= 276 \Omega\end{aligned}$$

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 ہو گی۔

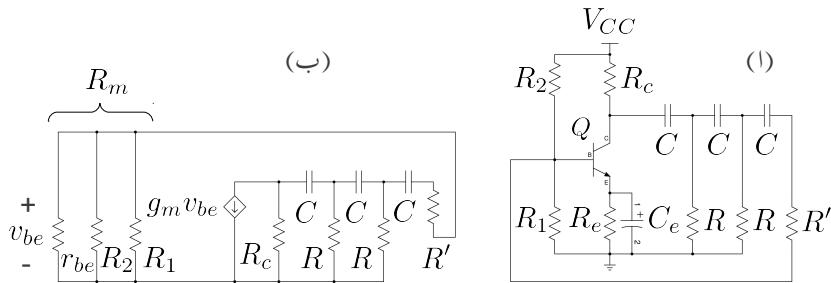
اور C کے ضرب RC کو بڑھا کر زیادہ زاویہ حاصل کیا جاتا ہے۔ لامدد $RC = \infty$ پر 90 حاصل ہوتا ہے۔ حقیقت میں لامدد RC استعمال کرنا ممکن نہیں ہوتا لہذا ایک عدد مزاحمت اور ایک عدد کپیسٹر استعمال کرتے ہوئے 90 حاصل کرنا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں RC کے دو کڑیوں سے 180 حاصل نہیں کیا جا سکتا۔ حقیقت میں کم از کم تین 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 ایمپلیفیائر پر بنی مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں ٹکٹر 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 ٹکٹر پر خارج کرتا ہے۔ یوں بنیادی ایمپلیفیائر اور واپس کار کے دائے میں ایک چکر کے بعد کل زاویہ میں تبدیلی کو 0 رکھنے کی خاطر واپس کار کو بھی 180 کی تبدیلی پیدا کرنا ہو گی۔ جیسا اور 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 ایمپلیفیائر Q ، R_1 ، R_2 ، R_e ، R_c اور C_e پر مشتمل ہے۔ مرتعش کے خارجی تعداد پر کپیسٹر C_e بطور قصر دور کام کرتا ہے۔ بنیادی ایمپلیفیائر 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 کو قصر دکھایا گیا ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں 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 دار جڑے ہیں۔ حقیقت میں r_{be} کی قیمت R_1 اور R_2 کے قیمتوں سے نہیت 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 تو 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 مزاحموں 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 $r_{be} \approx R_m$ لیا گیا ہے اور $r_{be} + R'$ کو R کے برابر رکھا گیا ہے۔ یوں

$$V_1 = I_0 \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right)$$

شكل 8.4: مزاحمت-کپیسٹر مرتعش یا RC مرتعش

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 $V_2 - V_1 = \frac{I_2}{j\omega C}$ 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

$$\begin{aligned}
 V_3 &= V_2 + \frac{I_4}{j\omega C} \\
 (8.4) \quad &= I_0 \left[R + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{(j\omega C)^2 R} \right] + \frac{I_0}{j\omega C} \left[3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] \\
 &= I_0 \left[R + \frac{6}{j\omega C} + \frac{5}{(j\omega C)^2 R} + \frac{1}{(j\omega C)^3 R^2} \right]
 \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}
 I_6 &= I_5 + I_4 \\
 &= I_0 \left[\frac{1}{k} + \frac{6}{j\omega CRk} + \frac{5}{(j\omega CR)^2 k} + \frac{1}{(j\omega CR)^3 k} \right] \\
 &\quad + I_0 \left[3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right]
 \end{aligned}$$

ہوں گے۔ چونکہ خیالی عدد $j = \sqrt{-1}$ ہوتا ہے لہذا $-j^3 = -j$ اور $j^2 = -1$ 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 برابر ہیں لہذا $I_6 = -g_m r_{be} I_0$ اور $v_{be} = I_0 r_{be}$ کے مطابق $v_{be} = -g_m v_{be}$ ہو گا۔ باب 3 میں مساوات 3.188 کے تحت ہے۔ یوں $I_6 = -\beta I_0$ ہو گا جسے مندرجہ بلا 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 جاسکتا 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 جاسکتا 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 تعداد f_0 پر کام کرے گا۔ f_0 کھنچتے وقت 0 کو زیر نوشت لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ یہ مرتعش کی قدرتی تعداد⁶ ہے۔

natural frequency⁶

مساوات 8.7 کے حقیقی مقداروں 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

$$(8.10) \quad \beta > \frac{29}{k} + 23 + 4k$$

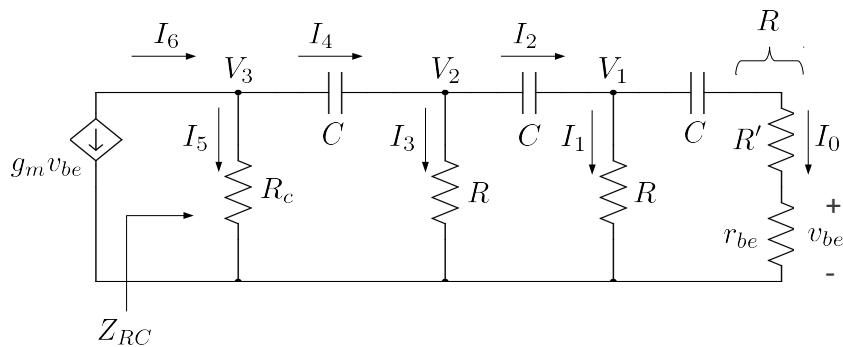
مختلف k کے لئے ٹرانزسٹر کی کم سے کم β کی قیمت اس مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ اگر بنیادی اینپلیفائر میں استعمال ٹرانزسٹر کا β مندرجہ بالا مساوات پر پورا نہ اترے، تب اس سے بنایا گیا مزاحمت۔ کپیسٹر مرتعش کام نہیں کرے گا۔ آئسیں ایسے مرتعش میں درکار ٹرانزسٹر کی کم سے کم β حاصل کریں۔ ایسا $0 = \frac{d\beta}{dk}$ لیتے ہوئے حاصل کیا جائے گا۔

$$\begin{aligned} \frac{d\beta}{dk} &= -\frac{29}{k^2} + 0 + 4 = 0 \\ k &= \frac{\sqrt{29}}{2} = 2.69 \end{aligned}$$

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 $R_c = 2.69 R$ 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 ارتقاش 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



شکل 8.5: مزاحمت-کپیسٹر مرتعش کی مساوات کا حصول

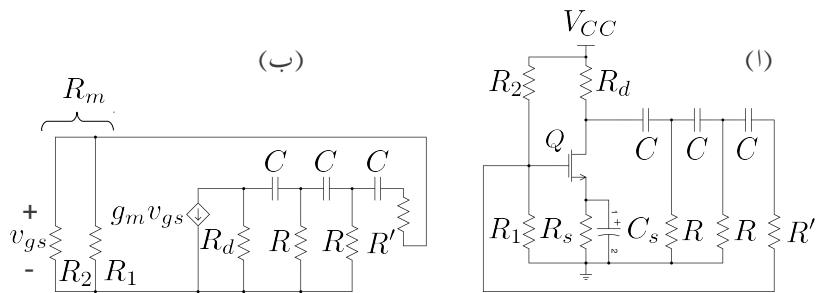
پر بطور برتنی بوجھ لدا ہے۔ یوں Z_{RC} کی قیمت بھی C پر منحصر نہیں ہو گی۔ اگرچہ واپس کار کے کسی بھی مزاحمت یا کپیسٹر کو تبدیل کرتے ہوئے اس مرتعش کی قدرتی تعدد تبدیل کی جاسکتی ہے، حقیقت میں عموماً وتنج حدود کے درمیان تعدد تبدیل کرنے کی خاطر یونہ کپیسٹروں کو ایک ساتھ برابر تبدیل کیا جاتا ہے۔ یونہ کپیسٹر یوں تبدیل کرنے سے Z_{RC} ، جو کہ بنیادی ایکپلیغائر کا بوجھ ہے، تبدیل نہیں ہوتا اور یوں ارتقائی لہر کا جیط بھی تبدیل نہیں ہوتا۔ یہ مرتعش چند ہر ہزار Hz سے کئی سو کلو ہر ہزار kHz تک کے ارتقائش پیدا کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ میگا ہر ہزار MHz کے حدود میں اسے دیگر اقسام کے مال۔ کپیسٹر LC مرتعشوں پر فوکیت 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

$$Z_{RC} = \frac{I_0 \left(R + \frac{6}{j\omega C} + \frac{5}{(j\omega C)^2 R} + \frac{1}{(j\omega C)^3 R^2} \right)}{I_0 \left(\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[\frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] \right)}$$



شكل 8.6: مزاحمت-کیپسٹر ماسفیٹ مرتعش

مساوات 8.8 میں دے ω کی قیمت اس مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

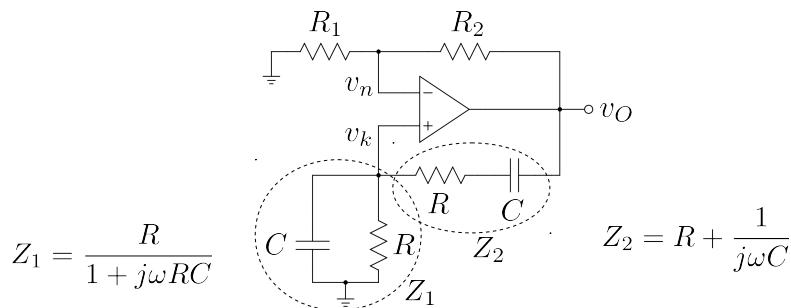
$$Z_{RC} = \frac{R + \frac{6CR\sqrt{6+4k}}{jC} + \frac{5(CR\sqrt{6+4k})^2}{(jC)^2 R} + \frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(jC)^3 R^2}}{\frac{1}{k} + 3 - \frac{(\frac{5}{k}+1)(CR\sqrt{6+4k})^2}{(CR)^2} + j \left[\frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(CR)^3 k} - \frac{(\frac{6}{k}+4)(CR\sqrt{6+4k})}{CR} \right]} \\ = \frac{-R \left[1 + \frac{6\sqrt{6+4k}}{j} + \frac{5(\sqrt{6+4k})^2}{(j)^2} + \frac{(\sqrt{6+4k})^3}{(j)^3} \right]}{\frac{29}{k} + 23 + 4k}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر مساوات 8.9 کے مطابق ہو تو ب

$$(8.11) \quad Z_{RC} = \frac{R}{\beta} \left[29 + 20k - j4k\sqrt{6+4k} \right]$$

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 رانیٹر 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 سمیت مائل کرنے کے ساتھ ساتھ $R = R_m = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ کے برابر ہے۔



شکل 8.7: وائے مرتعش

8.3 وائے مرتعش

شکل 8.7 میں وائے مرتعش⁷ دکھایا گیا ہے۔ وائے مرتعش⁸ پر پہلے بغیر حل کئے غور کرتے ہیں۔

آپ جانتے ہیں کہ یک سمیت روپ پر کمیٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے۔ یوں اگر v_O برقرار کسی ثابت برقی روپ پر رہے تو 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 $v_n = 0$ اور $v_O = 0$ ہو گا۔ اس کے بر عکس R_1 اور R_2 حسابی ایکلیفیاڑ کے ثابت خارجی برقی دباو سے v_O سے پیدا کریں گے جو کہ ثابت برقی دباو ہو گا۔ ایسی صورت میں $v_k > v_n$ ہے اور حسابی ایکلیفیاڑ کا خارجی اشارہ برقرار مثبت نہیں رہے بلکہ اس کی وجہ سے کچھ کم مثبت ہو گا۔ جلد از جلد مخفی ہونے کی کوشش کرے گا۔ آئسیں اب تصور کریں کہ v_O برقرار کسی مخفی برقی دباو پر رہتا ہے۔ اس مرتبہ بھی $v_k = 0$ ہی حاصل ہوتا ہے البتہ مخفی v_O کی صورت میں $v_n = \frac{R_1 v_O}{R_1 + R_2}$ ہجی مخفی برقی دباو ہو گا اور یوں $v_n > v_k$ ہو گا۔ ایسی صورت میں حسابی ایکلیفیاڑ کا خارجی اشارہ برقرار مخفی نہیں رہ سکتا اور یہ جلد از جلد ثابت ہونے کی کوشش کرے گا۔ مندرجہ بالا تبصرے سے یہ حقیقت اجاگر ہوئی کہ v_O برقرار نہ ثابت اور ناہی مخفی برقی دباو پر ٹھہر سکتا ہے بلکہ یہ ارتعاش پذیر رہتا ہے۔

اگر $v_O = 0$ تصور کیا جائے تو $v_n = 0$ اور $v_k = v_n = 0$ ہی حاصل ہوتے ہیں اور v_O برقرار برقی زمین پر ہی رہے گا۔ یہ صورت حال ناپائیدار ہے۔ برقی اووار میں مسلسل برقی شور پایا جاتا ہے جس کی وجہ سے کسی بھی مقام پر پائے جانے والے برقی دباو میں لمحہ باریک تبدیلیاں پیدا ہوتی ہیں۔ یوں v_k اور v_n زیادہ دیر مکمل طور پر برابر برقی

Wien bridge oscillator⁷⁸ اس مرتعش کو میکس وائے نے دریافت کی۔

دباو پر نہیں رہ سکتے اور جلد ہی لحاظی طور پر $v_n > v_k > v_O$ اور یا $v_n < v_k < v_O$ ہو جائے گا۔ ایسا ہوتے ہی v_O حرکت میں آئے گا اور دور ارتعاش پذیر ہو جائے گا۔ آئین اب وائے مرتعش کا تحلیل تجزیہ کریں
وائے 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

$$\begin{aligned} \frac{R_1}{R_1 + R_2} &= \frac{j\omega RC}{j\omega RC + (1 + j\omega RC)^2} \\ &= \frac{j\omega RC}{j^2\omega^2 RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2} \end{aligned}$$

یعنی

$$(8.14) \quad R_1 \left[j^2\omega^2 RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2 \right] = j\omega RC (R_1 + R_2)$$

ملتا ہے۔ اس مساوات کے حقیقی اور خیالی اجزاء علیحدہ کرتے ہوئے

$$R_1 \left(1 - \omega^2 R^2 C^2 \right) = 0$$

$$j^2\omega^2 RC R_1 = j\omega RC (R_1 + R_2)$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(8.15) \quad \omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$R_2 = 2R_1$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 8.15 وائے مرتعش کے شرائط بیان کرتے ہیں۔ ان شرائط کے مطابق وائے مرتعش کی قدرتی عدد $\frac{1}{RC}$ کے برابر ہے اور یہ اس وقت ارتعاش کرنے گا جب R_2 کی قیمت R_1 کے دو گناہ ہو۔

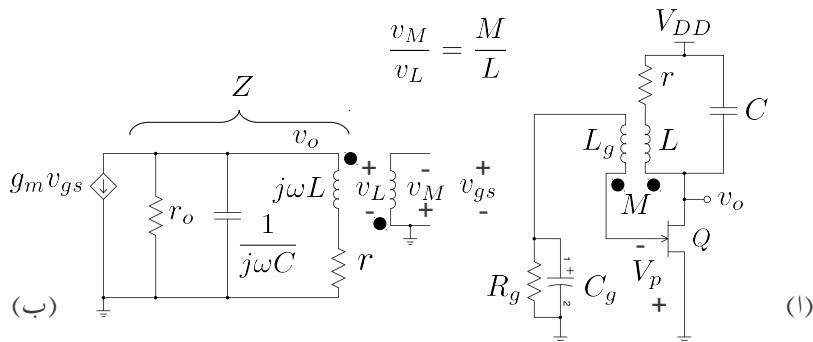
وائے مرتعش کو ثابت حسابی ایمپلیفیئر تصور کیا جاسکتا ہے جہاں v_k اس کا داخلی اشارہ جبکہ $\frac{R_1+R_2}{R_1}$ اس کی افزائش $A_v = 3 \frac{V}{V}$ کی صورت میں $R_2 = 2R_1$ ہے۔ ممکن مرتعش کے لئے ضروری ہے کہ افزائش اس قیمت سے قدر زیادہ ہو۔ یوں حقیقت میں پذیر نہ ہو پائے گا۔ ممکن مرتعش کے لئے ضروری ہے کہ افزائش 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 تو مرتعش سائنس نما لہر خارج کرتا ہے البتہ $2R_1 \gg R_2$ کی صورت میں A_v کی قیمت بہت بڑھ جاتی ہے اور مرتعش مستطیل لہر خارج کرتا ہے۔

8.4 nJFET پر مبنی امالة-کپیسٹر LC بمسُر مرتعش

مزاحمت-کپیسٹر مرتعش میں RC کی کڑیاں جوڑ کر لہر کے زاویے میں 180 کی تبدیلی پیدا کی گئی۔ اس حصے میں مشترک امالة (یعنی ٹرانسفارمر) کے استعمال سے 180 کی تبدیلی حاصل کی جائے گی۔ شکل 8.8 میں L اور L_g کو قریب تریکر رکھ کر مشترکہ امالة M حاصل کیا گیا ہے۔ اس مرتعش کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر تصور کریں کہ ماسفیٹ میں ω تعدد کی برتنی روپیٰ جاتی ہے جس کی وجہ سے اس پر نسب LC پر اسی تعدد کی برتنی دباؤ پیدا ہو گی۔ مشترکہ امالة کی وجہ سے اس برتنی دباؤ کا کچھ حصہ L_g پر نمودار ہوتے ہوئے ماسفیٹ کو چلانے گا۔ یوں گیٹ پر برتنی دباؤ سے LC پر برتنی دباؤ پیدا ہوتا ہے اور LC پر برتنی دباؤ کی وجہ سے گیٹ پر برتنی دباؤ پیدا ہوتا ہے۔ یہ ناختم ہونے والا سلسلہ یوں برقرار رہے گا۔ آئیں اب اس مرتعش پر تحلیلی بحث کریں۔

$nJFET$ کا گیٹ کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا L_g میں صفر برتنی رو گز رے گا۔ اس صورت میں اگر L پر برتنی دباؤ v_L پایا جائے تو L_g پر مشترکہ امالة M کی وجہ سے v_M پیدا ہو گا جہاں

$$(8.16) \quad \frac{v_M}{v_L} = \frac{M}{L}$$



شكل 8.8: امالہ-کیپیسٹر مرتعش

کے برابر ہو گا۔ مشترکہ امالہ میں برقی طاقت کے خیال 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 ثابت سرا نقطے کی جانب ہو تو L_g پر بھی برقی دباؤ کا ثابت 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 Z کے برابر ہے جسے لکھا جا سکتا ہے جہاں $g_m v_{gs} = -\frac{v_o}{Z}$

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L}$$

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 کم ہوتی ہے لیکن $r_o \ll r$ ہوتا ہے۔ یوں مندرجہ بالا مساوات کے مطابق قدرتی تعدد کی قیمت تقریباً LC کی تدرتی تعدد کے برابر ہوتی ہے لیکن

$$(8.23) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

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 ارتشاش کرتا ہے۔ اسی نتیجے کی بنیاد پر اس مرتعش کو LC بمسُر مرتعش⁹ کہا جاتا ہے۔ اس مرتعش کی تعداد کپسٹر C کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے تبدیل کی جاسکتی ہے۔

tuned oscillator⁹

مساوات 8.21 میں خیالی جزو حل کرتے ہوئے کم سے کم g_m کی قیمت حاصل ہوتی ہے یعنی

$$(8.24) \quad \begin{aligned} \omega Mg_m &= \frac{\omega L}{r_o} + \omega Cr \\ g_m &= \frac{1}{M} \left(\frac{L}{r_o} + Cr \right) \end{aligned}$$

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 لامدد ہو گی اور بنیادی اینپلینیگر کے لئے ہم

$$v_o = -g_m v_{gs} r_o$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m r_o$$

ہو گا۔ لامدد بوجھ پر افزائش کی حقیقی قیمت کو μ لکھتے ہوئے یعنی $\mu = g_m r_o$ مساوات 8.24 میں r_o کی جگہ $\frac{\mu}{g_m}$ لکھتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} g_m M &= \frac{L}{r_o} + Cr \\ g_m M &= \frac{L g_m}{\mu} + Cr \\ g_m &= \frac{\mu Cr}{\mu M - L} \end{aligned}$$

حقیقی مرتعش کی g_m اس سے زیادہ ہو گی۔

8.4.1 خود-مائیل 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 نمابر قی دباؤ $V_p \sin \omega t$ پایا جائے گا۔ $nJFET$ کے گیٹ پر جب بھی شبکت بر قی دباؤ لاگو کی جائے یہ کسی بھی ڈائیوڈ کی طرح سیدھا مائل ہو جاتا ہے۔ گیٹ کا ڈائیوڈ، 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 بر قی دباؤ، گیٹ پر پائے جانے

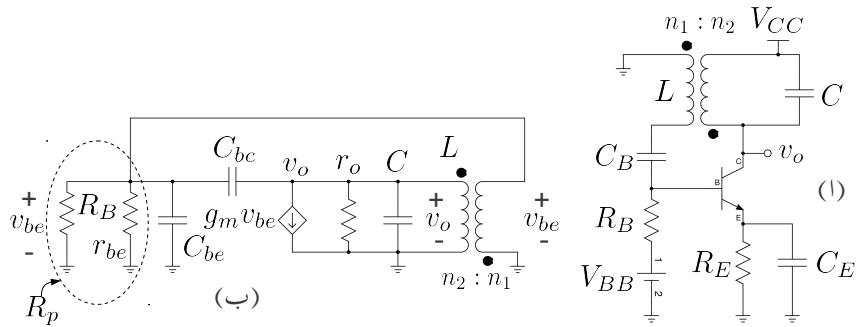
والے سائنس نما لہر کے چوٹی برابر ہو جائے گا یعنی اس پر V_p بر قی دباؤ پایا جائے گا۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، کپیسٹر پر بر قی دباؤ کا ثابت سرا بر قی زمین کے ساتھ جڑا ہے۔ یوں گیٹ پر V_p - بر قی دباؤ پایا جائے گا جو $nJFET$ کو مائل کرتا ہے۔ R_g کی قیمت یوں رکھی جاتی ہے کہ لہر کے ایک دوری عرصے میں C_g پر بر قی دباؤ برقرار رہے۔ ایسا کرنے کی خاطر $\frac{1}{f} \gg R_g C_g$ رکھا جاتا ہے جہاں f لہر کی تعداد ہے۔ اس مرتعش کی تعدد حاصل کرتے وقت تصور کیا گیا تھا کہ گیٹ پر بر قی روکا گزر ممکن نہیں۔ یہاں ہم دیکھتے ہیں کہ $nJFET$ کو مائل کرنے کی خاطر گیٹ کے ڈائوڈ کا سیدھا مائل ہونا لازم ہے۔ چونکہ لہر کی چوٹی پر نہیت کم دورانیہ کے لئے گیٹ سیدھا مائل ہوتا ہے جبکہ بقايا تمام وقت یہ الٹ مائل رہتا ہے لہذا گیٹ کو کھلے سرے تصور کیا جاسکتا ہے۔

جس لمحہ مرتعش کو بر قی طاقت V_{DD} مہیا کیا جائے اس لمحہ C_g پر صفر بر قی 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 ارتقاش پذیر ہونا ممکن ہوتا ہے۔ تصور کریں کہ ایسا ہی ہوتا ہے g_m کی زیادہ قیمت کی وجہ سے ارتقاشی لہر کا جیطہ بڑھتا جاتا ہے جس سے C_g پر بر قی 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 ارتقاشی لہر کا جیطہ برقرار رہتا ہے۔

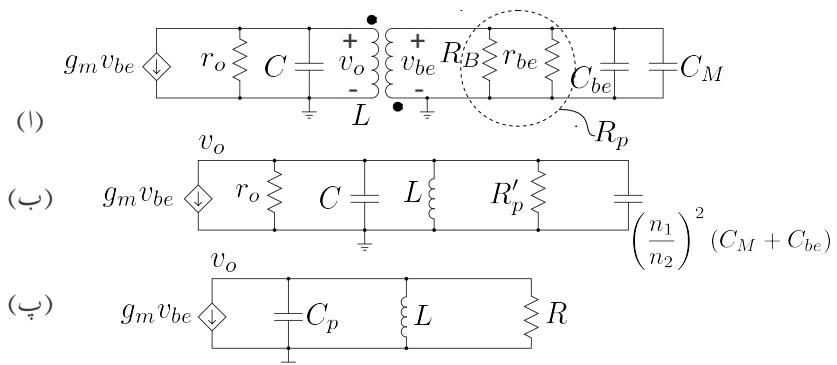
8.5 ٹرانزسٹر بمسُر مرتعش

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 الالہ تصور کیا گیا۔ اس حصے میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ریاضی نمونہ اور ٹرانسفارمر کے مساوات استعمال کرتے ہوئے بھسر مرتعش¹⁰ کا حل دکھایا جائے گا۔ ظاہر ہے کہ فیٹ پر مبنی مرتعش کو بھی اسی طرح حل کیا جاسکتا ہے۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر (یافیٹ) کے بلند تعدد ریاضی نمونہ ہی سے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں لہذا بلند تعدد پر چلنے والے مرتعش کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر (یافیٹ) کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرنا ضروری ہے۔ شکل 8.9 الف میں ٹرانزسٹر بھسر مرتعش دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں C_E اور C_B کو لامدد و تصور کیا گیا ہے۔ مسئلہ 8.9 ب میں اسی کا مساوی ملکپیسٹر C_M استعمال کرتے ہیں۔ یوں C_{be} اور C_M متوatzی جڑ جاتے ہیں۔ شکل 8.10 الف میں اسی دکھایا گیا ہے جہاں شکل کو قدر بہتر طرز پر بنایا گیا ہے۔ ٹرانسفارمر کے n_1 جانب بر قی رکاوٹ کا n_2 جانب

tuned oscillator¹⁰
Miller theorem¹¹



شكل 8.9: ٹرانزسٹر بمسُر مرتعش



شکل 10.8: ٹرانسیستر پیسٹر مرتعش کا باریک اشاراتی مساوی دور

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_p کو R'_p لکھتے ہوئے ٹرانسیستر 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۔ اور C_M اور C_{be} - کا مجموعہ $C_M + C_{be}$ متوازی جڑے ہیں لہذا ان کا مجموعہ $C_M + C_{be}$ اور برقی رکاوٹ کے برابر ہے۔ اس کا عکس

$$\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \times \frac{1}{j\omega (C_{be} + C_M)}$$

ہو گا جس کو

$$\frac{1}{j\omega \left[\frac{n_1^2}{n_2^2} (C_{be} + C_M) \right]}$$

لکھا جاسکتا 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 مجموعہ کو R لکھا جاسکتا 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 $v_o = -g_m v_{be} Z$ 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 چھوٹوں کے چکر کی شرح کے برابر ہوتا ہے۔ مزید اگر ایک جانب برقی دباؤ کا ثابت سراٹرانسفارمر کی علامت پر دکھائے نقطے کی طرف ہو تو دوسری جانب بھی برقی دباؤ کا ثابت 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 مخفی کی علامت اس بات کو دکھلاتا ہے کہ ہم نے ٹرانسفارمر کے ایک جانب v_o کا ثابت سرا نقطے کی جانب جبکہ دوسری جانب v_{be} کا ثابت سرا بغیر نقطے کی طرف رکھا ہے۔ ایسا کرنے سے اشارے میں 180 کی تبدیلی پیدا کی جاتی ہے جو کہ RC مربع میں تین کڑی RC سے حاصل کی گئی تھی۔

یوں مساوات 8.25 سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} g_m \left(\frac{n_1}{n_2} \right) v_o &= \left(j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right) v_o \\ g_m \left(\frac{n_1}{n_2} \right) &= \left(j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right) \end{aligned}$$

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 کمی 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 $\beta = g_m r_{be}$ 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 لا محدود ہوتی ہے لہذا شکل 8.10 پر میں

$$(8.28) \quad A_v = \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m R$$

کے برابر ہو گا۔ یوں ملکپیٹر

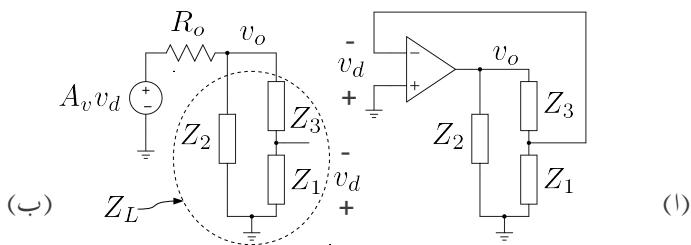
$$C_M = C_{bc} (1 + g_m R)$$

کے برابر ہو گا۔

چونکہ $1 \gg \beta$ ہوتا ہے لہذا $1 \gg \frac{n_1}{n_2}$ اگر β کی قیمت $\frac{n_1}{n_2}$ سے معمولی زیادہ ہو تو مرتعش سائنس نماہر خارج کرتا ہے۔ $\gg \beta$ کی صورت میں ٹرانزسٹر غیر خطی خطے میں داخلی ہو گا اور یہ مستطیل برقی روپیدا کرے گا البتہ L اور C_p پر ارتقاش کرتے ہیں لہذا مرتعش سائنس نما برقی دباؤ v_0 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 ایکپلیفاٹر کسی بھی قسم کا ہو سکتا ہے مسلسل حسابی ایکپلیفاٹر، دو جوڑ ٹرانزسٹر یا فیٹ پر مبنی ایکپلیفاٹر وغیرہ۔ اس حصے میں بنیادی ایکپلیفاٹر کے داخلی مزاحمت کو لا محدود تصور کیا گیا ہے۔ ایسا فیٹ پر مبنی ایکپلیفاٹر یا حسابی ایکپلیفاٹر کے استعمال سے ممکن ہے۔ شکل ب میں ایکپلیفاٹر کا تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے جہاں ایکپلیفاٹر کے خارجی مزاحمت کو R_0 لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں



شكل 8.11: عمومی مرتعش

$$\frac{1}{Z_L} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_1 + Z_3}$$

$$Z_L = \frac{Z_2 (Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.29) \quad v_o = A_v v_d \left(\frac{Z_L}{R_o + Z_L} \right)$$

کے پر اپر ہو گا۔ مزید یہ کہ Z_1 اور Z_3 کو سلسلہ وار جڑے تصور کرتے ہوئے

$$(8.30) \quad v_d = - \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \right) v_0$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح مساوات 8.29 سے

$$(8.31) \quad v_o = A_v \left(\frac{-Z_1}{Z_1 + Z_3} \right) v_o \left(\frac{\frac{Z_2(Z_1+Z_3)}{Z_1+Z_2+Z_3}}{R_o + \frac{Z_2(Z_1+Z_3)}{Z_1+Z_2+Z_3}} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مرتعش میں Z برتنی رکاوٹ کو ظاہر کرتا ہے یوں امالة کی صورت میں $Z = j\omega L$ ہو گا جبکہ کپیسٹر کی صورت میں $Z = -\frac{j}{\omega C}$ ہو گا۔ X_L کو جبکہ $\frac{1}{\omega C}$ کو 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۔

$$(8.32) \quad \begin{aligned} 1 &= \frac{-A_v j X_1 j X_2}{R_o (j X_1 + j X_2 + j X_3) + j X_2 (j X_1 + j X_3)} \\ 1 &= \frac{A_v X_1 X_2}{j R_o (X_1 + X_2 + X_3) - X_2 (X_1 + X_3)} \end{aligned}$$

اس مساوات کے باکیں ہاتھ صرف حقیقی مقداریں جبکہ اس کے دوسریں 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 باکیں ہاتھ خیالی مقداریں نہیں پائے جاتے لہذا دوسریں جانب خیالی مقداروں کی قیمت صفر ہو گی یعنی

$$(8.33) \quad X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

اور یوں مساوات 8.32 مدرجہ 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 مدرجہ 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 مرجع کی درکار A_v دیتا ہے۔ حقیقت میں A_v قیمت سے زیادہ رکھا جائے گا۔ اس مساوات میں A_v ثابت قیمت رکھتا ہے لہذا مساواتی نشان کے دونوں جانب ثبت قیمتیں تب ممکن ہیں جب X_1 اور X_2 کی قیمتیں بھی یا تو دونوں ثابت 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 مرجع کو بارٹلے مرجع¹² پکارتے ہیں اور اگر X_1 اور X_2 دونوں کپیسٹر ہوں تب X_3 امالہ ہو گا اور ایسی صورت میں اسے کالپنس مرجع¹³ پکارا جاتا ہے۔¹⁴

Hartley oscillator¹²
Colpitts oscillator¹³

¹⁴ رالف بارٹلے نے بارٹلے مرجع جیک ایڈون بری کالپنس نے کالپنس مرجع کا دور دریافت کیا۔

اگر X_1 اور X_2 دونوں امالم ہوں تب مساوات 8.33 کو

$$j\omega L_1 + j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C_3} = 0$$

لکھا جاسکتا 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 جاسکتا ہے جس سے

$$(8.36) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں

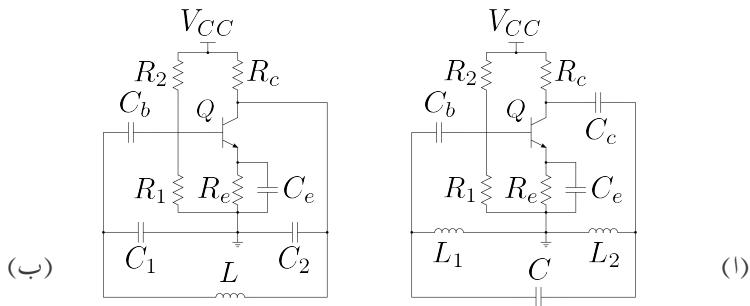
$$(8.37) \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

یعنی C_1 اور C_2 کی سلسلہ وار جڑی کل کپیسٹر ہے۔

8.7 بارٹلے اور کالپیس مرتعش

شکل 8.12 میں ٹرانزیستر ایمپلینیفائر استعمال کرتے ہوئے ہارٹلے اور کالپیس مرتعش بنائے گئے ہیں۔ شکل اف میں واپس کار یعنی L_1 ، L_2 اور C کی شمولیت سے بنیادی ایمپلینیفائر 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۔ اس اس بات کو یقینی بناتے ہیں کہ واپس کار کی شمولیت سے بنیادی ایمپلینیفائر کے نقطہ مائل پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ شکل ب میں C_c کی ضرورت نہیں چونکہ C_b ، C_2 اور C_1 کی موجودگی میں اس راستے یک سمتی روکا گزر ممکن نہیں۔ C_e قصری کپیسٹر¹⁵ ہے جبکہ C_b اور C_c جختی کپیسٹر¹⁶ ہیں۔ چالو تعدد پر C_e ، C_b اور C_c کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے۔

bypass capacitor¹⁵
coupling capacitors¹⁶



شکل 12.12: ٹرانزیستر پر مبنی بارٹلر اور کالپس مرتعش

بلند تعداد پر ان اشکال کو حل کرتے ہوئے ٹرانزیسٹر کے بلند تعدادی ریاضی نمونہ استعمال ہو گا۔ ایسا کرتے وقت ریاضی نمونے کے مختلف جزو کو بھی واپس کار کا حصہ تصور کیا جا سکتا ہے۔ مثلاً نہایت بلند تعداد کا لپیٹس مرتعش تخلیق دیتے وقت ٹرانزیسٹر کے بلند تعداد ریاضی نمونے کے جزو C_{be} اور C_{bc} کا مساوی مل کپیسٹر C_M ¹⁷ کے مجموعے کو بطور استعمال کیا جاتا ہے (یعنی $C_1 = C_{be} + C_M$)۔

شکل 8.11 کے عمومی مرتعش میں بنیادی ایمپلینیٹر کا داخلی مزاجمت لامدد ہے جبکہ شکل 8.12 کے دونوں مرتعش میں ایسا نہیں ہے۔

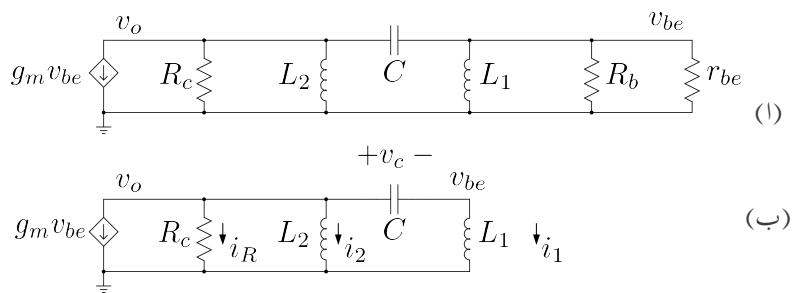
مثال 8.2: ٹرانزسٹر کا پست تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے 8.12 شکل کو حل کریں۔ حل کرتے وقت بنیادی ایکسپلیکٹر کے داخلی مراجحت کو لاحدہ و تصور کرتے ہوئے نظر انداز کریں۔

حل: شکل 8.13 میں اس کا باریک اشارتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں $R_1 \parallel R_2$ کو R_b لکھا گیا ہے۔ بنیادی ایمپیٹیاٹر کا داخلی مزاحمت $R_{be} \parallel r_{be}$ کے برابر ہے جو $j\omega L_1$ کے متوازی جڑا ہے۔ تصور کرتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔

شکل ب میں اگر طرز سسٹر کا داخلی بر قی دپاؤ v_{be} ہو تو L_1 میں بر قی رو

$$i_1 = \frac{v_{be}}{j\omega L_1}$$

Miller capacitance¹⁷



شكل 8.13: ٹرانزسٹر پر مبنی بارٹھے مرتعش کا پست تعددی مساوی دور

ہو گی جو کپیٹر 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

$$\begin{aligned} v_o &= v_{be} + v_c \\ &= v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C} \end{aligned}$$

اوہ L_2 -کا ہو گا

$$i_2 = \frac{v_o}{j\omega L_2} = \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{j\omega L_2}$$

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 کرچاف کے قانون برائے برقی روکی 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 اجزاء علیحدہ کرتے ملتا 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

$$(8.39) \quad g_m R_c = |A_v| = \frac{L_2}{L_1}$$

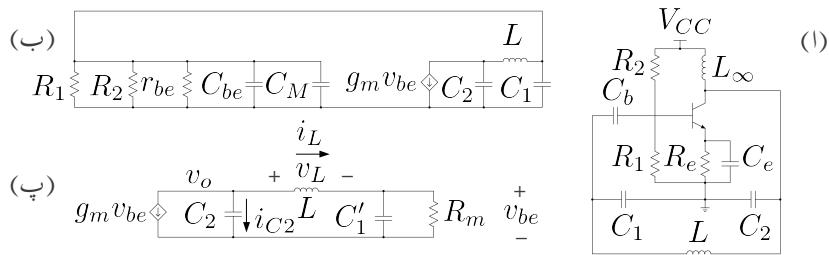
حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کا مساوات 8.35 اور مساوات 8.34 سے موازنہ کریں۔

مثال 8.3: شکل 8.14 اف میں ٹرانزسٹر پر مبنی کالپنس مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزسٹر کے گلکٹر پر امالہ L_∞ نسب کیا گیا ہے۔ اس امالہ کی قیمت مرتعش کے تعدد پر لامدد تصور کی جاتی ہے۔ مرتعش کو حل کریں۔

حل: شکل ب میں ٹرانزسٹر کا بلند تعداد ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مرتعش کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں مسئلہ ملکی مدد سے C_{bc} کا مساوی C_M دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے مزاحمت R_1 ، R_2 اور R_m کو r_{be} کبکہ متوازی جڑے کپیسٹر C_{be} ، C_M اور C'_1 کو C'_1 کہتے ہوئے شکل پر حاصل کی گئی ہے۔ حقیقت میں r_{be} کی قیمت R_1 اور R_2 سے بہت کم ہوتی ہے اور $r_{be} \approx r_m \approx R_m$ ہے۔ اور C'_1 متوازی جڑے ہیں اور ان پر برتنی دباؤ v_{be} پایا جاتا ہے۔ یوں ان میں برتنی رو

$$i_{R_m} = \frac{v_{be}}{R_m}$$

$$i_{C'_1} = j\omega C'_1 v_{be}$$



شكل 8.14: ٹرانزسٹر پر مبنی کالپنس مرتعش

ہو گی۔ یوں کرچاف کے قانون برائے برقی روکے تحت

$$i_L = i_{R_m} + i_{C'_1} = \frac{v_{be}}{R_m} + j\omega C'_1 v_{be}$$

ہو گا۔ 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۔ کرچاف کے قانون برائے برقی روکے تحت $i_{C_2} + i_L = -g_m v_{be}$

$$-g_m v_{be} = j\omega C_2 \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be} + \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) v_{be}$$

$$-g_m = j\omega C_2 \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] + \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right)$$

$$-g_m = j\omega C_2 - \omega^2 L C_2 \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1$$

$$-g_m = j\omega C_2 - \frac{\omega^2 L C_2}{R_m} - j\omega^3 C'_1 L C_2 + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1$$

(8.40)

اس مساوات کے خیالی جزو سے حاصل ہوتا ہے

$$\omega C_2 - \omega^3 C'_1 L C_2 + \omega C'_1 = 0$$

$$\omega \left(C_2 - \omega^2 C'_1 L C_2 + C'_1 \right) = 0$$

چونکہ چالو مرتعش کی تعداد صفر نہیں ہوتی (یعنی $\omega \neq 0$) لہذا

$$C_2 - \omega^2 C'_1 L C_2 + C'_1 = 0$$

ہو گا جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.41) \quad \omega = \omega_0 = \sqrt{\frac{C'_1 + C_2}{L C'_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

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 مرتعش کی قدرتی تعداد ہے۔

مساوات 8.40 کے حقیقی جزو سے حاصل ہوتا ہے۔

$$-g_m = -\frac{\omega^2 L C_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$

اس میں ω_0 کی قیمت استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

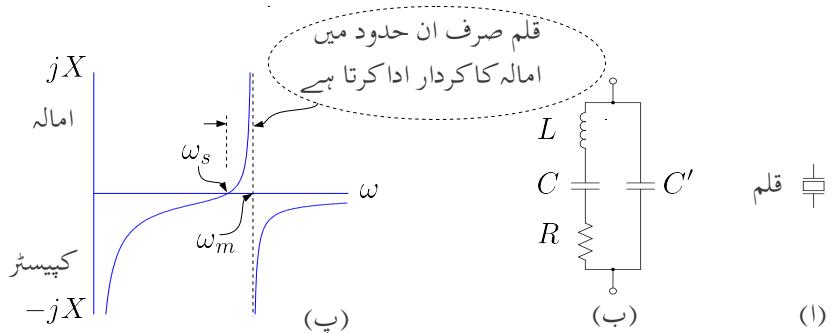
$$-g_m = - \left(\frac{C'_1 + C_2}{L C'_1 C_2} \right) \frac{L C_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$

$$g_m R_m = \frac{C_2}{C'_1}$$

لیتے ہوئے اور $R_m \approx r_{be}$ 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 گئے کم سے زیادہ رکھی جائے گی۔



شكل 15.8: داب برقی قلم

8.7.1 قلمی مرتعش

ایسا قلم¹⁸ جسے دبانے سے اس کے دو اطراف کے مابین بر قی دباو پیدا ہوتا ہے کو داب برقی قلم¹⁹ کہتے ہیں۔ داب برقی قلم پر بر قی دباو لاؤ گو کرنے سے یہ پھیلتا (یا سکھلتا) ہے۔ ایسے داب برقی قلم کے قدرتی میکانی تعداد پر بر قی دباو فراہم کرتے ہوئے اسے ارتقاش پذیر بنایا جاسکتا ہے۔ قلموں کی طبیعی خوبیاں انتہائی مسختم ہوتی ہیں جو وقت یا حرارت سے بہت کم متاثر ہوتی ہیں۔ اسی لئے ایسے قلم کی قدرتی تعداد کی قیمت بھی مسختم رہتے ہوئے تبدیل نہیں ہوتی۔ اسی خوبی کی بنا پر انہیں عموماً وقت ناپنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ کوارٹر²⁰ گھڑی کا صحیح وقت دکھانا مثالی ہے۔ وھاتی ڈبے میں بند، چند کلو ہر ہر Hz kHz سے کئی میگا ہر ہر MHz تک کے قدرتی تعداد والے کوارٹر کے قلم، منڈی میں عام دستیاب ہیں۔ ڈبے پر قلم کی قدرتی تعداد کی قیمت لکھی گئی ہوتی ہے۔

شكل 15.8 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 بر قی مزاحمت R سے ظاہر کیا جاتا ہے جبکہ C' قلم کے دونوں سروں پر وھاتی جوڑوں کے مابین کپیسٹر ہے۔

crystal¹⁸
piezoelectric crystal¹⁹
quartz²⁰

شکل ب میں مزاجمت 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 جا سکتا ہے جہاں

$$\frac{1}{C_m} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C'}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح مساوات 8.44 کو یوں لکھا جا سکتا 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 $-j = \frac{1}{j}$ کا استعمال کیا گیا ہے۔

قلم کے دوسروں سے دیکھتے ہوئے L کے ساتھ C سلسلہ وار جڑا معلوم ہوتا ہے جبکہ L کے دوسروں سے دیکھتے ہوئے L کے ساتھ C_m متوازی جڑا معلوم ہوتا ہے۔ $\omega_s^2 = \frac{1}{LC}$ اور اس کے ساتھ سلسلہ وار جڑے کپیسٹر C

کی سلسلہ وار قدرتی تعدد جبکہ $\frac{1}{LC_m}$ 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

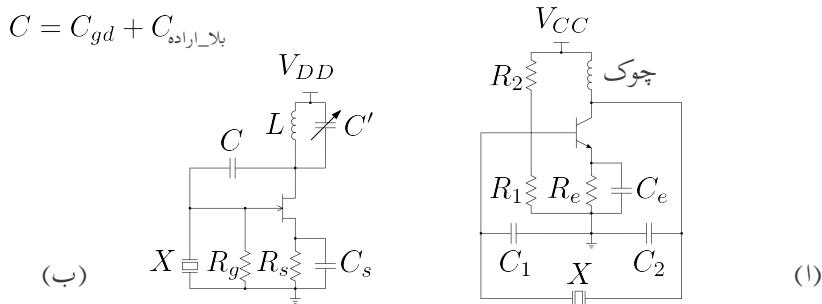
$$(8.45) \quad Z = \frac{-j (\omega^2 - \omega_s^2)}{\omega C' (\omega^2 - \omega_m^2)}$$

اس مساوات کو شکل 8.15 پ میں گراف کیا گیا ہے۔ حقیقت میں C' کی قیمت C کے قیمت سے کمی 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 قیمتیوں میں 1% سے بھی کم فرق ہوتا ہے۔ مساوات 8.45 میں دیا برتنی رکاوٹ کے حدود میں بطور امالة جبکہ $\omega_s < \omega < \omega_m$ کے حدود میں بطور کپیسٹر کردار ادا کرتا ہے۔

مندرجہ بالاتر ذکر کے کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ کالپیش مرتعش میں امالة کی جگہ قلم استعمال کیا جا سکتا ہے۔ شکل 8.14 میں ایسا کرتے ہوئے شکل 8.16 الف کا کالپیش قلمی مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ قلم صرف $\omega < \omega_s$ حدود میں بطور امالة کردار ادا کرتا ہے لہذا ایسا مرتعش صرف اور صرف انہیں حدود کے درمیان ارتعاش پذیر رہ سکتا ہے اور اس کی تعداد انہیں حدود کے درمیان رہے گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ قلمی مرتعش²¹ کی تعداد صرف اور صرف قلم کی قدرتی تعدد پر مخصر 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 تعداد دیتا ہے لہذا قلمی مرتعش اپنی تعداد ω_s اور ω_m کے درمیان اس جگہ برقرار رکھے گا جہاں مساوات 8.45 سے حاصل قلم کی برتنی رکاوٹ (یعنی L) کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 8.41 سے بھی یہی تعداد حاصل ہو۔ قلمی مرتعش کے استعمال کا مقصد ایک حتی 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 امالة تصور کرتے ہوئے L ، C اور قلم ہارٹلے مرتعش کی جانی پہچانی 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 امالة کا کردار ادا کرے۔ عموماً C' قابل تبدیل

crystal oscillator²¹
tank²²



شکل 8.16: قلمی کالپس اور بارٹلے مرتعش

کپیسٹر ہوتا ہے جس کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے مرتعش کی تعداد بارکی سے قابو کی جاتی ہے۔ چونکہ متوازی جڑے LC کی برقی رکاوٹ ان کے قدرتی متوازی تعداد پر لا محدود ہوتی ہے لہذا LC ٹینک کی قدرتی متوازی تعداد کو مرتعش کے تعداد کے قریب رکھتے ہوئے nJFET کے ڈرین پر بہت زیادہ برقی رکاوٹ حاصل کیا جاتا ہے جس سے نیادی ایمپلیفیاٹر کی افزائش زیادہ حاصل ہوتی ہے اور ارتقائی اشارے کا جیطہ زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ اس مرتعش میں بیرونی کپیسٹر C کا استعمال ضروری نہیں۔ نہیت بلند تعداد حاصل کرتے وقت اس کپیسٹر کو نسب نہیں کیا جاتا اور nJFET کی اندروںی 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 $\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i}$ کی مساوات حاصل کریں۔ اگر $C = 0.01 \mu F$ اور $f = 10 \text{ kHz}$ میں کل 120 کا زاویہ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاجمت حاصل کریں۔

جوابات:

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i} = \frac{1}{1 + j3\omega RC - \omega^2 R^2 C^2}$$

$$R = 1196 \Omega$$

سوال 8.2: RC مرتعش 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 مرتعش 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: استعمال کرتے ہوئے $R = 1115 \Omega$ حاصل ہوتا ہے جس سے $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ اور $r_{be} = 2.54 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ $k = 2.69$ اور $R_m > R'$ ہوتا ہے۔ چونکہ R_m 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 مرتعش 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: $R = 1250 \Omega$ حاصل ہے۔ $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ اور $r_{be} = 1.25 \text{ k}\Omega$ یہیں۔ $k = 2.69$ کی صورت میں $C = 3.1 \text{ nF}$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_m = 1 \text{ k}\Omega$ رکھا جائے گا۔

سوال 8.5: صفحہ 835 پر شکل 8.7 میں وائے مرتعش دکھایا گیا ہے۔ $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 0.1 \mu\text{F}$, $R = 15.9 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 25 \text{ k}\Omega$ کی صورت میں مرتعش کی قدرتی تعدد حاصل کریں۔

جواب: $f_o = 100 \text{ Hz}$

سوال 8.6: شکل 8.9 میں ٹرانزسٹر کا $V_A = 200 \text{ V}$, $\beta = 39$ جبکہ $C_{bc} = 4 \text{ pF}$ اور $C_{be} = 10 \text{ pF}$ ہے۔ ٹرانسفارمر کی n_1/n_2 تعدادی مساوی ہے۔ اگر $L = 200 \text{ nH}$ اور $C = 20 \text{ nF}$ ہے۔ $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ اور $R_B = 5 \text{ k}\Omega$ ہوں تب f_o کیا ہو گا۔

جوابات: $R'_p = 0.51 \Omega$, $r_o = 200 \text{ k}\Omega$, $r_{be} = 925 \Omega$, $g_m = 0.04 \text{ S}$, $n_1/n_2 = 0.02564$, $C_p = 39.166 \text{ nF}$, $C_M \approx 4 \text{ pF}$, $R \approx 0.51 \Omega$, $f_o = 1.798 \text{ MHz}$ ہو گا۔

سوال 8.7: شکل 8.12 ب میں R_c کی جگہ لامحدود R_B کو نظر انداز کرنے اور ٹرانزسٹر کا پست تعددی مساوی پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اسے حل کریں۔

جوابات: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ جہاں $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ کے برابر ہے جبکہ $\beta = \frac{C_2}{C_1}$ حاصل ہوتا ہے۔

سوال 8.8: سوال 8.7 کے کالپنس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا $50 = \beta$ ہے۔ اگر اس میں $C_1 = 0.01 \mu\text{F}$ رکھا جائے تب 200 kHz پر ارتعاش کرنے کے بقایا اجزاء کے قیمتیں کیا ہوں گی؟

جوابات: $L = 65 \mu\text{H}$, $C_2 = 0.5 \mu\text{F}$

سوال 8.9: شکل 8.12 کے کالپنس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا پست تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے حل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے بنیادی ایمپلینیٹر 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، $-g_m R_c = \frac{C_1}{C_2}$ اور مساوات کا مساوات 8.34 اور مساوات 8.36 کے ساتھ موازنہ کریں۔

فرینگ

- Butterworth circle, 747
bypass capacitor, 284, 646

capacitor, 169
carrier frequency, 112
carrier wave, 112
cascaded amplifier, 388
cascode amplifier, 616, 730
CE amplifier, 574
Celsius, 93
channel, 435
charge, 216, 418, 433
clamping circuit, 117
class
 A, 411
 AB, 412
 B, 411
 C, 412
 D, 412
clipper, 118
CMOS, 460
CMRR, 577
collector, 213
Colpitts oscillator, 847
common base, 398
common collector, 398
common emitter, 397
common mode voltage, 6, 556
common mode voltage gain, 576
comparator, 77
complex plane, 745
conductance, 148

AC load line, 140
active component, 213
active region, 275
adder, 42, 44
ageing, 585
AM demodulator, 110
AM modulator, 111
AM signal, 112
amplifier
 difference, 3
 instrumentation, 53
 inverting, 16, 19
 non-inverting, 31, 34
anti-log, 122
atomic model, 148
atomic number, 149
avalanche, 171
avalanche breakdown, 172

band, 646, 703
band pass filter, 785
band stop filter, 785
Barkhausen criteria, 824
base, 213
bit, 66
blocking voltage, 166
Bode plot, 653, 665
Boltzmann constant, 92
break down voltage, 171
breakdown region, 98
buffer, 35
Butterworth, 744

- high frequency model, 185
- square law, 201
- distortion, 484
- divider, 124
- doping, 148
- drift, 156, 159
- drift current, 159
- drift speed, 160
- drift velocity, 160
- Early voltage, 275, 486
- ecg, 53
- electric field intensity, 159
- electrical noise, 177
- electron gas, 153
- electron mobility, 161, 447
- emission coefficient, 92
- emitter, 213
- emitter coupled logic, 566
- emitter follower, 401
- enhancement nMOSFET, 438
- feedback circuit
 - negative, 28
 - positive, 28
- feedback signal, 26, 766
- feedback system, 765
- field effect transistor, 213
- filter
 - band pass, 743
 - band stop, 743
 - Butterworth, 747
- forward biased, 95, 98, 102
- free electron, 149
- free hole, 150, 154
- full wave rectifier, 107
- gain, 18, 220
- gain bandwidth product, 705
- gate
 - AND, 128
 - OR, 127
- conductivity, 162
- constant current source, 517, 583
- coupling capacitor, 293, 646
- covalent bond, 148, 176
- crystal, 149
- crystal oscillator, 856
- current gain, 219, 220
- current mirror, 518, 585
- current sink, 583
- current source, 583, 636
- cut-in voltage, 95
- cut-off frequency
 - high, 645
 - low, 645
- DAC, 65
- damping constant, 744
- darlington pair, 254
- dB, 665
- DC bias point, 129
- DC load line, 130
- depended voltage source, 8
- dependent current source, 297
- depletion nMOSFET, 457
- depletion region, 165
- difference pair, 555
- differential input resistance, 572
- differential mode voltage, 6
- differential voltage gain, 3
- differentiator, 38
- diffusion, 156
- diffusion capacitance, 174
- diffusion constant
 - electrons, 159
 - holes, 158
- diffusion current, 157
- diffusion current density, 158
- digital circuits, 501
- diode, 91
 - cut off, 168
- germanium, 95

- Miller capacitor, 730
- Miller theorem, 694, 841
- Miller's capacitor, 697
- minority
 - electrons, 150
 - hole, 150
- mirror, 479
- mobile
 - charges, 153
 - electron, 149
 - hole, 150
- model, 8, 11, 178
- models, 486
- modulating frequency, 112
- modulating wave, 112
- multiplier, 123
- n-type semiconductor, 152
- natural frequency
 - undamped, 744
- NOT gate, 314, 501
- number density, 150
- ohmic contact, 176
- OPAMP, 51
- optical cable, 178
- optical communication, 178
- optocoupler, 177
- output offset voltage, 578
- p-type semiconductor, 155
- parasitic resistor, 699
- passive component, 213
- peak detector, 108
- photo diode, 176
- photon, 176
- piece wise linear model, 180
- piezoelectric crystal, 854
- pinch off, 441
- pole, 660
- power
 - mosfet, 540
- generation rate, 150
- gradient, 130
- half wave rectifier
 - negative, 105
 - positive, 104
- Hartley oscillator, 847
- heat sink, 541
- holding current, 422
- hole gas, 155
- hole mobility, 447
- ideal diode, 182
- 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, 437
- inversion layer, 437
- inverter, 421, 540
- iteration method, 131
- Kelvin, 92
- Laplace transform, 647
- latching current, 422
- LED, 177
- level shifter, 598
- load line, 475
 - AC, 286
 - DC, 284
- log amplifier, 121, 417
- loop gain, 779
- Maclaurin's series, 184
- majority
 - electrons, 152, 153
 - holes, 155

- thermometer, 99
- threshold voltage, 437
- thyristor, 421
- transconductance, 319, 323
- transconductance gain, 25, 319
- transducer, 35
- transistor, 213
- transportation, 156
- tuned oscillator, 839, 841
- valency, 148
- varactor diode, 176
- voltage gain, 17, 33
- voltage source, 116, 415
- Widlar current source, 607
- Wien bridge oscillator, 835
- zener
 - diode, 172
 - knee, 186
 - voltage, 172
- zero, 660, 745
- transistor, 421
- power loss, 186
- power series, 200
- 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, 116
- saturation
 - current, 92
 - OPAMP, 4, 61
 - region, 275
- schottky
 - diode, 175
 - transistor, 418
- scr, 421
- semiconductor, 148
- slew rate, 62
- small signal, 139
 - π model, 330
 - resistance, 146
- solar panel, 176
- spice, 202
- stability factors, 265
- subtracter, 47
- switch ON, 101
- T model, 491
- tank, 856
- thermal
 - electron, 150
 - generation, 150
 - generation rate, 150
 - hole, 150
 - resistance, 100, 205
 - voltage, 92

- آزاد، 397
 الیکٹران، 149
 خول، 150، 154
 الائچی ایمپلیفائز، 53
 آئینہ، 479
 ولسن، 611
 آئینہ برقی رو، 518، 585
 اخراجی جزو، 92
 ارلی برقی دباؤ، 275، 486
 افرائش، 18، 220
 برقی دباؤ، 17، 33
 برقی رو، 219، 220
 موصل-نما، 319
 افرائش ضرب دائره کارکردگی، 705
 افرائشی دائرة، 779
 افرائندہ، 222
 خطہ، 275
 اقلیتی
 الیکٹران، 150
 خول، 150
 اکثریتی
 الیکٹران، 152، 153
 خول، 155
 الثنا
 خطہ، 437
 کرنا، 437
 مائل، 102
 الث لاگ، 122
 الثی رستا برقی رو، 97
 الیکٹران گیس، 153
 انحرافی برقی دباؤ، 578
 انحرافی برقی رو، 581
 اندرونی داخلي انحرافی برقی دباؤ، 68
 انورٹر، 421، 540
 ایشمی عدد، 149
 ایمپلیفائز
 زنجیری، 388
 واپسی، 774، 775
 ایمشر، 213، 214
 ایمشر جزا منطق، 566
 بار، 92، 433
 برقی، 418، 216
 باریک اشاراتی
 مزاحمت، 146
 باریک اشاراتی پائی ریاضی نمونه، 330
 باریک اشارہ، 139
 بالشمن کا مستقل، 92
 پٹ، 66
 پٹر ورت تسلسل، 744
 پٹر ورت دائرة، 747
 بدلتا افراش برقی رو، 222
 بدلتی رو، خط بوجہ، 286
 بدن، 435
 برقی
 بار، 92، 418، 433
 رکاوٹ، 656
 زمین، 17
 قلب نگار، 53
 برقی دباؤ
 چالو، 95
 دبیز، 437
 رکاوٹی، 166
 غیر افرائندہ کرده، 223
 برقی دباؤ منبع، 113
 برقی رو
 الثی رستا، 97
 برقی رو چالو رکھئے کی حد، 422
 برقی رو منقطع کرنے کی حد، 422
 برقی زمین، 559
 برقی شدت، 159
 برکھازن کا اصول، 824
 بل، 116، 110، 114، 113
 بلند انقطاعی تعدد، 691، 645
 بلند تعدد، 653، 646
 بوڈا خط، 665
 بہا، 156، 159
 بہا برقی رو، 159
 بیس، 214، 213
 بیس مشترک، 398

- بے قابو بوجہ توده، 172
 بے قابو خطہ، 98
- پائی ریاضی نمونہ، 330
 پٹی روک فائز، 785
 پٹی گوار فائز، 785
 پست انقطاعی تعدد، 653
 پست تعدد، 645
 پکاری گئی قیمت، 23
 پورے طاقت پر دائیرہ کارکردگی، 63
 پروکار، 401
 پیمایشی آگ، 35
- تار
- بم محوری، 82
 تابع منبع دیا، 8
 تابع منبع رو، 297
 تراش، 118
 تعدد
- سوار، 112
 سواری، 112
 قدرتی، 831
 قصر دور بلند انقطاعی، 703
 تعدادی کافافت، 150
 تفرقی
- افزائش، 571
 افزائش برقی دیا، 3
 ایمپلیکیٹ، 3
 برقی اشارہ، 3
 برقی دیا، 6
 جوڑا، 555
 تفرق اشارہ، 88
 تفرق کار، 38
 تقسیم کار، 124
 تکمل کار، 39
 توده، 171
 تهرماہیٹ، 99
 تھونن دور، 35
- ٹرانزیستر، 213
 قوى، 421
 ٹي ریاضی نمونہ، 491
- ٹینک، 856
 جنزا
- دوبارہ، 150
 شرح، 150
 جفتی کیسٹر، 293
 جماعت، 148
 جمع کار، 44
 جوڑ، 16
 جوڑ کی کیسٹر، 170
- چالو، 95
 چالو برقی دیا، 95
 چوٹی حاصل کار، 108
 چھانی
 پٹی روک، 743
 پٹی گوار، 743
- حرارتی
 الیکٹران، 150
 برقی دیا، 92
 پیدائش، 150
 پیدائش کی شرح، 150
 خول، 150
 مزاحمت، 100
 حرکت پذیری
 الیکٹران، 447
 خول، 447
 حسانی ایمپلیکیٹ، 1
 حیطہ
 اتار کار، 110
 سوار اشارہ، 112
 سوار کار، 111
- خارج کار منبع رو، 583
 خارجی انحرافی برقی دیا، 578
 خارجی مزاحمت، 8
 خط بوجہ، 475
 بدلتی رو، 286
 یکسنتی، 284
 یک سمنتی رو، 130

- مقطع، 167
نوری، 177
وريکنر، 176
ڈایوڈ قانون مریع شناسنده، 202
ڈھلوان، 130
ڈیسی بیل، 665
ذرائع ابلاغ، 200
رخ
سیدها، 91
راہ، 435
رفتار بہاوا، 160
رفتار چال، 62
رکاوٹی برقی دباؤ، 166
ریاضی
نمونہ، 178
ریاضی نمونہ، 8، 11، 486
پائے، 330
ٹی، 491
سدھے خطوط، 180
زنجیری ایمپلیفائر، 388
زین
اثر، 171
برقی دباؤ، 172
ڈایوڈ، 172
گھشا، 186
ساکن بار، 153
سپائٹ، 202
سرد کار، 248
سطح تبدیل کار، 598
سلسلہ
طاقت، 200
مکلارن، 184
سلسلہ طاقت، 200
سلسلہ مکلارن، 184
سمت کار
مکمل لہر، 107
نصف لہر، 104
سمتی رفتار بہاوا، 160
خط مماس، 146
خطی، 3
خم دار، 136
خول گیس، 155
داب برقی قلم، 854
داخلی
انحرافی برقی دباؤ، 578
تفرقی مراحمت، 572
داخلی کار منبع رو، 583
داخلی برقی رکاوٹ، 53
داخلی مراحمت، 8، 788، 791
داخلی میلان برقی رو، 72
دائئہ کارکردگی، 646
دبوج، 441
درجہ
الف، 411
الف-ب، 412
ب، 411
پ، 412
ت، 412
درمیانی تعدد، 646
دوبارہ
جزنا، 150
دورانیہ
اترائی، 87
چڑائی، 87
دوري عرصه، 87
دبرانے کا طریقہ، 131
دبری نظام اعداد، 66
دبیلر برقی دباؤ، 437
ڈارلنگٹن جوڑی، 254
ڈایوڈ، 91
بلند تعددی پاریک اشاراتی ریاضی نمونے،
جرمینیم، 95
زین، 172
شائکی، 175
شمسی، 176
فوٹو، 176
قانون مریع، 201

- غیر مطلوب مزاحمت، 699
- سوار
تعدد، 112
موج، 111
سواری
- فلتر
پھر ورت، 747
پٹی روک، 785
پٹی گزار، 785
فوٹو ڈائوڈ، 176
فیٹ، 433
- تعدد، 112
موج، 112
سیدھا رہ، 91
سیدھا مائل، 95
سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ، 180
سیلسیش، 93
سیماس، 460
- شاٹکی ٹرانزسٹر، 418
شاٹکی ڈائوڈ، 175
شریک گرفنی بند، 148
شكل بگڑنا، 484
شکنج، 117
شمسي چادر، 176
شمسي ڈائوڈ، 176
شور، 177
- آزاد، 744
قصر دور بلند انقطاعی تعدد، 703
قصری کپیسٹر، 284
قطب، 660
قلم، 149
قلمی مرتعش، 856
قوی
ٹرانزسٹر، 421
 MASFET، 540
قوی برقیات، 177
- صرف، 660
ضرب کار، 123
ضیائی
- کالپس مرتعش، 847
کامل حسابی ایپلیفائز، 11
کامل ڈائوڈ، 182
کپیسٹر، 169
جفني، 293
قصری، 284
کثافت نفوذی رو، 158
کرچاف کرے قوانین، 16
کلکٹر، 213
کوارٹر، 854
کیسکوڈ، 730
کیسکوڈ ایپلیفائز، 616
کیلوں پیمائش حرارت، 92
کیمیائی دوری جدول، 148
کیمیائی گرفت، 148
- تار، 178
ذرائع ابلاغ، 178
ذرے، 176
وابستہ کار، 177
- طاقة کا ضیاء، 186
طاقة کی منع، 2
- عامل، 213
عددی ادوار، 314
عددی سے مماثل کار، 65
عکس، 270
عمر رسیدگی، 585
- غیر افراندہ، 223
برقی دباؤ، 223
خطہ، 275
غیر عامل، 213
- گھناتا ماسفیٹ، 457
گیٹ
جمع، 127

- مستطبلی پتلا اشاره، 63، 87
 مستقل
 دھیماں، 744
 نفوذ الیکٹران، 159
 نفوذ خول، 158
 مسئلہ مل، 694
 مسئلہ ملر، 841
 مشترک-مخارج، 574
 مشترک اشارہ، 88
 مشترک اشارہ رد کرنے کے صلاحیت، 88
 مشترک افرائش، 576
 مشترک برقی دباؤ، 556
 مکالرن تسلسل، 567
 مکمل لہر سمت کار، 107
 ملاوٹ، 148
 ملر کپیسٹر، 730، 697
 منبع برقی دباؤ، 113
 منبع برقی رو
 وائلر، 607
 منبع دباؤ، 415
 منبع رو، 636
 منبع رو، 517
 منفی ایمپلیفائز، 19
 منفی داخلی سرا، 7
 منفی کار، 47
 منفی نیم موصل، 152
 منفی واپسی برقی رو، 775
 منفی واپسی برقی رو ایمپلیفائز، 775
 منفی واپسی دور، 28
 منقطع ڈائیڈ، 167، 168
 موج
 سوار، 111
 سواری، 112
 موازنہ کار، 77
 موثر، 207
 موصلیت، 148
 مستقل، 162
 موصلیت-نما، 319، 323
 میدانی ٹرانزیستر، 213، 433
 میلان برقی رو، 581
 ناقابل برداشت الٹ برقی دباؤ، 98
 ضرب، 128
 لاپاس بدل، 647
 لاگ ایمپلیفائز، 121، 417
 لبریز، 4، 61
 لبریزی برقی رو، 92
 لوڈ سیل، 83
 لہر بین، 82
 ماسفیٹ، 433
 بڑھاتا، 438
 قوی، 540
 مال برداری، 156
 مائل
 الثنا، 97
 سیدھا، 95، 98
 مبدل توانائی، 35
 متھرک الیکٹران، 149
 متھرک بار، 153
 متھرک خول، 150
 متھرک منفی بار، 152
 مثبت ایمپلیفائز، 31، 34
 مثبت داخلی سرا، 7
 مثبت نیم موصل، 155
 مثبت واپسی ادوار، 28
 مخلوط ادوار، 1
 مخلوط سطح، 745
 مداخل الیکٹران، 216
 مداخل خول، 216
 مرتعش
 ٹیک، 856
 ٹلمی، 856
 کالپنس، 847
 وائی، 835
 بارٹس، 847
 بمسر، 839
 مراجحت
 تفرقی داخلی، 572
 مراجحت میں غلطی، 23
 مراجحت نما افرائش، 25
 مراجحتی جوڑ، 176
 مستحکم کار، 35

- یک سمتی
افرائش برقی رو، 222
خط بوجه، 284
نقطه کارکردگی، 129
نقطه مائل، 129
یک سمتی رو
خط بوجه، 130
یک سمتی منع رو، 583
- ناقابل برداشت برقی دباؤ، 171
نصف لہر
مثبت سمت کار، 104
منفی سمت کار، 105
نفوذ، 156
نفوذ کا مستقل
الیکٹران، 159
خول، 158
نفوذی برقی رو، 157
نفوذی کپیسٹشنس، 174
نفی کار، 314
نقطه کارکردگی سوارنے کے اسباب، 265
نمونی
ریاضی بلند تعدادی، 490
نمونہ
- ریاضی، 8، 11، 178، 486
ریاضی پائیز، 330
نوری ڈائیڈ، 177
نیم موصل، 148، 149
مثبت، 155
منفی، 152
- واپسی
اشارة، 766
برقی دباؤ ایپلیفارٹ، 774
نظام، 765
واپس کار، 774
واپس کار کا مستقل، 777
واپسی ادوار، 26
واپسی اشارات، 26
وائٹلر منع رو، 607
وائٹ مرتعش، 835
وریکٹر ڈائیڈ، 176
ولسن آئین، 611
ویٹ سٹون چکر، 83
ویران خطہ، 165
- بارٹلے مرتعش، 847
بعسر مرتعش، 839، 841
بم محوری تار، 82
- یکسان، 555