

مماڭىل برقىيات

خالد خان يۈسۈزلى

عنوان

xvii

دیباچہ

xix

میری پہلی کتاب کا دیباچہ

1	1	حسابی ایکپلینیٹر
2	1.1	حسابی ایکپلینیٹر کے سرے یا پنیے
3	1.2	حسابی ایکپلینیٹر کی نیادی کارکردگی
7	1.3	حسابی ایکپلینیٹر کا ساوی دور یا یا خی نمونہ
8	1.3.1	داخلی سروں پر برابر قیود اور ہتھی
9	1.3.2	داخلی سروں پر بر قی رو صفر ہوتی ہے
10	1.3.3	داخلی مزاحمت کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے
10	1.3.4	تفرقی انڑائش کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے
10	1.3.5	خارجی مزاحمت کو صفر اور ہم تصور کیا جا سکتا ہے
11	1.4	کامل حسابی ایکپلینیٹر

15 حسابی ایک پلینگر کے ادوار	1.5
16 منقی ایک پلینگر	1.5.1
31 ثبت ایک پلینگر	1.5.2
34 مسٹگم کار	1.5.3
38 تفرق کار	1.5.4
39 ٹکمک کار	1.5.5
42 جمع کار	1.5.6
45 منقی کار	1.5.7
51 جمع و منقی کار	1.5.8
52 آلاتی ایک پلینگر	1.5.9
61 حسابی ایک پلینگر کا ناقص پن	1.6
61 حسابی ایک پلینگر کا لبرینز ہوتا	1.6.1
62 حسابی ایک پلینگر کی رفتار چال	1.6.2
65 عددی اشارے سے مماثل اشارے کا حصول	1.7
67 یک سمی اندرونی داخلی اخراجی بر قی دباؤ کا مسئلہ	1.7.1
71 داخلی بر قی روکا مسئلہ	1.7.2
77 موازنہ کار	1.8

91	ڈایوڈ	2
100	کامل ڈایوڈ	2.1
102	ڈایوڈ کے چند ادوار	2.2
104	بدلتی دباؤ سے یک سختی دباؤ کا حصول (سمت کاری)	2.3
104	نصف اہر سمت کاری	2.3.1
108	مکمل اہر سمت کاری	2.3.2
109	چوٹی حاصل کار	2.4
110	حیطہ تار کار	2.5
113	متع بر قتی دباؤ	2.6
116	بر قیتی عکس بھجہ	2.6.1
118	بر قیتی تراش	2.7
119	حبابی ایک پلیناگر کی مدد سے ڈایوڈ کے کامل ادوار	2.8
119	کامل نصف اہر سمت کار	2.8.1
120	کامل چوٹی حاصل کار	2.8.2
121	کامل حیطہ تار کار	2.8.3
121	ڈایوڈ لاگ ایک پلیناگر	2.8.4
122	ضرب کار	2.8.5
123	کامل مکمل اہر سمت کار	2.8.6
126	ڈایوڈ کے منتنی ادوار	2.9
128	یک سختی روختہ بوچھ	2.10

128	2.10.1 گراف کا طریقہ
131	2.10.2 درجہ کا طریقہ
133	2.11 کارٹیسی محدود اور ترسیم
133	2.11.1 محمد کی منتقلی
133	2.11.2 خط کا چھوٹا حصہ سیدھا تصور کیا جاسکتا ہے
134	2.11.3 گراف سے قیمت حاصل کرنے کا عمل
138	2.12 باریک اشداراتی تجزیہ
141	2.12.1 بدلتی رو، خط پر بوجہ
144	2.12.2 باریک اشداراتی مراجحت
146	2.12.3 خط میں سے باریک اشداراتی مراجحت کا حصول
147	2.13 طبیعتیات نئم موصل اشیاء
151	2.14 منفی قسم کا نئم موصل
153	2.15 ثابت قسم کا نئم موصل
156	2.16 مال برداری
156	2.16.1 نفوذ
159	2.16.2 بہاؤ
162	2.17 ثابت اور منفی اقسام کے نئم موصل مواد کا ملáp
166	2.18 انلاماکل ڈائیوڈ
168	2.18.1 انلاماکل ڈائیوڈ اپورکپسٹر
170	2.19 بے قابو صورت

171	2.19.1 زیر بر قی دباؤ بالقابل درج حرارت
171	2.20 سیدھا مائل ڈائیوڈ
173	2.20.1 سیدھے مائل ڈائیوڈ کی نفوذی کیسٹینشنس
173	2.21 ڈائیوڈ کے دیگر اقسام
174	2.21.1 شکنی ڈائیوڈ
175	2.21.2 وریکٹر ڈائیوڈ
175	2.21.3 فوٹو ڈائیوڈ یا شمسی ڈائیوڈ
176	2.21.4 نوری ڈائیوڈ
176	2.21.5 خیالی وابستہ کار
177	2.21.6 خیالی ذرا رُخ بلانگ
177	2.22 ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے
178	2.22.1 سیدھے خطوط کار ریاضی نمونہ
181	2.22.2 کامل ڈائیوڈ ریاضی نمونہ
182	2.22.3 ڈائیوڈ کا پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ
184	2.22.4 ڈائیوڈ کا بلند تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ
185	2.23 زیر ڈائیوڈ اور اس کار ریاضی نمونہ
196	2.24 یک سمتی اور بدلتے مختیارات کے حساب کی علیحدگی
199	2.25 قانون مرلح جیٹ اتار کار
201	2.26 سائش ریاضی نمونہ

213	3	ٹرانزسٹر (دوجو ٹرانزسٹر)
213	3.1	ٹرانزسٹر کی ساخت اور اس کی بنیادی کارکردگی
215	3.2	افرا سندھ حال منقی - جمع - منقی npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی
223	3.3	غیر افرا سندھ کردہ برقی دباؤ
223	3.4	افرا سندھ حال جمع - منقی - جمع pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی
225	3.4.1	V_{EC} اور V_{EB} کے pnp
225	3.5	نقطہ کارکردگی اور یک سمتی اور اس کا تحلیلی تجزیہ
226	3.5.1	افرا سندھ ٹرانزسٹر کے یک سمتی اور اس کا حل
249	3.5.2	غیر افرا سندھ ٹرانزسٹر کے دور کا حل
253	3.5.3	منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل
255	3.6	ڈار لائشن جوڑی
257	3.7	تعین نقطے سے نقطہ کارکردگی کا انحراف
257	3.7.1	تبدیلی β سے لاحق مسائل استوار نے کا شرط
264	3.7.2	تبدیلی V_{BE} سے نقطہ کارکردگی کا سر ک جانا
265	3.7.3	نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب
268	3.8	مزاحمت کا عکس
273	3.9	ٹرانزسٹر کے خط
273	3.9.1	$i_C - v_{BE}$ خط
275	3.9.2	$i_C - v_{CE}$ خط

279	یک سمتی ادوار کا تریکی تجربہ	3.10
279	یک سمتی روختہ بوجھ	3.10.1
281	بڑیک اشارات	3.10.2
281	برقی دباؤ V_{CC} اور مزاحمت R_C کے نقطہ کار کردگی پر اثرات	3.10.3
283	داخلی بر قی رو کے نقطہ کار کردگی پر اثرات	3.10.4
284	خارجی اشارہ کے حدود	3.10.5
286	بدلتی رو، خلط بوجھ	3.10.6
297	ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے وسیع اشارات	3.11
298	ایبرز-مال ریاضی نمونہ	3.11.1
307	ٹرانزسٹر کا ایبرز-مال مائل pnp	3.11.2
308	مال برداری ریاضی نمونہ	3.11.3
314	نفی کار	3.12
319	بڑیک اشاراتی تجربہ	3.13
319	ترسیمی تجربہ	3.13.1
321	بڑیک اشاراتی داخلی مزاحمت r_e اور r_{be}	3.13.2
322	تخلیقی تجربہ	3.13.3
331	پست تعددی ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے بڑیک اشارات	3.14
335	T^{\star} ریاضی نمونہ	3.14.1
338	پائے ریاضی نمونہ بعد خارجی مزاحمت r_0	3.14.2
338	یک سمتی اور بدلتے مخفیات کی علیحدگی	3.15

343	3.16 بدقیک اشدارتی اور کاپائے ریاضی نمونے کی مدد سے حل
365	3.16.1 زنجیری ضرب کا طریقہ
387	3.17 برقی بار، داخلی مزاحمت اور ایکلینیفار کی افزائش
390	3.18 زنجیری ایکلینیفار
399	3.19 ایمٹر مشترک، کلکٹر مشترک اور بیس مشترک ایکلینیفار
414	3.20 خطی لحاظ سے ایکلینیفار کی درجہ بندی
415	3.21 ٹرانزنسٹر سے ڈائوڈ کا حصول
417	3.22 منبع برقی دباؤ
420	3.23 ٹرانزنسٹر لاگ ایکلینیفار
421	3.24 شاگنی ٹرانزنسٹر
423	3.25 توی ٹرانزنسٹر
424	3.26 قابویکلینیفار
435	4 میدانی ٹرانزنسٹر
436	4.1 n ماسفیٹ کی ساخت (بڑھاتا n ماسفیٹ)
438	4.2 n ماسفیٹ کی بنیادی کارکردگی
438	4.2.1 گیٹ پر برقی دباؤ کی عدم موجودگی
439	4.2.2 گیٹ کے ذریعہ برقی روکے لئے راہ کی تیاری
447	4.3 n ماسفیٹ کی مساوات
455	4.3.1 قابل برداشت برقی دباؤ

455	درج حرارت کے اثرات	4.3.2
456	بڑھتا pMOSFET ماسفیٹ	4.4
458	غیر افزائندہ	4.4.1
459	گھناتا n ماسفیٹ	4.5
460	مقطوع صورت	4.5.1
460	غیر افزائندہ	4.5.2
461	دبوچ	4.5.3
461	افزائندہ	4.5.4
461	گھناتا p ماسفیٹ	4.6
462	جز دو ماں فیٹ CMOS	4.7
462	ماں فیٹ کے یک سنتی ادوار کا حل	4.8
483	ماں فیٹ ایک پلینار کا ترستی تجربہ	4.9
484	ماں فیٹ ایک پلینار کا تخلیقی تجربہ	4.10
484	یک سنتی تجربہ	4.10.1
485	بدلتی رو تجربہ	4.10.2
488	ماں فیٹ ریاضی نمونہ	4.11
488	غارجی مزاجت r_0	4.11.1
490	وسع اشاراتی ماں فیٹ ریاضی نمونہ	4.11.2
490	بدریک اشاراتی ماں فیٹ π ریاضی نمونہ	4.11.3
493	بدریک اشاراتی ماں فیٹ لی ریاضی نمونہ	4.11.4

494	یک سمتی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی	4.11.5
503	سیماں نئی کار	4.12
508	جوٹدارفیٹ (JFET)	4.13
510	برقی رو بال مقابل برقی دباؤ	4.13.1
512	pJFET	4.13.2
512	بڑیک اشاراتی ریاضی نمونہ	4.13.3
519	غلتوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کار کردنی تین کرنے کے ادوار	4.14
519	منبع مستقل برقی رو	4.14.1
526	مزاحت کے عکس	4.15
529	تاج سورس (ڈرین مشترک ایکپلینیٹر)	4.16
536	گیٹ مشترک ایکپلینیٹر	4.17
537	زنجیری ایکپلینیٹر	4.18
542	تویی ماسفیٹ	4.19

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

645	6 ایکپلیغاڑ کا تعددی رد عمل اور فلٹر
645	6.1 پست تعددی رد عمل
647	6.2 میں سرے پر کسیٹر C_B
656	6.3 ایکٹر سرے پر کسیٹر C_E
663	6.4 کلکٹر سرے پر کسیٹر C_C
665	6.5 یوڈا خطوط
672	6.6 میں اور کلکٹر بیر وی کسیٹر
676	6.7 میں اور ایکٹر بیر وی کسیٹر وں کا مجموعی اثر
684	6.8 میں، ایکٹر اور کلکٹر بیر وی کسیٹر وں کا مجموعی اثر
687	6.9 پست انتظامی تعدد پذیر یہ سورس کسیٹر
694	6.10 مسئلہ ملر
697	6.11 بلند تعددی رد عمل
698	6.11.1 بلند تعددی پائے π ریاضی نمونہ
702	6.11.2 مشترکہ ایکٹر بلند انتظامی تعدد
705	6.11.3 مشترکہ میں بلند انتظامی تعدد
707	6.11.4 f_T کا تحریکی تجھیہ
708	6.11.5 بر قی بوجھ کے موجودگی میں بلند تعددی رد عمل
716	6.11.6 مشترکہ سورس ماسیٹ ایکپلیغاڑ کا بلند تعددی رد عمل
720	6.12 مشترکہ کلکٹر ایکپلیغاڑ کا بلند تعددی رد عمل
725	6.13 مشترکہ میں ایکپلیغاڑ کا بلند انتظامی تعدد
729	6.14 کسیکوڈ ایکپلیغاڑ
742	6.15 فلٹر چلنی
742	6.16 بڑورت فلٹر (چلنی)
750	6.16.1 بڑورت فلٹر کا دور

765	7	وابطی ادوار
766	7.1	ایکپلیناٹر کی جماعت بندی
767	7.1.1	برقی دباؤ ایکپلیناٹر
769	7.1.2	برقی ردا ایکپلیناٹر
770	7.1.3	موصل نما ایکپلیناٹر
772	7.1.4	مراحت نما ایکپلیناٹر
773	7.2	وابطی اشارہ
776	7.3	بنیادی کارکردگی
778	7.3.1	افرا کشی دائرة
779	7.3.2	بنیادی مفروضے
780	7.4	وابطی ایکپلیناٹر کی خوبیاں
780	7.4.1	معظم افرائش
785	7.4.2	تعددی بگاڑ
785	7.4.3	دائرہ کارکردگی کے پیش میں وسعت
787	7.5	داخلی مراحت
787	7.5.1	وابطی برقی دباؤ ایکپلیناٹر کا داخلی مراحت
789	7.5.2	وابطی برقی ردا ایکپلیناٹر کا داخلی مراحت
791	7.5.3	وابطی موصل نما ایکپلیناٹر کا داخلی مراحت
793	7.5.4	وابطی مراحت نما ایکپلیناٹر کا داخلی مراحت
795	7.6	خارجی مراحت

796	واہی بر قی دباؤ ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت	7.6.1
797	واہی بر قی روائیکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت	7.6.2
799	واہی موصل نما ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت	7.6.3
800	واہی مزاحمت نما ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت	7.6.4
802	واہی ایکلینیاٹر کے جماعت بندی کی مشاہیں	7.7
803	واہی بر قی دباؤ ایکلینیاٹر	7.7.1
804	واہی مزاحمت نما ایکلینیاٹر	7.7.2
806	واہی موصل نما ایکلینیاٹر	7.7.3
808	واہی بر قی روائیکلینیاٹر	7.7.4
811	واہی مزاحمت نما ایکلینیاٹر	7.7.5
813	واہی ایکلینیاٹر کا تفصیلی تجزیہ	7.8
815	واہی بر قی دباؤ ایکلینیاٹر	7.9
818	واہی بر قی دباؤ زنجیری ایکلینیاٹر	7.10
823	مرتعش	8
826	مرتعش کی تحقیق	8.1
828	مزاحمت-کپیسٹر RC مرتعش	8.2
835	وائن مرتعش	8.3
837	n JFET پی می الالہ-کپیسٹر LC ہمسر مرتعش	8.4
841	خود-مائل دور	8.4.1
841	ٹرانزیستر ہمسر مرتعش	8.5
845	عمومی مرتعش	8.6
848	پارٹیلے اور کالپٹس مرتعش	8.7
854	فلمی مرتعش	8.7.1
861		فرہنگ

دیباچہ

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

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

یہ کتاب Ubuntu استعمال کرتے ہوئے XeLatex میں تشكیل دی گئی۔ یہ کتاب خطِ جمل نوری نستعلیق میں لکھی گئی ہے۔ پر زہ جات کے خط Octave جبکہ ادوار کو gEDA کی مدد سے بنایا گیا ہے۔ کئی ادوار پر GnuCap کی مدد سے غور کیا گیا۔ میں ان سافٹ 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 کی تشكیل میں ہر موڑ پر کئی کتابوں کا سہارا لیا گیا۔ ان میں مندرجہ ذیل کا ذکر ضروری ہے۔

- Electronic Circuits by Schilling-Belove
- Integrated Electronics by Millman-Halkias
- Microelectronic Circuits by Sedra-Smith

جبکہ اردو اصطلاحات چنے میں درج ذیل لغت سے استفادہ حاصل کیا گیا۔

- <http://www.urduenglishdictionary.org>
- <http://www.nlpd.gov.pk/lughat/>

میں یہاں ان تمام خواتین و حضرات کا شکریہ ادا کرنا چاہتا ہوں جنہوں نے اس کتاب کو مکمل کرنے میں میری مدد کی، بالخصوص کامیٹی میں میرے ساتھی ڈاکٹر عابد حسن مجتبی جنہوں نے کتاب کی شکل نکھاری اور میرے شاگرد سید زین عباس، حافظہ مریم اسلام، حرا خان اور سبجیہ شوکت جنہوں نے اس کتاب کی درستگی میں مدد کی۔

اس کتاب کو پہلی مرتبہ بطور نصابی کتاب جن طلباء و طالبات نے پڑھا ان کے نام طلحہ ذاہد، عبد اللہ رضا، عائشہ رباب، سمیا الرحمن، صحیح صادق، فیصل پروین، جبراں شبیر اور شاہ نزیب علی ہیں۔ انہوں نے کتاب کو درست کرنے میں میری مدد کی جس کا میں شکر گزار ہوں۔

آپ سے گزارش ہے کہ اس کتاب کو زیادہ سے زیادہ طلباء و طالبات تک پہنچائیں اور کتاب میں غلطیوں کی نشاندہی میرے بر قیاتی پتہ khalidyousafzai@comsats.edu.pk پر کریں۔ میری تمام کتابوں کی مکمل معلومات

<https://www.github.com/khalidyousafzai>

سے حاصل کی جا سکتی ہیں جنہیں آپ مکمل اختیار کے ساتھ استعمال کر سکتے ہیں۔

خالد خان یوسفزئی

2014 نومبر

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 تحقیق کام کا پیشتر 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 بڑی تعداد بندیادی 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 پہنچنے گئے۔ تکمیلی الفاظ کی چنانی کے وقت اس بات کا دہان رکھا گیا کہ ان کا استعمال دیگر مضامین میں بھی ممکن ہو۔

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

امید کی جاتی ہے کہ یہ کتاب ایک دن خالصتاً اردو زبان میں انجنیئرنگ کی نصابی کتاب کے طور پر استعمال کی جائے گی۔ اردو زبان میں الیکٹریکل انجنیئرنگ 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 کامل 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 ہوئیں۔

خالد خان یوسفزی

28 اکتوبر 2011

علامات

اس کتاب میں میں الاقوای نظام اکائی SI استعمال کیا گیا ہے۔ یوں میٹر، کلو گرام اور سینٹ کے علاوہ وولٹ، آمپیسر، 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 علمتیں 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 (اوست قیمت صفر)

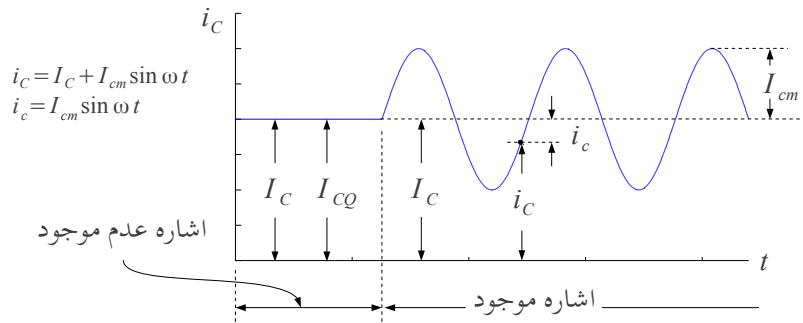
I_d, I_c, I_e, I_b سائنس نما برقی رو کی موثر قیمت (rms)

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

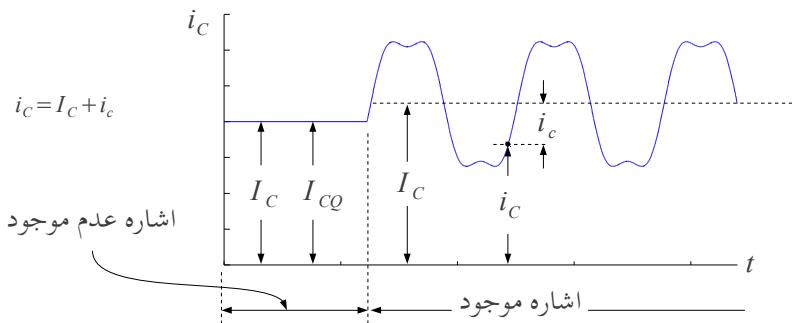
$v_D, v_{BE}, v_{CE}, v_{BC}$ لحاظی برقی دباؤ

i_D, i_C, i_E, i_B لحاظی برقی رو

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



شکل 0.1: سان نما اشاره



شکل 0.2: غیرسان 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

الباب 1

حسابی ایمپلیفائر

ٹرانزسٹر¹ کی ایجاد سے اب تک الکٹرائیکس کے میدان میں ناقابل یقین اور حیرت انگیز ترقی ہوئی ہے۔ شروع میں الگ الگ ٹرانزسٹر استعمال کر کے الکٹرائیک ادوار بنائے جاتے تھے۔ بعد میں سیلیکان کی پتری² پر ایک سے زیادہ ٹرانزسٹر بنانے کا رجحان پیدا ہوا۔ اس طرح مخلوط ادوار³ وجود میں آئے۔ ایک مرتع سنی میٹر رقبہ کی سیلیکان پتری⁴ پر اربوں ٹرانزسٹر بنانا ممکن ہوا اور دیکھتے ہی دیکھتے الکٹرائیک اشیاء زندگی کے ہر شعبے پر چاگئیں۔

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 ایمپلیفائر⁵ پر غور کیا جائے گا۔ حسابی ایمپلیفائر درحقیقت کئی ٹرانزسٹر پر مبنی ایک نہایت مقبول مخلوط دور ہے جس کا استعمال، بر قی پر زہ جات مثلاً مزاحمت، کپسٹر وغیرہ کی طرح، نہایت آسان ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کی اندر وہی ساخت پر اس کتاب میں آگے جا کر ایک مکمل باب ہے۔

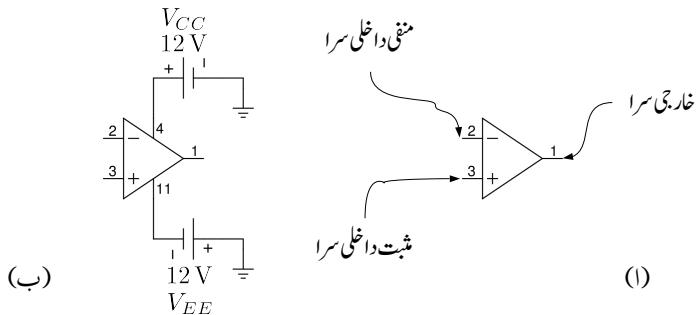
transistor¹

silicon chip²

integrated chip (IC)³

⁴ ہایروجن اور آکسیجن کے ملپ سے پہنی H_2O بنتا ہے۔ اسی طرح سیلیکان اور آکسیجن کے ملپ سے SiO_2 لینی رہت یا مٹتی بنتی ہے

operational amplifier (OPAMP)⁵



شکل 1.1: حسابی ایکلینیفار کی علامت

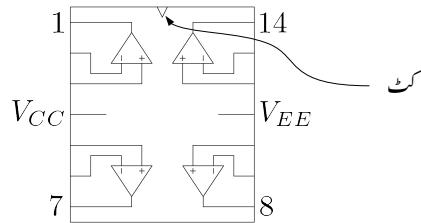
1.1 حسابی ایکلینیفار کے سرے یا پنیے

حسابی ایکلینیفار کی علامت شکل 1.1 الف میں دکھائی گئی ہے۔ حسابی ایکلینیفار کے عموماً تین سرے ہوتے ہیں جن میں سے دو اس کے داخلی اور ایک خارجی سرہ ہوتا ہے۔ یوں شکل 1.الف میں ایک نمبر پنیا⁶ اس کا خارجی سرہ ہے جبکہ دو اور تین نمبر پنیے اس کے داخلی سرے ہیں۔ شکل 1.الف میں حسابی ایکلینیفار کی علامت میں دو مزید طاقت کے سرے بھی دکھائے گئے ہیں جو حسابی ایکلینیفار کو برقی طاقت مہیا کرنے کی خاطر استعمال ہوتے ہیں۔ حسابی ایکلینیفار اُسی وقت کام کر سکتا ہے جب ان طاقت کے پنیوں پر درکار برقی طاقت مہیا کی جائے۔ شکل 1.B میں چار نمبر سرہ ثابت برقی طاقت کا سرہ ہے لہذا اس پر ثابت برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے جبکہ گیارہ نمبر سرہ منفی طاقت کا سرہ ہے لہذا اس پر منفی برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے۔ حسابی ایکلینیفار ان مہیا کردہ برقی دباؤ سے برقی طاقت حاصل کرتا ہے۔ رواۃی طور پر ثابت برقی دباؤ کو V_{CC} اور منفی برقی دباؤ کو V_{EE} پکارا جاتا ہے۔ یوں شکل میں $V_{CC} = 12\text{V}$ اور $V_{EE} = -12\text{V}$ ہیں۔ حسابی ایکلینیفار کو عموماً شکل 1.الف کی علامت سے ظاہر کرتے ہوئے طاقت پنیوں کو نہیں دکھایا جاتا۔

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

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

⁶پنیوں کو نمبر کرنے کا طریقہ جلد تابا جائے گا
voltage source⁷
power supply⁸



شکل 1.2: حسابی ایمپلیفائر کی ڈیبا

پنیا پر جکہ 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 گھٹری کی الٹ سمت گھومتے 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 تفرقہ برق اشارہ v_d^9 مہیا کیا جائے تو یہ خارجی اشارے 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

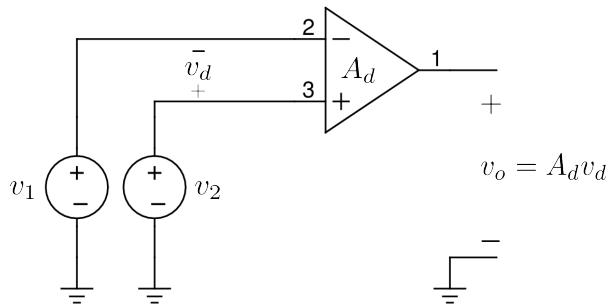
$$(1.1) \quad v_o = A_d \times v_d$$

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 تفرقہ برق دباؤ کی افزائش¹⁰ یا برق دباؤ کی تفرقہ افزائش کہتے ہیں۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کو تفرقہ ایمپلیفائر¹¹ بھی کہتے ہیں۔ مساوات 1.1 میں اگر داخلی اشارہ کو دگنا کر دیا جائے تو خارجی اشارہ بھی دگنا ہو جائے گا۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کی کارکردگی خطی¹² نوعیت کی ہے۔

differential voltage signal⁹
differential voltage gain¹⁰
difference amplifier¹¹
linear relation¹²



شكل 1.3: حسابی ایمپلینیٹر کی کارکردگی

یہاں اس بات کا ذکر کرنا ضروری ہے کہ حسابی ایمپلینیٹر 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 غایہ کرتے ہیں۔ اس کتاب میں جب تک کہانے جائے ہم Δ_+ اور Δ_- کی قیمت صرف تصور کریں گے۔ یوں v_o ثبت 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 ایمپلینیٹر کو مہیا تفرقی اشارہ v_d کی قیمت اتنی ہو کہ مساوات 1.1 سے حاصل v_o کی قیمت مساوات 1.3 میں دیے حدود سے تجاوز کرے تو اس صورت میں حسابی ایمپلینیٹر 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 ثبت 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 ایمپلینیٹر کی کارکردگی غیر خطی ہو گی اور اس کو حسابی ایمپلینیٹر کا لبریز¹³ ہونا کہتے ہیں۔

saturation¹³

1.2. حسابی ایکلینیکر کی نیازی کا درکروگ

5

مثال 1.1: ایک حسابی ایکلینیکر جس کی تفرقہ افائش برق دباؤ A_d کی قیمت $\frac{V}{V} 100000$ ہے کو اس کے داخی سروں پر مندرجہ ذیل برقی دباؤ مہیا کئے جاتے ہیں۔

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

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

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

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

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

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

1.3 میں دیے ہوئے چند مساوات کے اندر رہے، حسابی ایکلینیکر داخی برقی دباؤ کو ایک لاکھ v_0 دریافت کریں۔

حل: جب تک v_0 مساوات 1.3 میں دیے ہوئے چند مساوات کے اندر رہے، حسابی ایکلینیکر داخی برقی دباؤ کو ایک لاکھ مرتبہ بڑھا کر خارج کرے گا۔ یوں

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

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

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

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

حدود سے تجاوز کر گئی جو کہ ناممکن صورت حال ہے۔ لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ اس صورت میں حسابی ایمپلیفائر کی کوشش ہو گی کہ v_0 کی قیمت میں وولٹ ہو لیکن حسابی ایمپلیفائر ایسا کرنے سے عاجز ہے کیونکہ اس کے خارجی اشارے کی قیمت V_{CC} کی قیمت سے زیادہ نہیں ہو سکتی۔ لہذا $\Delta_+ = \Delta_- = 0$ ہوتے 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 و ولٹ کم ہوتی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر بنانے والے یہ معلومات فراہم کرتے ہیں۔

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

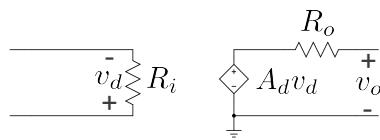
جو کہ ناممکن صورت حال ہے۔ اس صورت میں v_0 کی قیمت V_{EE} سے قدر زیادہ قیمت اختیار کرے گی۔ $\Delta_+ = \Delta_- = 0$ ہوتے ہوئے اس صورت $v_0 = -12 \text{ V}$ ہو گی۔

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

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

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

common mode voltage¹⁴
differential mode voltage¹⁵



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

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

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ چند مائیکرو ولٹ¹⁶ برقی دباؤ کو حسابی ایکپلینیفار بڑھا کر ولٹ کی حد میں لے آتا ہے۔ یہاں آپ کی دلچسپی کی خاطر بتاتا چلوں کہ انسانی اعصابی نظام ستر ملی ولٹ 70 mV کے لگ بھگ برقی دباؤ پر کام کرتا ہے۔ یوں حسابی ایکپلینیفار 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 ایکپلینیفار کے مثبت داخلی سری¹⁷ پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی برقی دباؤ کی علامت تبدیل نہیں ہوتی۔ یعنی اگر ثابت برقی دباؤ مہیا کی جائے تو ثابت برقی دباؤ ہی خارج کی جاتی ہے۔ اس کے بعد اگر برقی دباؤ کو حسابی ایکپلینیفار کے منفی داخلی سری¹⁸ پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی برقی دباؤ کی علامت تبدیل ہو جاتی ہے۔ یعنی اگر ثابت برقی دباؤ مہیا کی جائے تو منفی برقی دباؤ خارج کی جاتی ہے۔

1.3 حسابی ایکپلینیفار کا مساوی دور یار یاضی نمونہ

حسابی ایکپلینیفار کا مساوی دور شکل 1.4 میں دکھایا¹⁹ گیا ہے۔ جیسا کہ شکل سے واضح ہے داخلی جانب سے حسابی

¹⁶ μV
¹⁷ non-inverting input
¹⁸ inverting input
¹⁹ اس شکل میں تفرقی برقی دباؤ کا ثابت سراچلی جانب ہے۔

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

حسابی ایکلیپسیفار کے صنعت کاروں کی کوشش ہوتی ہے کہ حسابی ایکلیپسیفار 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 ایکلیپسیفار²¹ 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 ایکلیپسیفار کے ریاضی نمونے کی مقررہ مقداریں

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

ہیں۔

1.3.1 داخلی سروں پر برابر برقی دبادر ہتا ہے

حسابی ایکلیپسیفار 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 ہوئے کے اندر رہے۔ $V_{EE} = V_{CC} = 12V$ اور $-12V$ لیتے ہوئے v_o کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت تقریباً $12V$ اور کم سے کم ممکنہ قیمت تقریباً $-12V$ ہے۔ جب $v_o = 12V$ ہو، اس وقت مساوات 1.1 کے تحت $v_d = 120 \mu V$ ہو گا اور جب $v_o = -12V$ ہو اس وقت $v_d = -120 \mu V$ رہے گا۔ شکل 1.3 کو دیکھتے ہوئے اس بات کو یوں بیان کر سکتے ہیں کہ

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

رکھتے ہوئے حسابی ایکلیپسیفار خطي نخطے میں رہتا ہے۔ $V = 120 \mu V$ اتنی کم برقی دباؤ ہے کہ اسے نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے حسابی ایکلیپسیفار پر مبنی ادوار کو حل کرنا نہیں آسان ہو جاتا ہے۔ یوں اس مساوات کو اس طرح

²⁰ depended voltage source
²¹ عام دستیاب ایکلیپسیفار کی قیمت بازار میں فروخت ہونے والی تندوں کی دور دینوں کے لگ بھگ ہے
²² model

لکھا جا سکتا ہے

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

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

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

1.3.2 داخلي سروں پر برقی رو صفر ہوتی ہے

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

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

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

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

تصور کیا جاتا ہے۔

1.3.3 داخلي مزاحمت کو لامددود تصور کیا جاتا ہے

جیسا کہ جدول میں ذکر ہوا حسابی ایمپلیگنر کے داخلي مزاحمت R_i کی قیمت نہایت بڑی ہوتی ہے۔ اتنی مزاحمت کو یقیناً لامددود تصور کیا جا سکتا ہے یعنی

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

اس کا مطلب ہے کہ داخلي سروں کو آپس میں کامل طور منقطع سمجھا جا سکتا ہے۔

1.3.4 تفرقی افراکش کو لامددود تصور کیا جاتا ہے

جدول 1.1 میں تفرقی افراکش بر قی دباؤ کی مثال $A_d = 100000 \frac{V}{V}$ دی گئی ہے جسے لامددود تصور کیا جا سکتا ہے یعنی

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

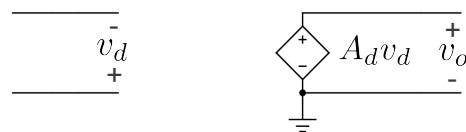
اس مساوات کو دیکھتے یہ خیال آتا ہے کہ لامددود افراکش کی صورت میں اسے استعمال کیے کیا جائے گا۔ درحقیقت حسابی ایمپلیگنر کو عموماً واپسی اشارہ²³ مہیا کرتے ہوئے استعمال کیا جاتا۔ اس بات کی وضاحت حصہ 1.5 میں ہو جائے گی۔

1.3.5 خارجي مزاحمت کو صفر اور ہم تصور کیا جا سکتا ہے

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

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

feedback signal²³



شکل 1.5: کامل حسابی ایکلیپسیفار کا مساوی دور یار یا ریاضی نمونہ

1.4 کامل حسابی ایکلیپسیفار

خطی خطے میں استعمال ہوتے ہوئے حسابی ایکلیپسیفار 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۔

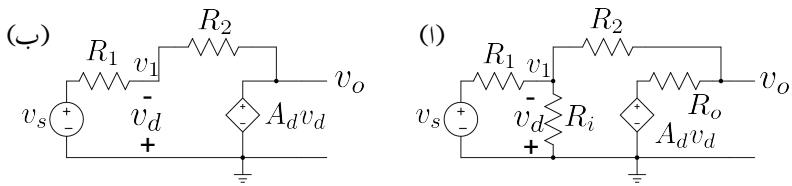
$$\begin{array}{ll}
 v_2 = v_1 & \text{خطی خط} \\
 i = 0 & \\
 R_i = \infty & \\
 R_o = 0 &
 \end{array}
 \tag{1.11}$$

ایسا کرتے وقت \approx اور \rightarrow کے علامات کی جگہ $=$ کی علامت استعمال کی گئی ہے۔ ان مساوات کے پہلے جزو میں خطی خط لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی جاتی ہے کہ داخلی سرے صرف اس صورت برابر برقی دباؤ پر رہتے ہیں جب تک ایکلیپسیفار خطی خطے میں رہے۔ اس بات کی وضاحت مثل 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 ایکلیپسیفار²⁴ کا مساوی دور یا ریاضی نمونہ²⁵ ہے۔ اس شکل سے واضح ہے کہ داخلی سروں پر برقی رو سفر ایکسپریس ہے، داخلی مزاحمت لا محدود جبکہ خارجی مزاحمت صفر ہے۔

مثال 1.2:

ideal²⁴
model²⁵

الباب 1. حسابی ایمپلینیٹر



شکل 1.6: حسابی ایمپلینیٹر کے مساوی دور (ریاضی نمونہ) کا استعمال

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

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

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

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

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

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

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

کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

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

$$v_o = \frac{10000001}{101} v_d$$

اور یوں

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

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

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

اور یوں لکھتے ہوئے

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

یعنی

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

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

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

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

کافر ہے جو کہ قبل 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 $A_d \gg 1$ ہے۔ یوں اس مساوات کو با آسانی اس طرح 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 $A_d \gg 1$ اور $\frac{R_1}{R_2} (1 + A_d) \gg 1$ کی تینیں حسابی ایمپلیفائر کرتے ہوئے بھی حاصل کیا جاسکتا تھا۔

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

جب بھی حسابی ایمپلیفائر کے ساتھ بیرونی جوڑے 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 نہیاں آسان ہو جاتا ہے۔ ان تین حقائق کو بیہاء بیان کرتے ہیں۔

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

حسابی ایمپلیفائر کے استعمال میں بیرونی مزاحموں کی قیمتیں تعین کرتے وقت اس بات کو تینی بنیا جاتا ہے کہ یہ مساوات 1.13 پر پورا اتریں۔ آئیں اب ایسے ادوار دیکھیں جو مساوات 1.13 پر پورا اترتے ہوں۔

مثال 1.3: شکل 1.7 میں حسابی ایمپلینگر 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 کرخوف 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۔

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

اس نتیجے کو استعمال کرتے ہوئے v_1 کی جانب برقی رو i_s یوں حاصل ہو گی۔

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

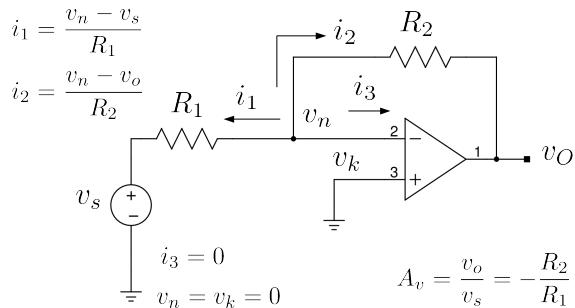
جس سے داخلی مزاحمت کی مساوات یوں حاصل ہوتی ہے۔

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

1.5 حسابی ایمپلینگر کے ادوار

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

feedback signal²⁶



شکل 1.7: منفی ایکپلینیٹر

1.5.1 منفی ایکپلینیٹر

شکل 1.7 میں دکھائے دور کو مثال بناتے ہوئے ہم حسابی ایکپلینیٹر پر مبنی ادوار حل کرنا سمجھتے ہیں۔ شکل میں حسابی ایکپلینیٹر کے داخلی سروں پر برقی دباؤ کو v_n اور v_k جبکہ خارجی سرے پر برقی دباؤ کو v_o کہا گیا ہے۔ اس کتاب میں یہی علامتیں استعمال کی جائیں گی۔ اس دور کو منفی ایکپلینیٹر²⁷ کہتے ہیں۔

ایسے ادوار حل کرنے کی خاطر ہم حسابی ایکپلینیٹر کے داخلی سروں پر کو خوف 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۔ کرخوف کا قانون برائے برقی رو³⁰ کہتا ہے کہ کسی بھی جوڑ پر اندر کی جانب کل برقی رو اس جوڑ پر باہر کی جانب کل برقی رو کے برابر ہو گی۔ چونکہ ہم نے جوڑ پر تمام برقی رو کو باہر کی جانب نکلتے تصور 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 ایکپلینیٹر کے داخلی سرے پر برقی رو کی قیمت صفر ہوتی ہے۔ اس مثال میں اس برقی رو کو i_3 کہا گیا ہے لہذا

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

inverting 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 کرخوف کا قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہم نے مساوات 1.18 کی حاصل کی۔ اگر جوڑ v_k پر بھی برقی ارکان مثلاً مزاجتیں یا برقی اشارات جڑے ہوتے، تب اس جوڑ کو بھی بالکل جوڑ v_n کی طرح حل کرتے۔ موجودہ مثال میں ایسا نہیں۔ جوڑ v_k برقی 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 برقی 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۔

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

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

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

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 برقی دباو کی افزائش³² A_v کہا گیا ہے۔ اس

ground³¹
voltage gain³²

اصطلاح کو عموماً چھوٹا کر کے منفی افراش یا صرف افراش³³ 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 ایمپلیفائر میں $R_1 = 1\text{k}\Omega$ اور $R_2 = 10\text{k}\Omega$ تصور کریں۔ اس منفی ایمپلیفائر کو باری باری 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 ایمپلیفائر کی خارجی اشارہ v_o حاصل کرنے کے لئے استعمال ہو گا یعنی

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

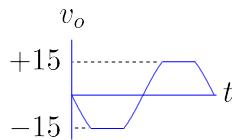
$$v_o = -10 \times 0.2 = -2\text{ V} \quad .1$$

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

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

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

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

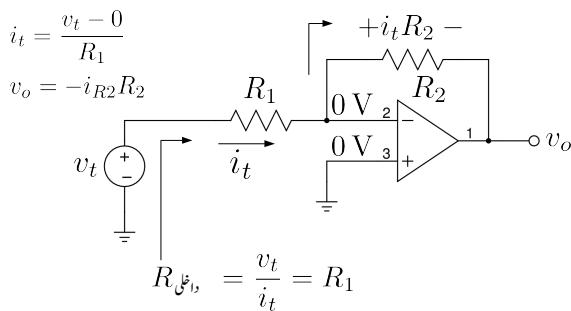


شکل 1.8: حسابی ایکلینیکر کے لبریز ہونے سے خارجی اشارہ تراشاجاتا ہے

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 ایکلینیکر 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 ایکلینیکر V_{CC} کے حدود میں خطی رد عمل رکھتا ہے جبکہ ان حدود کے باہر یہ غیر خطی رد عمل رکھتا ہے جس سے خارجی اشارہ تراشنا جاتا ہے۔

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ v_s کے ثابت ہونے کی صورت میں v_o کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ v_s کے منفی ہونے کی صورت میں v_o کی قیمت ثابت ہوتی ہے یعنی منفی ایکلینیکر مہیا کردہ داخلی اشارے v_s کی قیمت کو اٹ کرتا ہے۔ اسی لئے اسے منفی ایکلینیکر³⁴ 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 ایکلینیکر کی برقی دباو کی افزائش کی قیمت 10۔ ہے۔ منفی ایکلینیکر کی افزائش مساوات 1.21 سے حاصل ہوتی ہے۔



نکل 1.9: منقی حساب ایکلینیکر کی داخلی مزاحت

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

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

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

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

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

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

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

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

منفی حسابی ایکپلینیٹر 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 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 جاسکتی 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 ایکپلینیٹر کی جانی پہچانی مساوات

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

حاصل ہوتی ہے۔

منفی حسابی ایکپلینیٹر کی افراش 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 $i_1 = v_1 - i_2$ یعنی $v_1 = -i_1 R_2$ ہو گا جس سے $i_2 = i_1$ یوں مرجائے 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 بدلہ پیدا کرے گا۔ یوں

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

v_1 کی قیمت کے استعمال سے

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

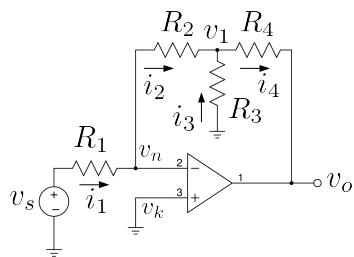
یعنی

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

حاصل ہوتا ہے۔

اس ایمپلیناٹر 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: مفہی حسابی ایکلیپسیناٹر کا داخلي مزاحمت بڑھایا گیا ہے

R_4 کے قیمتوں ایسی رکھ سکتے ہیں کہ درکار افراکش حاصل کی جائے۔ یہ بات خصوصی طور پر غور طلب ہے کہ R_3 کے قیمت کو کم کرتے ہوئے افراکش بڑھائی جا سکتی ہے لہذا R_1 کی قیمت زیادہ سے زیادہ رکھتے ہوئے داخلي مزاحمت بڑھائی جا سکتی ہے۔

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

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

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

nominal value³⁵
tolerance³⁶

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 مزاحموں 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

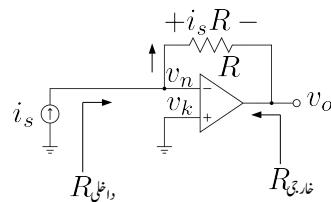
$$A_{\text{نیز}} = -\frac{1 - \epsilon}{1 + \epsilon} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) = -\frac{0.95}{1.05} \left(\frac{47000}{1000} \right) = -42.524$$

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

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ مزاحموں 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 ایکلینیکر

مثال 1.9: شکل 1.11 میں دکھائے دور کا داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور مزاحمت نما افراش ³⁷ $R_m = \frac{v_o}{i_s}$ حاصل کریں۔ اس دور کو استعمال کرتے ہوئے برقی رو اشارے i_s سے برقی دباؤ کا اشارہ v_0 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 جکبہ برقی دباؤ v_n ہے لہذا

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

حاصل ہوتا ہے۔

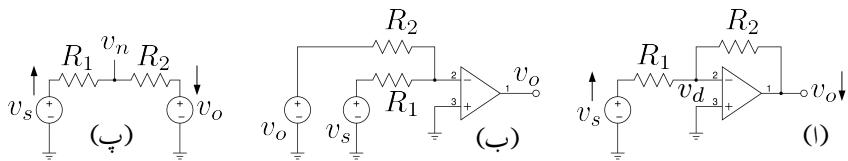
خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر کامل حسابی ایکلینیکر کا دور جسے شکل 1.5 میں دکھایا گیا ہے کو زیر استعمال لاتے ہیں۔ $v_d = 0$ ہونے کی صورت میں اس کے خارجی جانب صفر اور ہم حاصل ہوتا ہے لہذا

$$R_{\text{خارجی}} = 0 \Omega$$

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 جا سکتی ہے۔ یوں اس مزاحمت پر R برقی دباؤ پیدا ہو گا۔ مزاحمت کا بایاں سرا بر قی

transconductance gain³⁷



شکل 1.12: حسابی منفی ایکلیپسیناٹر

زمین پر ہے المذا

$$v_o = -i_s R$$

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

ہو گا۔

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

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

حسابی ایکلیپسیناٹر کے ترقی افزائش بر قی دباد \$A_d\$ کی قیمت لامحدود ہونے کے وجہ سے نہیات کم داخلی اشارے پر بھی اس کو غیر خطی خطے میں داخل ہونا چاہیے۔ حقیقت میں ایکلیپسیناٹر استعمال ہی خطی خطے میں ہوتا ہے اور واجہی اشارے کی شمولیت اس کو ممکن بناتی ہے۔

حسابی منفی ایکلیپسیناٹر پر دوبارہ غور کریں۔ داخلی اشارہ \$v_s\$ کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا ہے۔ جیسا شکل میں تیر کے نشانوں سے دکھایا گیا ہے کہ اگر داخلی اشارہ \$v_s\$ کو ثابت جانتے تو خارجی اشارہ \$v_o\$

feedback circuits³⁸
feedback signals³⁹

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 کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

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

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

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

مثال 1.10: حسابی منفی ایکلیپسیفار 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 ہے اور $v_o = 2 \text{ V}$ پر v_n 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۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

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

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

حاصل ہوتا ہے اور یوں

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

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

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

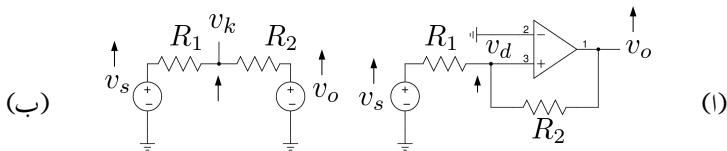
حاصل ہوتے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ v_0 اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب $v_k - v_n$ یعنی v_d کی قیمت صفر حاصل ہو۔ وہ واپسی دور جس کا خارجی اشارہ، دور کے داخلی اشارے کے الٹ کام کرے کو منفی واپسی دور⁴⁰ کہتے ہیں اور اس عمل کو منفی واپسی عمل یا صرف منفی واپسی کہتے ہیں۔ اس باب میں منفی واپسی ادوار حل کرنے پر غور کیا جائے گا۔ مثبت واپسی کا استعمال باب 8 میں دیکھا جائے گا۔

شکل 1.13 میں مثبت واپسی دور کی مثال دکھائی گئی ہے۔ یہاں v_s حسابی ایمپلیفائر کے ثبت داخلی سرے پر مہیا کیا گیا ہے۔ یوں v_s بڑھانے سے v_d بڑھے گا اور یوں v_0 بھی ثبت جانب بڑھے گا۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے کہ v_s اور v_0 دونوں بڑھنے سے v_k صرف بڑھتے ہیں۔ اگر v_0 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_0 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 کامل ثبت یا کامل منفی جانب غیر خطی خطی میں رہتا ہے مساوئے ان لمحات کے جب یہ منفی سے ثبت یا مثبت 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 $v_0 = 0$ اور $v_s = 0$ صفر ہیں۔ یوں شکل الف میں

$$v_k = \frac{R_2 v_s + R_1 v_0}{R_1 + R_2} = 0$$

negative feedback circuit⁴⁰
positive feedback circuit⁴¹



شکل 1.13: ثابت و اپسی دور کی مثال

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بھی صفر رہے گا۔ جیسا کہ ہم اب دیکھیں گے کہ اس حال میں ثابت و اپسی دور نہیں غیر مسلک حال میں ہے۔ تصور کریں کہ کسی وجہ سے v_s کی قیمت بڑھ کر $v_s = \Delta v$ ہو جاتی ہے۔ حسابی ایکلینیکر 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 ایکلینیکر 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 بڑھے گا جس سے v_d مزید بڑھے گا۔ آخر کار v_o ثابت منع 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 ثابت و اپسی دور میں

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

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

ثابت و اپسی 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 منفی سے مکمل ثبت جانب حرکت کرے گا۔ اسی طرح v_o کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر خارجی اشارہ مکمل ثبت سے مکمل منفی جانب حرکت کرے گا۔

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

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

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

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

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

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

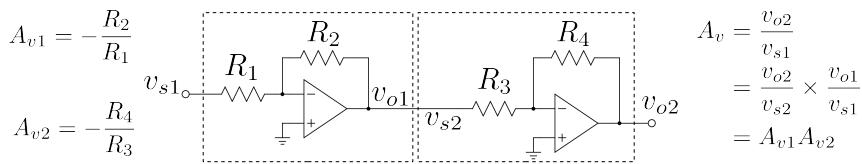
اسی طرح اگر $v_o = -12 \text{ V}$ ہے تو خارجی اشارہ اس وقت ثبت جانب حرکت کرے گا جب

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

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

ہو۔ $v_s > 1.333 \text{ V}$

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



شکل 1.14: زنجیری حسابی ایکلینیفار

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 $v_{s1} = v_{o1}$ ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں۔

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

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

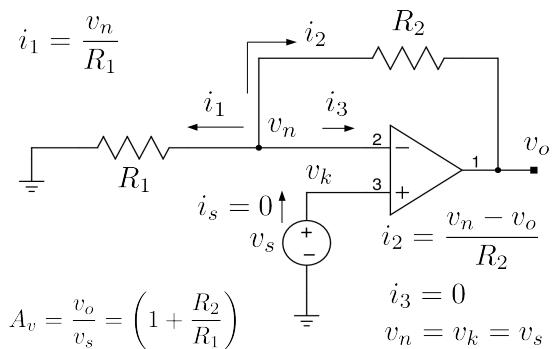
$$(1.30) \quad A_v = \frac{v_{o2}}{v_{s1}} = A_{v1} A_{v2}$$

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

1.5.2 ثبت ایکلینیفار

شکل 1.15 میں ایک اور واپسی دور دکھایا گیا ہے جسے ثبت ایکلینیفار⁴² کہتے ہیں۔ آئیں اس دور کو کرخوف کے قوانین کی مدد سے حل کرتے ہیں۔ اس شکل میں جوڑ v_n سے باہر کی جانب تین برقی رو، i_1 ، i_2 اور i_3 لکھتے

non-inverting amplifier⁴²



شکل 1.15: ثابت ایکلپسیفار

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

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

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

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

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

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

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

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

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 مشتب ایمپلیفائر کی برقی دباؤ کی افزائش⁴³ A_v کہتے ہیں۔ اس اصطلاح کو عموماً چھوٹا کر کے اسے صرف مشتب افزائش کہتے ہیں۔

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 1.12: شکل 1.15 میں دکھلائے مشتب ایمپلیفائر میں $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$ اور $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ تصور کریں۔ اس مشتب 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۔

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

voltage gain⁴³

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

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

حل: مساوات 1.35 سے اس ثابت ایمپلینفار 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 ثابت ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ ثابت ہے جبکہ داخلی اشارہ منفی ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ بھی منفی ہے۔ یوں ثابت ایمپلینفار داخلی اشارہ کو بغیر الثانی بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ اسی لئے اسے ثابت ایمپلینفار⁴⁴ کہتے ہیں۔

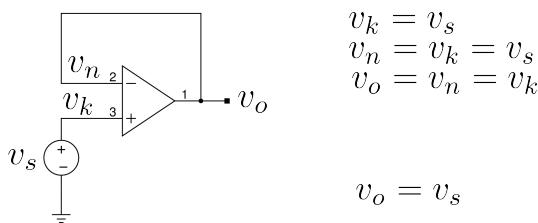
1.5.3 مختتم کار

ثابت ایمپلینفار کی افراکش یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

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

اگر ثابت ایمپلینفار میں R_1 کی قیمت لامحدود لی جائے اور R_2 کی قیمت صفر او ہم لی جائے تو اس مساوات کے مطابق اس کی افراکش

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



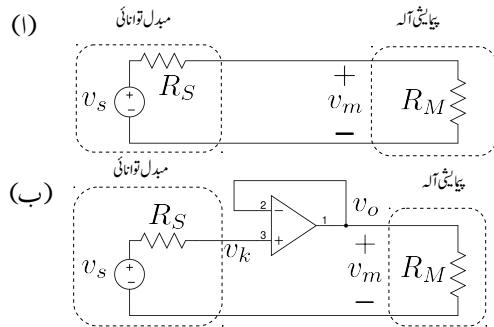
شکل 1.16: مسحکم کار

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 منفی 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۔ اسکیں مستحکم کار کا استعمال جائیں۔

طبعی متغیرات⁴⁶ مثلاً کمیت، 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 منبع برتنی دباؤ اور ایک عدد مزاحمت کی شکل دی جاتی ہے۔ مبدل توانائی کا تھونن دور شکل 1.17 الف میں باہمی جانب نقطہ دار لکیر 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 داخلی 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: مسچم کارکی مدد سے حاس 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 پڑھے گا اگرچہ حقیقت میں اشارہ کی اصل قیمت v_s ہے۔

مثال کے طور پر اگرچہ $R_S = 5 M\Omega$, $R_M = 10 M\Omega$ اور اشارہ کی قیمت $v_s = 100 mV$ ہو تو ب پیمائشی آله

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

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

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

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پیمائشی آله کی داخلی مزاحمت مبدل تو انائی پر بوجھ ڈالتی ہے جس سے مبدل کے بیرونی سروں پر میر اشارے کی قیمت میں کمی رونما ہوتی ہے۔ یوں بوجھ کو ہلاکرنے کی خاطر R_M کی قیمت بڑھانی ہو گی۔ اس مثال میں مبدل تو انائی 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 بآسانی حل کیا جاسکتا ہے۔ شکل 1.17 ب میں مبدل توانائی اور پیاپیٹی آنے کے وسیع میں مستحکم کار نسب کیا گیا ہے۔ چونکہ حسابی ایکلپیٹیفار کا داخلی مزاحمت لامحدود ہوتا ہے اور اس کی داخلی برقی رو صفر ہوتی ہے لہذا اس دور میں مزاحمت R_S میں اُبھم کے قانون کے تحت صفر برقی دباؤ گھٹھے گا اور یوں $v_k = v_s$ اور $v_s = v_0$ ہو گا۔ چونکہ مزاحمت R_M کو بھی برقی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے لہذا $v_m = v_0 = v_s$ ہو گا۔

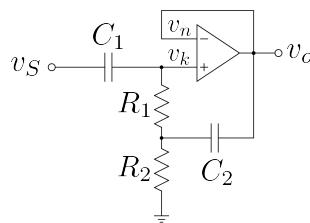
مستحکم کار کا کمال یہ ہے کہ یہ برقی بوجھ R_M کو از خود اٹھا لیتا ہے اور اس کا بوجھ مبدل توانائی پر نہیں ڈالتا۔ یوں یہ حساس اشارات کو مستحکم کرتا ہے۔

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

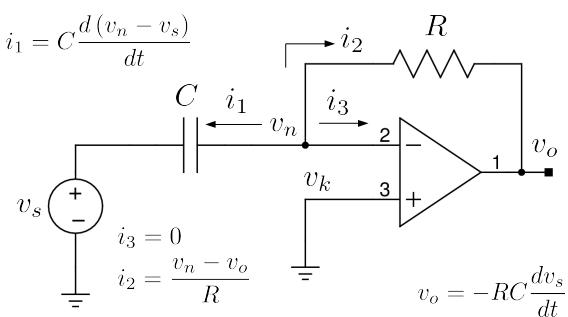
1.5.3.1 بدلتی رو مستحکم کار

عموماً اشارے کے یک سمتی حصے کو روکتے ہوئے اس کے بدلتے حصے کو مستحکم بنانے کی ضرورت ہوتی ہے۔ ایسی صورت میں بدلتا رو مستحکم کار جسے شکل 1.18 میں دکھایا گیا ہے استعمال کیا جائے گا۔ C_1 اور C_2 کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ درکار تعدد پر انہیں قصر دور تصور کیا جاسکے۔ مزاحمت R_1 اور R_2 حسابی ایکلپیٹیفار کے ثبت داخلی سرے کے داخلی میلان برقی رو⁵¹ کے لئے راستہ فراہم کرتے ہیں۔ C_1 داخلی اشارے کے بدلتے جزو کو حسابی ایکلپیٹیفار 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 بدلتا 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 بدلتا جزو v_s ثبت داخلی سرے پر پہنچتا ہے۔ یوں $v_n = v_s$ ہو گا جس سے $v_n = v_k = v_s$ 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 ایکلپیٹیفار کا ثبت داخلی سر از خود کوئی برقی رو گزرنے نہیں دیتا۔ چونکہ مزاحمت R_1 کے دونوں سروں پر v برقی دباؤ پایا جاتا ہے لہذا اس میں گزرنی برقی رو بھی صفر ہے۔ یوں v_s سے کسی قسم کا برقی رو حاصل نہیں کیا جاتا جو کہ مقطع صورت کی نشانی ہے۔ یوں بدلتا مستحکم کار درکار تعدد پر لامحدود داخلی مزاحمت پیش کرتے ہوئے حساس اشارے پر بالکل بوجھ نہیں ڈالتا۔

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



شکل 1.18: بدلتارڈ میکم کار



شکل 1.19: تفرق کار

کسی بھی ایمپلیفیکر 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 مکمل خارجی اشارے کو داخلی جانب مزاحمت R_1 تک پہنچا سکے۔ مزاحمت R_1 کے ایک سرے کو جس جانب داخلی اشارہ کھینچتا ہے، خارجی اشارہ بھی اسی جانب مزاحمت کا دوسرا سرا کھینچتا ہے۔

1.5.4 تفرق کار

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

⁵² differentiator

حل کرتے ہیں۔ جوڑ پر تین برقی روکے لئے لکھ 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 لکھ سکتے ہیں۔

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

کرخوف کے قانون برائے برقی روکو جوڑ v_n پر یوں لکھا جاسکتا ہے۔

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

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

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

$$-C \frac{dv_s}{dt} - \frac{v_o}{R} = 0 \quad \text{لیتے ہوئے } v_n = 0 \quad v_n = v_k$$

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

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

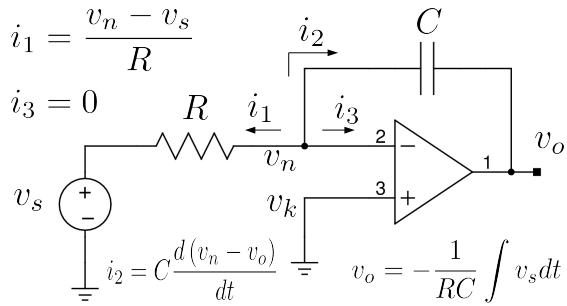
$$(1.42) \quad v_o = -RC \frac{dv_s}{dt}$$

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 ایکلینیکر 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 لکھ سکتے ہیں

differentiator⁵³
integral⁵⁴
integrator⁵⁵



شکل 1.20: 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

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

کرنخوں کا قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہوئے اور v_n میں v_k کی قیمت (یعنی صفر ولٹ) 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

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

لیئے

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

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

- تکمل کار کا خارجی اشارہ حاصل کریں۔
- کتنی تعداد پر خارجی اشارے کا جیطہ داخلی اشارے کے جیطے 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 جیطے برابر اس وقت ہوں گے جب

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

$$\omega = 147$$

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

ہو گا۔

integrator⁵⁶

• داخلی اشارے کو یوں لکھتے ہوئے

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

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

مثال 1.14: $v_o = -0.1 V$ اور $C = 10 \mu F$ اور $R = 1 k\Omega$ حاصل کریں۔

حل:

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

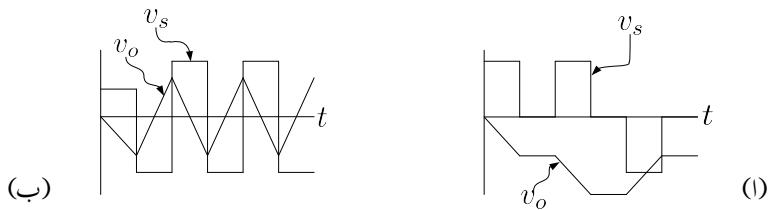
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خارجی اشارہ وقت کے راست تناسب بڑھتا ہے۔ یہ ایک سینڈ میں دس ولٹ بڑھ رہا ہے۔ اگر داخلی اشارہ ثابت کر دیا جائے تو خارجی اشارہ مقنی جانب روائی ہو جائے گا۔

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

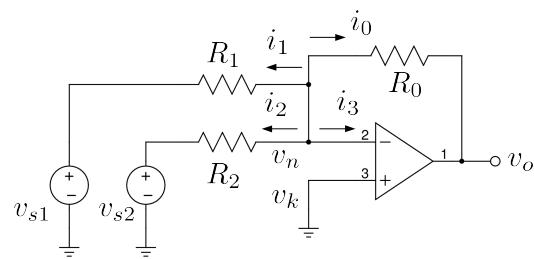
1.5.6 جمع کار

حسابی ایمپلینگر کو دو یا دو سے زیادہ اشارات کا مجموعہ حاصل کرنے کے لئے بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔ ایسے ہی جمع کار 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: ٹکل کار کی کارکردگی کے مثال



شکل 1.22: ٹکل کار

الباب 1. حسابی ایمپلینگر

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

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

لیتے ہوئے $v_n = 0$ $v_n = v_k$

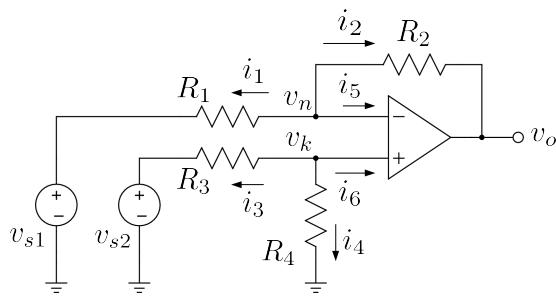
حاصل ہوتا ہے جسے

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

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

منفی کار 1.5.7

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

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

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

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

اسی طرح جو v_k پر کر خوف 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

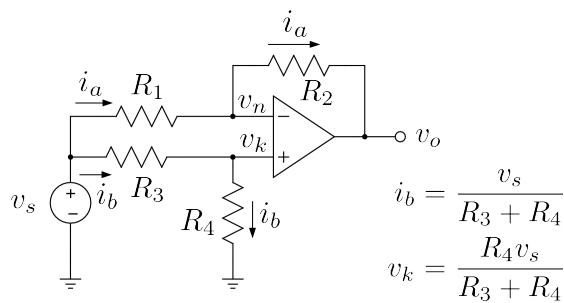
$$(1.53) \quad \begin{aligned} v_n &= v_k \\ \frac{\frac{v_{s1}}{R_1} + \frac{v_o}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} &= \frac{\frac{v_{s2}}{R_3}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} \\ v_o &= \frac{R_4}{R_1} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) v_{s2} - \frac{R_2}{R_1} v_{s1} \\ &= \left(\frac{1 +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

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

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

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

subtractor⁶⁰



شکل 1.24: منفی کار کا مشترکہ داخلی مزاحمت

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

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

$$R_{مشترک} = \frac{v_s}{i_a + i_b}$$

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

$$v_0 = 0$$

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

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

حاصل ہوتے ہیں۔ لہذا

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

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

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

اور یوں

$$R_{\text{داخلی}} = R$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس جواب کو یوں بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ حسابی ایکلینیک 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 $v_o = 0V$ ہے لہذا سے برقی زمین تصور کیا جاسکتا ہے۔ v_n پر برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے اس داخلی سرے کو بھی کھلے سرے تصور کیا جاسکتا ہے۔ یوں R_1 اور R_2 کو بھی v_s اور برقی زمین کے مابین سلسلہ وار جڑا تصور کیا جاسکتا ہے۔ اس طرح سلسلہ وار جڑے R_1 اور R_2 کو سلسلہ وار جڑے R_3 اور R_4 کے متوatzی تصور کیا جاسکتا ہے لہذا

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

$$R_{\text{داخلی}} = R$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

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

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

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

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

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

کے برابر ہیں۔ یوں

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

حاصل ہوتا ہے۔

اسی جواب کو قدر آسان طریقے سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ حسابی ایکلینیکر کے ثبت داخلي 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 تقسیم سے

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

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح ان میں برقی رو

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

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

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

ہو گا۔ ان دو برقی رو سے داخلي مزاحمت حاصل ہوتا ہے۔ v_n کی قیمت v_k تعین کرتا ہے۔ چونکہ v_k کا دارو مدار مزاحمت 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 داخلي مزاحمت میں R_2 کا کوئی کردار نہیں۔

مثال 1.16: منفی کار کے تمام مزاحمت برابر ہونے کی صورت میں دونوں داخلي سروں پر مشترک داخلي اشارہ v_s مہیا کرنے سے $v_0 = 0V$ حاصل ہوتا ہے۔ اس صورت میں منفی کار کی مشترک افزائش صفر حاصل ہوتی ہے۔ $6.8 k\Omega \pm 5\%$ کے مزاحمت استعمال کرتے ہوئے ایکلینیکر کی خراب سے خراب تر مشترک افزائش کیا ممکن ہے۔ مشترک 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 $\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} < \frac{R_3}{R_4}$ اور $R_3 > R_2 R_3 / R_1$ کی قیمت کم سے کم ہو۔ اسی طرح $R_1 > R_2 R_3 / R_4$ ہو۔ اسی طرح $R_4 = 7.14 \text{ k}\Omega$ اور $R_3 = 6.46 \text{ k}\Omega$ کی قیمت کم سے کم ہو یعنی جب $R_1 = 7.14 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 6.46 \text{ k}\Omega$ ہوں گے۔ ان قیمتوں کے استعمال سے خراب سے خراب تر مشترکہ افزائش

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

حاصل ہوتی ہے۔

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

حل: گزشتہ مثال میں

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

حاصل کی گئی۔ جیسا وہاں بتایا گیا R_2 اور R_3 کے قیمت کم سے کم یعنی $(1 - \epsilon) R_2$ اور $(1 - \epsilon) R_3$ اور R_4 کے قیمت زیادہ سے زیادہ یعنی $(1 + \epsilon) R_4$ اور $(1 + \epsilon) R_1$ ہونے 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 ہیں جیسے حسابی اعمال سر انجام 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۔ ثبت 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 کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے ہم لکھ سکتے ہیں

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

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

جس میں

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

لکھتے ہوئے

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

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

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

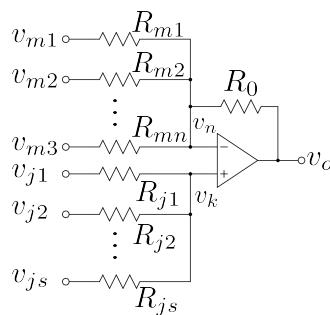
$$(1.55) \quad v_0 = \left(1 + \frac{R_0}{R_m} \right) \left(\frac{R_j}{R_{j1}} v_{j1} + \frac{R_j}{R_{j2}} v_{j2} \dots \right.$$

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

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 طبعی متغیرات کو بر قی اشارات میں تبدیل کر کے

instrumentation amplifier⁶²



شکل 1.25: جمع و منفی کار

ان پر کمپیوٹر کی مدد سے غور کیا جاتا ہے۔ آپ برق قلب نگار⁶³ سے مخوبی واقف ہوں گے جو دل کے کارکردگی کے اشارات کھینچتا ہے۔ برق قلب نگار کو آلاتی ایمپلیفیاٹر کے مدد سے ہی بنایا جاتا ہے۔⁶⁴

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

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

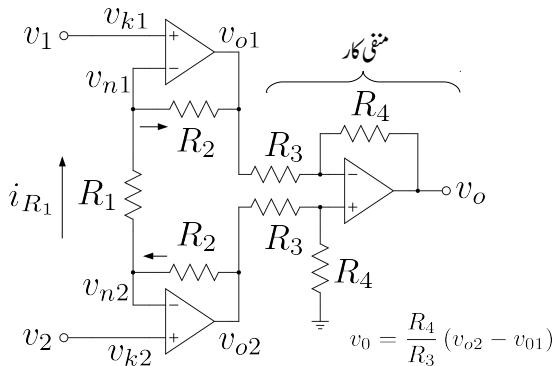
$$(1.57) \quad i_{R_1} = \frac{v_2 - v_1}{R_1}$$

ہو گی۔

جوڑ v_{n1} پر کر خوف کے قانون براۓ برقی رو لا گو کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ اس جوڑ پر نسب R_2 میں i_{R_1} کے برابر برقی رو گز رے گی جسے شکل میں تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح جوڑ v_{n2} پر کر خوف

⁶³ ecg 2014ء مارچ 21ء کو میری بیٹی عفت بریجنز نے انجینئر گگ کے آخری سال کے پڑھائی کے دوران آلاتی ایمپلیفیاٹر سے برقی قلب نگار ہناتے ہوئے دل کی دھڑکن کے اشارات حاصل کئے۔

⁶⁴ input impedance



شکل 1.26: آلاتی ایکلیفائر

کے قانون سے ثابت ہوتا ہے کہ اس جوڑ پر نسب R_2 میں بھی گز رے 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 جڑے 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 مخفی 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 ایکلیفائر کی درکار مساوات ہے۔

مثال 1.18: ایک آلاتی ایکلیپسیفار 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 ایکلیپسیفار کے ہر جوڑ پر برقی دباؤ حاصل کریں۔ مشترک اشارہ رد کرنے کی صلاحیت CMRR حاصل کریں۔

حل:

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

$$v_{\text{مشترک}} = 4 \text{ V}$$

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

ہیں۔ یوں انہیں

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

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

لکھا جاسکتا ہے۔

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

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

ہو گی۔ یوں مزاحمت R_2 کے دو سروں کے مابین برقی دباؤ کی تیمت

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

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

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

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

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

حاصل ہو گا یہاں رک کر نتائج پر غور کریں۔ مشترکہ 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 کرخوف کے قانون برائے برقی روکھتے ہوئے

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

حاصل ہوتا ہے۔ v_k اور v_n 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 مشترکہ اشارے کا نام و نشان تک نہیں لہذا مشترکہ افزائش صفر کے برابر ہے یعنی $A_m = 0$ جبکہ تفرقی افزائش کو مندرجہ بالا مساوات سے یوں حاصل کیا جا سکتا 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

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

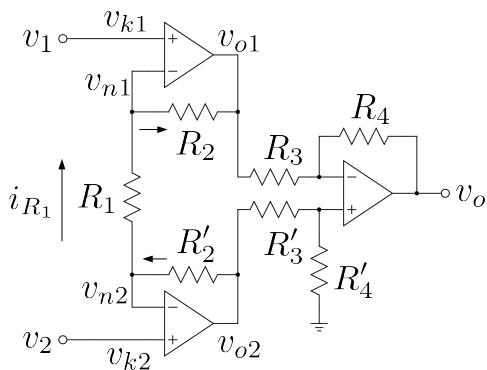
حاصل ہوتا ہے۔

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 v_{02} 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_{01} سے v_{02} 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 جنبیں R_2 لکھا گیا ہے کے قیمتیں برابر رکھی جاتی ہیں۔ البتہ مزاجت کے قیتوں میں غلطی کی بنابر ان کی قیمت $(1 - \epsilon) R_2$ 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 افراٹش A_m اور تفرق افراٹش A_d کے مساوات حاصل کریں۔



شکل 1.27: آلتی ایمپلیکیٹر کی مثال

- مزاحتوں کے قیمت 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 تفرقہ 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 ایکلپسیفار 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 ایکلپسیفار کے دوسرے حصے کو مساوات 1.53 بیان کرتا ہے جس میں مزاجتوں کے موجودہ نام استعمال کرتے ہوئے یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$v_o = \left(\frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R'_3}{R'_4}} \right) v_{o2} - \frac{R_4}{R_3} v_{o1}$$

اس میں مساوات 1.60 کا استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 v_o &= \left(\frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R'_3}{R'_4}} \right) \left[v_c + \left(\frac{1}{2} + \frac{R'_2}{R_1} \right) v_d \right] - \frac{R_4}{R_3} \left[v_c - \left(\frac{1}{2} + \frac{R_2}{R_1} \right) v_d \right] \\
 &= \left[\frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R'_3}{R'_4}} - \frac{R_4}{R_3} \right] v_c + \left[\left(\frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R'_3}{R'_4}} \right) \left(\frac{1}{2} + \frac{R'_2}{R_1} \right) + \frac{R_4}{R_3} \left(\frac{1}{2} + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] v_d \\
 &= A_c v_c + A_d v_d
 \end{aligned}$$

جہاں

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

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

- ہیں۔

- کمتر CMRR اس وقت حاصل ہو گی جب مشترکہ اندازش بلند تر جگہ تفرقہ اندازش 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

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

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

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

ہوں۔ 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

$$\begin{aligned}
 R'_4 &= (1 + 0.01) 100000 = 101000 \\
 R'_3 &= (1 - 0.01) 10000 = 9900 \\
 R_4 &= (1 - 0.01) 100000 = 99000 \\
 R_3 &= (1 + 0.01) 10000 = 10100 \\
 R1 &= (1 + 0.01) 10000 = 10100 \\
 R_2 &= R'_2 = (1 - 0.01) 10000 = 9900
 \end{aligned}$$

اور

$$CMRR_{کمتر} = 814$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

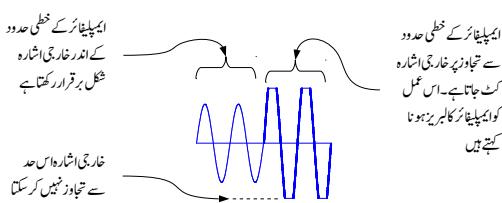
1.6 حسابی ایکپلیفائر کا ناتھ پن

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

1.6.1 حسابی ایکپلیفائر کا لبریز ہونا

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

⁶⁶saturation



شکل 1.28: حسابی ایکپلیفار کا بیریزہ ہوتا

1.6.2 حسابی ایکپلیفار کی رفتار چال

کوئی بھی اشارہ لامحدود رفتار سے تبدیل نہیں ہو سکتا۔ یہی حسابی ایکپلیفار کے خارجی اشارے کے لئے بھی درست ہے۔ اگر حسابی ایکپلیفار 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 بر قی دباؤ سے کسی دوسرے بر قی دباؤ کو حاصل کرنے کے لئے وقت درکار ہوتا ہے۔ خارجی اشارہ جس رفتار سے حرکت کرتا ہے اسے حسابی ایکپلیفار کا رفتار چال⁶⁷ پکارا جائے گا۔ رفتار چال کی وضاحت شکل میں کی گئی ہے۔ رفتار چال کو عموماً ولٹ فنی مائیکرو سینڈ $\frac{V}{\mu s}$ لکھا جاتا ہے۔

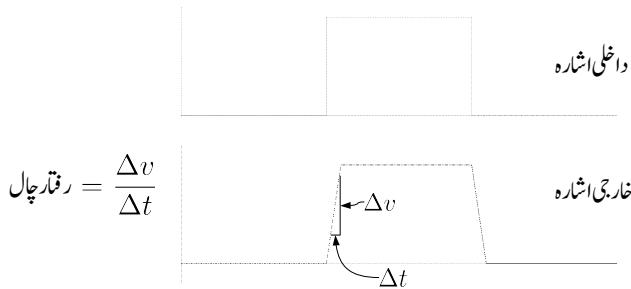
$$(1.61) \quad \text{رفتار چال} = \left| \frac{\Delta v}{\Delta t} \right|$$

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

slew rate⁶⁷



شکل 1.29: حسابی ایمپلیکیٹر کا رفتار چال

جائے گا۔ حسابی ایمپلیکیٹر کے رفتار چال کو اس کی پوری طاقت پر تعددی دائرة کارکردگی⁶⁸ کی شکل میں یوں بیان کیا جاتا ہے

$$(1.62) \quad \omega_{\text{رفتار چال}} = \frac{\Delta v}{V_p}$$

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

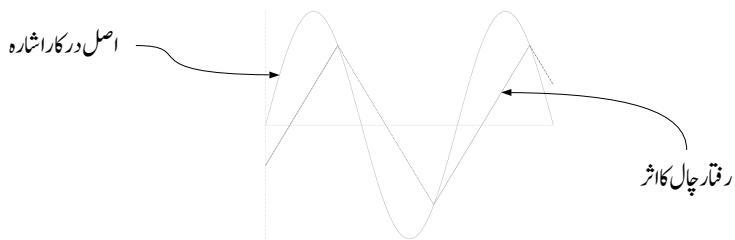
جہاں V_p حسابی ایمپلیکیٹر کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ خارجی برقی دباؤ ہے۔ کم برقی دباؤ خارج کرتے ہوئے اس تعداد کی قیمت بڑھ جاتی ہے۔ یوں V_0 برقی دباؤ خارج کرنے ہوئے

$$(1.64) \quad \text{رفتار چال} = \frac{\omega}{\text{بند تر} \omega}$$

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 ایمپلیکیٹر جس کی رفتار چال $\frac{V}{\mu s} = 100$ ہے کا مستلزم کار بنایا جاتا ہے جسے نہایت کم دورانیے والے 5V چوٹی کے موٹا مستطیلی پتے اشارات⁶⁹ مہیا کئے جاتے ہیں۔

full power band width⁶⁸
pulses⁶⁹



شکل 1.30: رفتار چال کا اثر

- اشارے کے چوٹی کی کم سے کم وہ دورانیہ t_p دریافت کریں جس پر خارجی اشارہ بھی 5V تک پہنچ پاتا ہے۔
- اگر داخلی اشارہ متواتر تبدیل ہوتے ہوئے حاصل کردہ دورانیہ t_p کے لئے 5V اور اتنے ہی 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 مستحکم کار کا خارجی اشارہ بھی پانچ ولٹ تک پہنچ جائے گا۔
- اس صورت میں جیسے ہی خارجی اشارہ پانچ ولٹ پر پہنچتا ہے اسی لحدے داخلی اشارہ صفر ولٹ ہو جاتا ہے اور یوں حسابی ایکلینیکر 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 ارتقاش کرتا رہے گا۔

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

حل: خارجی اشارہ $t = 0$ ہے جس کا تیز ترین رفتار

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

ہے۔ یوں

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

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

1.7 عددی اشارے سے مماثل اشارے کا حصول

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

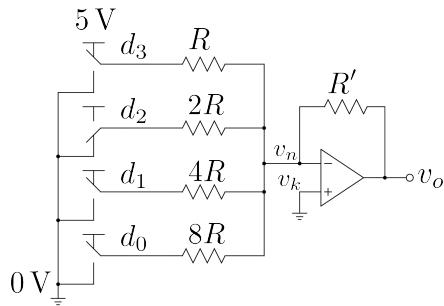
$$v_k = 0$$

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

$$v_0 = -\frac{R'}{8R} (8d_3 + 4d_2 + 2d_1 + d_0)$$

جسے یوں بہتر طریقے سے لکھا جا سکتا ہے۔

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



شکل 1.31: چار بیت کا عددی سے مماثل کار

عددی سے مماثل کار عددی⁷¹ متغیرہ لیتے ہوئے اس کا مماثل⁷² متغیرہ خارج کرتا ہے۔ عددی متغیرات کو دہری نظام اعداد⁷³ میں لکھا جاتا ہے۔ دہری نظام اعداد کے دو ہی ہندسے ہیں یعنی 0 (صفر) اور 1 (ایک)۔ 0 کو 0 V اور 1 کو 5 V سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ d_0 تا d_3 کو لکھتے ہوئے چار بیٹ⁷⁴ کا دہر ا 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 گنتی⁷⁵ میں گیارہ 11_{10} کے برابر ہے۔

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

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

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 مندرج بلا مساوات کے مطابق عددی سے مماثل کار $v_0 = -5V$ خارج کرے گا۔ چونکہ $d_0 = d_3 = 1$ کے چار ہندسوں پر مبنی دہرا عدد سولہ $16_{10} = 1010_2$ 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۔

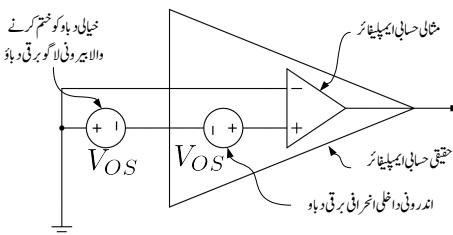
مثال 1.22: $R' = \frac{8R}{15}$ رکھتے ہوئے $d_3d_2d_1d_0$ کی قیمت 1010_2 ہونے کی صورت میں عددی سے مماثل کار کتنی بر قی دباؤ خارج کرے گا۔

حل:

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

1.7.1 یک سمتی اندر و بیرونی 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 $A_d v_d = 0$



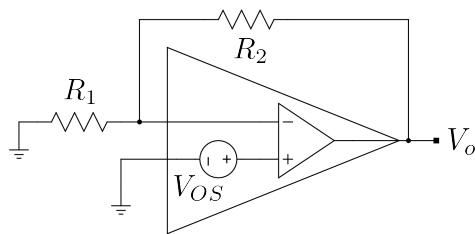
شکل 1.32: داخلی اخترافی برقی دباؤ اور اس کا خاتمه

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

اس حقیقت کو یوں بھی بیان کیا جا سکتا ہے کہ حسابی ایمپلیفیاٹر بناتے وقت پوری کوشش کے باوجود اسے کامل بنانا ناممکن ہوتا ہے اور اس میں کچھ کمی رہ جاتی ہے جس کی وجہ سے اس کا عمل یوں پایا جاتا ہے جیسے اس کے داخلی سروں کے مابین برقی دباؤ V_{OS} 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 اندروونی داخلی اخترافی برقی دباؤ⁷⁷ کہتے ہیں۔ شکل 1.32 میں اس کی وضاحت کی گئی ہے۔

اندروونی داخلی اخترافی برقی دباؤ کی موجودگی غیر پسندیدہ حقیقت ہے جسے ختم کرنے کی تمام تر کوشش کی جاتی ہے۔ حسابی ایمپلیفیاٹر بنانے والے صنعت کار اپنے بنائے گئے حسابی ایمپلیفیاٹر میں پائے جانے والے اندروونی داخلی اخترافی برقی دباؤ کے حدود کی معلومات فراہم کرتے ہیں۔ یہ حدود عموماً $\pm 1 \text{ mV}$ تا $\pm 5 \text{ mV}$ تک ہوتے ہیں۔ اندروونی داخلی اخترافی برقی دباؤ کی علامت نہیں بتائی جاتی چونکہ قبل از استعمال اس کا جانا ممکن نہیں ہوتا۔ اندروونی داخلی اخترافی برقی دباؤ کا تجھیہ لگانے کی خاطر ثابت ایمپلیفیاٹر استعمال کیا جا سکتا 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 رکھا جاتا ہے کہ خارجی سرے پر چند ولٹ کی یک سستی برقی دباؤ V_{OS} پایا جائے۔ اس دور میں اندروونی داخلی اخترافی برقی دباؤ کو بطور داخلی اشارہ استعمال کیا گیا ہے۔ اگر اس اندروونی داخلی اخترافی برقی دباؤ کی قیمت V_{OS} ہوتی ثابت

⁷⁶ اس مسئلہ کے پیدا ہونے کی وجہ پر حصہ 5.5.1 میں تفصیلی تصریح کیا جائے گا
⁷⁷ input offset voltage



شکل 1.33: داخلی انحرافی برقی دباؤ کی بیانی

ایمپلینیٹر 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

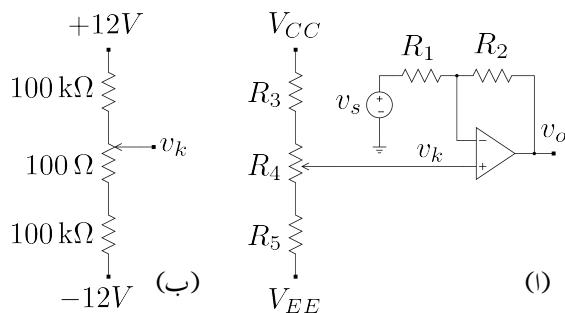
$$(1.67) \quad V_{OS} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o$$

شکل 1.34 الف میں اندروںی داخلی انحرافی برقی دباؤ کے اثر کو ختم کر کے منفی ایمپلینیٹر کا استعمال دکھایا گیا ہے۔ ایسے ادوار میں R_5 اور R_3 کی قیمتیں کئی کلو اوم $k\Omega$ ہوتی ہیں جبکہ متغیر مزاحمت R_4 کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ اس کے درمیانی پنیا سے قابل حصول برقی دباؤ استعمال کردہ حسابی ایمپلینیٹر کے اندروںی داخلی انحرافی برقی دباؤ V_{OS} کے حدود سے تدریز زیادہ ہو۔ ایسے متغیر مزاحمت پر تیچ نسب ہوتا ہے جسے گھماتے ہوئے حسابی ایمپلینیٹر کے خارجی اشارے V_o کو صفر ولٹ کرتے ہوئے اندروںی داخلی انحرافی 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۔ داخلی انحرافی برقی دباؤ کے خاتمے کے لئے درکار مزاحمت R_3 , R_4 اور R_5 منتخب کریں۔



شکل 1.34: داخلی انحرافی بر قی دباؤ سے پاک، منفی ایپلیناٹر

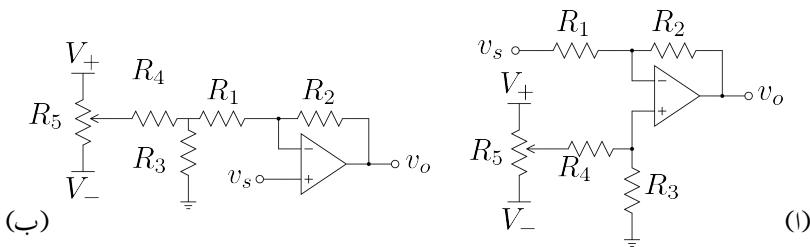
حل: چونکہ داخلی انحرافی بر قی دباؤ کی قیمت معلوم ہونے کے باوجود اس کا رخ معلوم نہیں ہوتا لہذا ہمیں ان مزاحمت کو یوں منتخب کرنا ہو گا کہ R_4 تبدیل کرتے ہوئے ہم $2 \text{mV} - 2 \text{mV} = 4 \text{mV}$ یعنی کل R_4 کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔

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

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 مابین تبدیلی ممکن ہے۔ R_4 کے متغیر سرے کو ایک جانب پورا گھما کر شکل الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت میں کرنوف کے قانون برائے بر قی رو کی 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 انحرافی برقی دباؤ سے پاک ایکپلینیٹر

اسی طرح اگر R_4 کو دوسرا جانب پورا گھمایا جائے تو

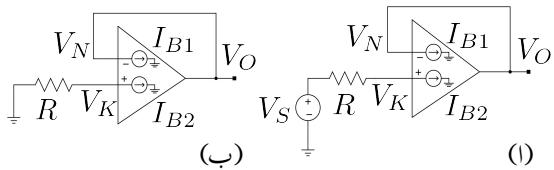
$$\begin{aligned} \frac{v_k - V_{CC}}{R_3 + R_4} + \frac{v_k - V_{EE}}{R_5} &= 0 \\ \frac{v_k - 12}{100000 + 100} + \frac{v_k + 12}{100000} &= 0 \\ v_k &= -5.99 \text{ mV} \end{aligned}$$

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

شکل 1.35 میں داخلي انحرافی برقی دباؤ سے پاک منفی اور ثابت ایکپلینیٹر دکھائے گئے ہیں۔ ان ادوار میں $R_3 = 100 \Omega$, $R_4 = 150 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 50 \text{ k}\Omega$, $V_+ = 12 \text{ V}$, $V_- = -12 \text{ V}$ اور $v_s = \pm 8 \text{ mV}$ کے داخلي انحرافی برقی دباؤ کا خاتمه ممکن ہو گا۔

1.7.2 داخلي برقی روکامنٹ

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



شکل 1.36: داخلی برقی روکامنٹ

ہوتا۔ اس طرح کے مجبوری کے علاوہ بھی اووار بناتے وقت اگر I_B کو مد نظر رکھا جائے تو کچھ حرج نہیں۔ داخلی برقی روکی سمتی نوعیت کی ہوتی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر 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۔

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

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

حاصل ہوتا ہے۔ $V_N = V_K$ ہونے سے

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

حاصل ہو گا۔ جیسا کہ پہلے ذکر ہوا، چونکہ عام حالات میں داخلی میلان برقی روکی قیمت نہیں کم ہوتی ہے لہذا اس برقی روکو عموماً نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے۔ اس وقت ہم کوئی ایسی ترکیب جانا چاہیں گے کہ ناقابل نظر انداز داخلی میلان برقی روکی صورت میں یہ دور $V_O = 0$ خارج 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 اوہم کے قانون سے

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

لکھا جاسکتا ہے جس سے

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

حاصل ہوتا ہے۔ اگر دونوں داخلی میلان 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

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

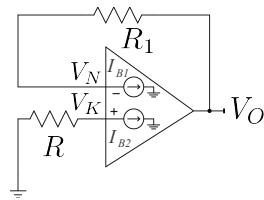
لینے سے $V_O = 0$ حاصل ہوتا ہے یعنی

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

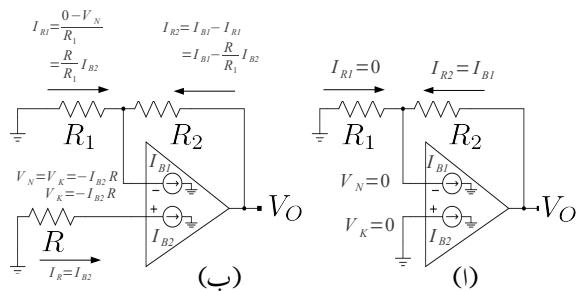
پس ہم نے دیکھا کہ دور میں دونوں دخول پر یک سنتی برقی رو کے لئے برابر مزاحمت نسب کرنے سے داخلی میلان برق رو کا مسئلہ حل ہو جاتا ہے۔

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 برقي روکے مسئلہ کا حل



شکل 1.38: مفہی ایمپلینٹر میں مسئلہ داخلي برقي روکو 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: مفہی ایمپلینٹر میں مسئلہ داخلي برقي دباو کی نشاندہی کریں اور اس سے پہلے کا حل دریافت کریں۔

حل: شکل 1.7 میں مفہی ایمپلینٹر دکھایا گیا ہے جس میں داخلي اشارہ کی قیمت صفر کرنے سے شکل 1.38 اف حاصل ہوتا ہے۔ شکل-الف میں ثابت داخلي سرا برقي زمین کے ساتھ جزا ہے لہذا $V_K = 0$ ہے اور یوں $I_{R1} = 0$ ہونے کی وجہ سے $V_N = 0$ ہو گا اور یوں مفہی داخلي سرے کی داخلي

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

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

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

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

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

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

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

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

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 ایکلیپسیفار کے ثبت داخلی سرے اور برقی زمین کے درمیان متوازی جڑے R_1 اور R_2 کے برابر مزاجمت 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

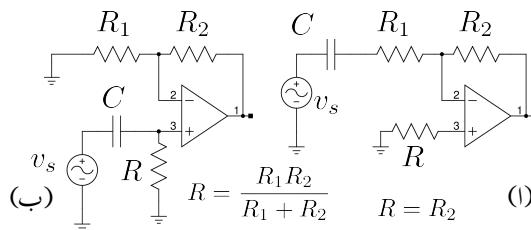
$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

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 ایکلیپسیفار کے دونوں داخلی سروں پر یہ سمتی میلان برقی رو کو برقی زمین تک پہنچنے کی خاطر برابر مزاجمت 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 کپسیٹر میں یہ سمتی برقی رو نہیں گزر سکتا اور یہ بالکل لامحدود مزاجمت کی طرح کردار ادا کرتا ہے۔ شکل 1.38 اف میں منفی ایکلیپسیفار دکھایا گیا ہے جس کا عمومی طور پر ثبت داخلی سرے 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 ایکلیپسیفار دکھایا گیا ہے۔ یہاں اشارة کو کپسیٹر کے ذریعہ ایکلیپسیفار 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 ایکلیپسیفار کام کرنے سے قادر ہے۔ اس کی صحیح کارکردگی کے لئے



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

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

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

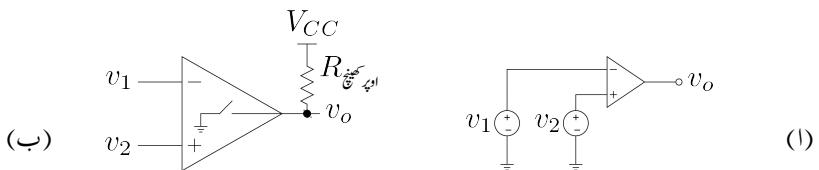
نسب کر کے اس داخلی سرے کے یک سمی میلان برقی رو کو زمین تک راستہ فراہم کیا جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ مسئلہ داخلی میلان برقی رو کو بھی حل کیا جاتا ہے۔ یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ ثابت داخلی سرے اور زمین کے درمیان مزاحمت R نسب کرنے سے اس داخلی سرے کا داخلی مزاحمت کم ہوتا ہے جو کہ عموماً قابل برداشت نہیں ہوتا۔

1.8 موازنہ کار

شکل 1.40 الف کے حسابی ایکپلینیٹر میں $v_1 > v_2$ کی صورت میں v_o کم مثبت یعنی V_{CC} پر ہو گا جبکہ $v_1 < v_2$ کی صورت میں v_o کم مثبت یعنی V_{EE} پر ہو گا۔ حسابی ایکپلینیٹر 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 مختلط دور ہے جسے خاص اسی مقصد کے لئے تخلیق دیا گیا ہے۔

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

⁸⁰ comparator

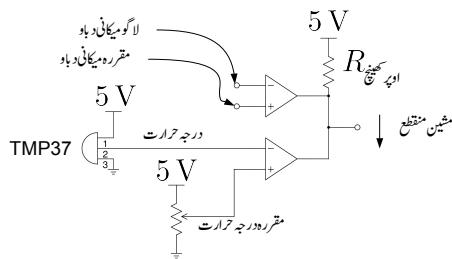


موازنہ کار کی کارکردگی کو شکل اف میں دکھایا گیا ہے جہاں اس کے ممکنہ خارجی صورت منقطع اور 0V ہیں۔ $v_1 > v_2$ کی صورت میں سوچ منقطع رہتا ہے جبکہ $v_1 < v_2$ کی صورت میں سوچ چالو ہو کر خارجی سرے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑتا ہے۔ خارجی سرے اور V_{CC} کے درمیان مزاحمت اپر سمجھی R جوڑنے سے منقطع صورت میں $v_o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

آئیں موازنہ کار کے استعمال کی ایک مثال دیکھیں۔

مثال 1.25: اس مثال میں چالو مشین کے درجہ حرارت اور اس میں میکانی دباؤ پر نظر رکھا جاتا ہے۔ اگر ان میں کوئی ایک یادوں 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 منقی 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 متناسب برقی دباؤ خارج کرتا ہے۔ اسی مخلوط دور پر 0°C 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 اشارے پائی گئی ہے۔



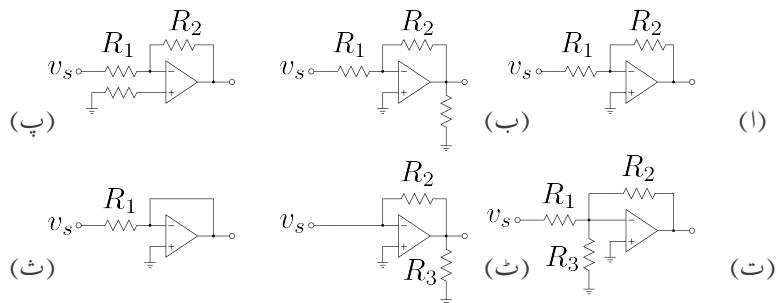
شکل 1.41: موازنہ کار کی مثال

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

شکل میں دکھائے دوسرے موازنہ کار کو بھی اسی طرح استعمال کیا گیا ہے۔ اس کا ثابت داخلی سرے کو مقروہ 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 مقروہ حد سے تجاوز کرے، موازنہ کار خارجی اشارے v_o کو نیچے کھینچ کر بر قی زمین 0 V پر لاتے ہوئے مشین کو منقطع کر دیگا۔

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

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



شکل 1.42: حسابی مفہی ایکلینیک کے سوالات

سوالات

سوال 1.1: شکل 1.42 میں

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

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

ہیں۔

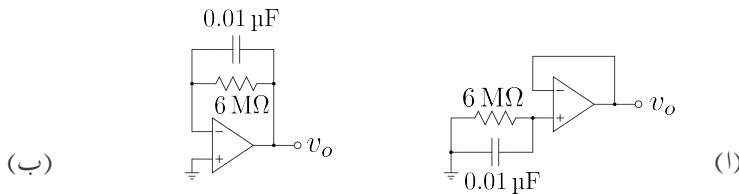
- کامل حسابی ایکلینیک تصور کرتے ہوئے ان تمام ادوار کے داخلی مزاج مت اور خارجی اشارے حاصل کریں۔
- غیر کامل حسابی ایکلینیک تصور کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ غیر کامل حسابی ایکلینیک کے جزو

$$A = 60000 \quad R_i = 100 \text{ M}\Omega \quad R_o = 200 \Omega$$

ہیں۔

جوایات: داخلی مزاج مت: $10 \text{ k}\Omega, 10 \text{ k}\Omega$ اور 0Ω
 خارجی اشارہ: $-12 \text{ V}, -10 \text{ V}$ اور 0 V

سوال 1.2: کامل حسابی ایکلینیک تصور کرتے ہوئے $10 \text{ M}\Omega$ سے کم مزاج مت کے استعمال سے صفحہ 16 پر دیے شکل 1.7 کے طرز پر مفہی حسابی ایکلینیک تحقیق دیں۔



شکل 1.43: حسابی ایکپلینیفار کے میلان برقی روکا 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۔ $A_v = -1000 \frac{V}{V}$ •

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

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

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

سوال 1.4: حسابی ایکپلینیفار کی میلان برقی رو حاصل کرنے کی خاطر شکل 1.43 استعمال کیا جاتا ہے۔ کپیسٹر کے استعمال سے برقی 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 سمیتی حاصل کریں۔

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

- ایک حسابی ایکپلینیفار جس کی میلان برقی رو 100nA 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۔

جوابات: 200 nA , 201.66 nA , داخلي سروں سے باہر جانب، $15 \text{ M}\Omega$

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

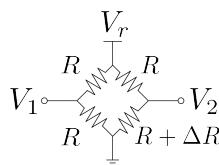
انہوں نے دیکھا کہ v_0 پر دل کی دھڑکن کی چوٹی 0.6 V تھی۔

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

سوال 1.6: برقی قلب نگار میں برقی شور کے مسئلہ پر تحقیق کرنے کی خاطر عفت نے سائنس نما داخلي اشارے کے حیطے کو سو گنا بڑھانے کی خاطر شکل 1.7 میں دکھائے مخفی حسابی ایکلینیکر 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 نہیں کم گی 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 مخفی 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 ایکلینیکر 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 مزاحمت نسب کرنے سے $v_o = 0.19 \text{ V}$ کی صورت میں $v_s = 0 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں میلان برق روکی وجہ سے خارجی اشارے میں 10 mV کا فرق پیدا ہو رہا تھا۔ میلان برق روکی قیمت حاصل کریں۔
- توقع کی جاتی ہے کہ بقایا $v_o = 0.19 \text{ V}$ داخلی انحرافی برق دباؤ کی وجہ سے ہے۔ استعمال کئے گئے حسابی ایکپلیفائر کی داخلی انحرافی برقی دباؤ 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 لدمے گئے مال کا وزن حاصل کیا جاتا ہے۔ ٹرک کا وزن ناپنے کی خاطر لوڈ 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 مزاحمتوں کی قیمت برابر R ہوتی ہے۔ وزن پڑنے پر ان میں سے ایک مزاحمت کی مزاحمت تبدیل ہو کر $R + \Delta R$ ہو جاتی ہے۔ ویٹ سٹون چکور سے اشارات V_1 اور V_2 حاصل کرتے ہوئے آلاتی ایکپلیفائر کو مہیا کئے جاتے ہیں جو ان میں نہیں باریک فرق $V_2 - V_1$ کو پڑھا کر خارج کرتا ہے۔ ویٹ سٹون چکور کو آلاتی ایکپلیفائر کے ساتھ جوڑ کر خارجی اشارہ v_o کی مساوات حاصل کریں۔ آلاتی ایکپلیفائر کو صفحہ 54 پر شکل 1.5.9 میں دکھایا گیا ہے۔

جواب: ویٹ سٹون چکور کا

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

⁸⁵ load cell
⁸⁶ Wheatstone bridge
⁸⁷ ویٹ سٹون چکور کا نام پارس ویٹ سٹون سے منسوج ہے جنہوں نے اس کا استعمال عام بنایا

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

- v_o کے ممکنہ حدود حاصل کریں۔
- کل غلطی اصل جواب کے کتنے فی صد ہے۔
- اگر کل غلطی کو 5% سے کم رکھا جائے تو مزاحموں 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 ایکپلینیٹر استعمال کرتے ہوئے منفی حسابی ایکپلینیٹر 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 ایکپلینیٹر کا مساوی دور استعمال کرتے ہوئے حسابی ایکپلینیٹر کی A_d حاصل کریں۔

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

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

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

سوال 1.11: ایک منفی حسابی ایکپلینیفار جس کی $A_d = 60000 \frac{V}{V}$ ہو خطي خلطے میں رہتے ہوئے $12V$ 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: $-12 mV, -200 \mu V$

سوال 1.12: لامددو A_d کی صورت میں منفی حسابی ایکپلینیفار 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 صد 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 $R_2 = 9 k\Omega$ رکھتے ہوئے R_1 کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر A_v بالکل برابر $50 \frac{V}{V}$ ہو۔ اگر ایکپلینیفار 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۔ $R_1 = 179.9819 \Omega, 1.8 M\Omega$

سوال 1.13: صفحہ 40 پر تکمل کارڈ کھایا گیا ہے۔ اس میں $R = 14.7 k\Omega$ اور $C = 0.01 \mu F$ رکھیں۔ حسابی ایکپلینیفار کی داخلی اخراجی برقی دباؤ $V_{OS} = 2 mV$ ہونے کی وجہ سے خارجی اشارہ صفر ولٹ سے کتنی دری میں تک پہنچ جائے گا۔ اگر $C = 0.1 \mu F$ کر دیا جائے تو جواب کیا ہو گا۔

جواب: $s = 0.882 s^{-1}$ ۔ 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 کی وضاحت دوسری جزو میں کی گئی۔

ایسا بدلتا داخلی اشارہ جس کے ثبت اور منفی حصے برابر ہوں کے ایک چکر کا او سط صفر ہوتا ہے۔ نکمل کار ایسے اشارے کا نکمل لیتے ہوئے V_{OS} کا بھی نکمل لیتا ہے۔ تجھتاً نکمل کار کا خارجی اشارہ او سط صفر وولٹ پر نہیں رہتا بلکہ اس کی ثبت چوٹی V_{CC} یا منفی چوٹی V_{EE} پر رہتے ہوئے یہ داخلی اشارے کا نکمل 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 بر قی 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 ٹوی 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 دو فٹ 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 دُور ماںک میں نسبتاً زیادہ شور پایا جاتا ہے۔ یوں

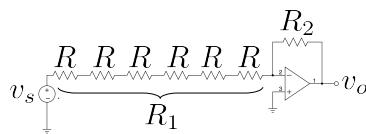
$$v_{s2} = V_t \cos \omega_t t + V_d \cos \omega_d t$$

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

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



شکل 1.45: بلند بر قی دباؤ کے اشارے کا حصول

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

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

سوال 1.18: منفی حسابی ایمپلینیٹر کے داخلی سائن نما اشارے کی زیادہ چوٹی کیا ہو گی جس پر ایمپلینیٹر خلی خلی خط میں رہتا ہو۔ ثابت ایمپلینیٹر کے لئے بھی جواب حاصل کریں۔

جوابات: 2.4 V اور 2 V

سوال 1.19: مستطیلی پتلے اشارات⁸⁸ کے دورانیہ چڑائی⁸⁹ سے مراد اشارے کا 10% سے 90% تک پہنچنے کا دورانیہ ہے۔ اسی طرح دورانیہ اترائی⁹⁰ 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 مستحکم کار کو فراہم کیا جاتا ہے۔ دورانیہ چڑائی اور دارانیہ اترائی کا مجموعہ دوری عرصے کے 5% سے کم ہونا درکار ہے۔ رفتار چال حاصل کریں۔

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 سرود سے جڑے v_{j1} تا v_{js} کو قصر دور کرتے ہوئے مزاحمت R_{j1} تا R_{js} کے داخلی سرے بر قی 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 $v_{oj} + v_{om}$ کے برابر ہو گا۔ اس طرح مساوات 1.55 حاصل کریں۔

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

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

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

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

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

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

common mode signal⁹³
differential mode signal⁹⁴
common mode rejection ratio CMRR⁹⁵

کے برابر ہے۔

سوال 1.24: مخفی کار بناتے وقت رکھا جاتا ہے جس سے اس کی مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت کی قیمت لاحدہ 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 مزاحمت کے قیتوں میں 5% غلطی کے لئے $\epsilon = 0.05$ ہو گا۔

سوال 1.24 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: 110, 5500

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

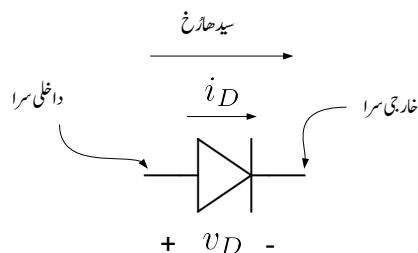
جواب: $|V_p| > 0.2625V$

الباب 2

ڈائیوڈ

البکٹر انک پر زہ جات میں ڈائیوڈ¹ کلیدی مقام رکھتا ہے۔ ڈائیوڈ کی علامت شکل 2.1 میں دکھانی 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

I_S لبریزی برق رو³

q ایکٹران کا برق بار⁴ C

k بولٹمن⁵ کا مستقل J/K

T کیلوون پیاکش حرارت⁶

V_T حرارتی برق دباؤ

n اخراجی جزو⁷ جس کی قیمت ایک تا دو ہوتی ہے۔ مخلوط 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 الینے 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 گرید یا ڈگری سیلیسیس $^{\circ}\text{C}$ میں ہے کو کیلوین K حرارتی پیکاش 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۔

Celsius⁸

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

(2.5)

$$V_T = 25 \text{ mV}$$

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 $n = 1$

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

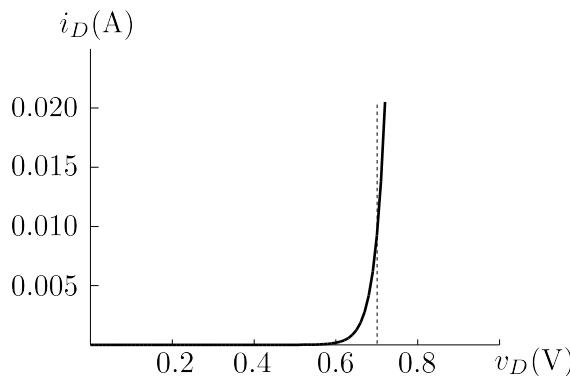
$$v_D = V_T \ln \left(\frac{i_D}{I_S} + 1 \right) = 0.025 \times \ln \left(\frac{10 \times 10^{-3}}{5.1 \times 10^{-15}} + 1 \right) = 0.708 \text{ V} .2$$

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

مثال میں دئے ڈائیوڈ سے گزرتے ثبت 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 نہیت 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)

$$v_D = 0.7 \text{ V}$$



شکل 2.2: سیدھے مائل ڈائیوڈ کا خط

یہاں بتاتا 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 ثابت بر قی 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 ایمپسیر میں دکھایا گیا ہے۔ اس گراف سے واضح ہے کہ $0V > v_D > 0.5V$ کے احاطے میں ڈائیوڈ سے گزرتی بر قی رو قابل نظر انداز ہے۔ اگرچہ جب بھی $v_D > 0V$ 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 برقی دباؤ¹¹ کہتے ہیں۔ چالو ڈائیوڈ کی مساوات میں چونکہ

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

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 لکیر لگا کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی بر قی دباؤ v_D تقریباً 0.7 V ولٹ رہتی ہے۔ ڈائیوڈ پر سیدھے رخ بر قی دباؤ کو سیدھے رخ ڈائیوڈ پر برقی 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 درجہ حرارت بڑھنے سے 15% فی کیلون بڑھتی ہے۔ 5°C درجہ حرارت بڑھنے سے I_S کی قیمت کتنی ہو جائے گی۔

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

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

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۔

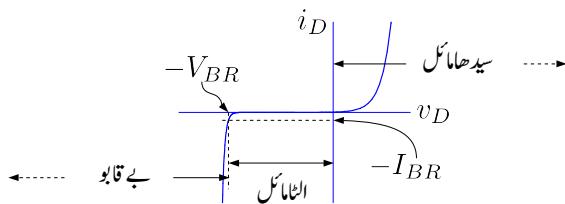
مشتمل 2.1 : $I_S = 10^{-15} \text{ A}$ پر 25°C کی قیمت حاصل کریں۔

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

آپ نے مثال 2.4 میں دیکھا کہ مقنی 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 الشے رخ رستا برقی 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 الشے رخ رستا برقی 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 الشے مائل¹³ کیا گیا ہے اور اسی طرح بیرونی لاگو برقی دباؤ ڈائیوڈ میں سیدھے رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرے تب



شکل 2.3: ڈائیوڈ کا برقی دباؤ بال مقابل برقی رو و کھٹ

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 اٹھے 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 جا سکتا۔

درachi مساوات 2.3 حاصل کرتے وقت ڈائیوڈ کی کئی پیچیدگیاں نظر انداز کی گئیں اور یوں اگرچہ یہ مساوات سیدھے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی کو بہت بہتر بیان کرتا ہے، اٹھے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی کو یہ پوری طرح صحیح بیان نہیں کرتا اور ڈائیوڈ کے بے قابو خطے کو سراسر خطراکر جاتا ہے۔ بے قابو خطے پر آگے تبصرہ کیا جائے گا۔ یہاں صرف اتنا بتانا ضروری ہے کہ اگر ڈائیوڈ پر اٹھے رخ برقی دباؤ لا گو کر کے اسے الثماں کیا جائے تو ڈائیوڈ اس برقی رو و دباؤ کو برداشت کرتا ہے اور اٹھے رخ برقی رو نہیں گزرنے دیتا۔ اگر اس الثماں کرنے والے برقی دباؤ کو بندر تج بڑھائی جائے تو آخر کار یہ ڈائیوڈ کے برداشت کے حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈائیوڈ یک دم اٹھے رخ بے قابو برقی رو گزارنے دے گا۔ جس برقی رو پر ایسا ہوا سے ڈائیوڈ کی ناقابل برداشت الٹ برقی رو¹⁶ V_{BR} کہتے ہیں۔ اگرچہ گراف میں ناقابل برداشت برقی دباؤ منفی 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 $0 < v_D$

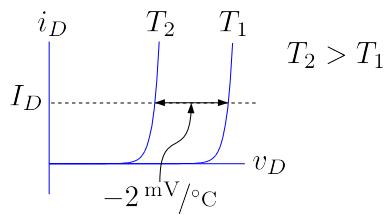
reverse leakage current¹²

reverse biased¹³

forward biased¹⁴

breakdown region¹⁵

reverse breakdown voltage¹⁶



شکل 2.4: برقی دباؤ بال مقابل درجہ حرارت

- الٹامائکل $-V_{BR} < v_D < 0$
- 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 موقع 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 ائمہ رخ برقی رو کی مقدار ائمہ رخ برقی دباؤ کی قیمت بڑھانے 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 قوى برقيات¹⁹ کے میدان میں 100 kW تا 1.5 MW کے لوہا گھانے کی بھیڑیاں²⁰ بنائیں۔ قوى برقيات میں ہزاروں ایکسپریس 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 اندرونی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔
- گرم ہونے کے بعد ڈائیوڈ میں برقی طاقت کا ضیاء حاصل کریں۔
- فی واحد طاقت کے ضیاء سے درجہ حرارت میں اضافے کو ڈائیوڈ کا حرارقی مزاحمت²¹ کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کا حرارقی مزاحمت حاصل کریں۔

حل:

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

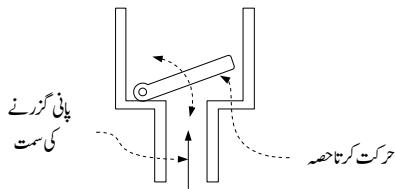
2.1 کامل ڈائیوڈ

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۔

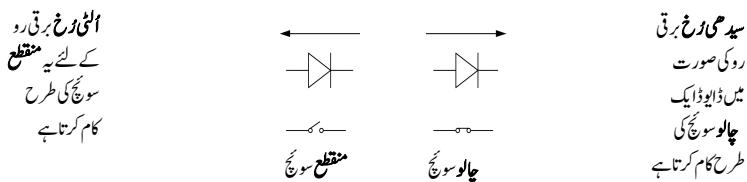
ڈائیوڈ کی کارکردگی دل کے والو²³ کی مانند ہے۔ دل کا والو خون کو صرف ایک جانب گزرنے دیتا ہے۔ اسی طرح ڈائیوڈ برقی رو کو صرف سیدھے رخ گزرنے دیتا ہے۔ شکل 2.5 میں پانی کے پائپ پر نسب والو دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی شکل سے ہی واضح ہے۔

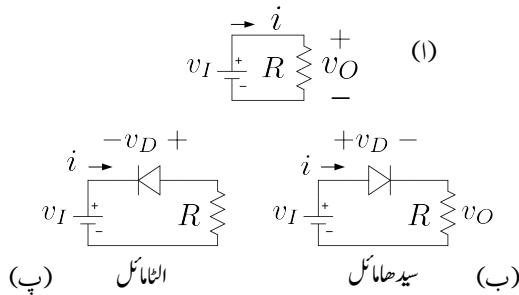
برقی نقطہ نظر سے کامل ڈائیوڈ کو ایک ایسا خود کار برقی سوئچ²⁴ تصور کیا جا سکتا ہے جو ڈائیوڈ میں سے گزرتی

thermal resistance²¹
ideal diode²²
valve²³
switch²⁴



شکل 2.5: پانی کے پائپ پر نسب دالو





شكل 2.8: سیدھاماں کل ڈائیوڈ اور الشاماں کل ڈائیوڈ

ڈالپوڈ کے چند ادوار 2.2

شکل 2.8 میں تین ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف میں برقی دباؤ ۱۷، 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 سسلہ وار ڈائیوڈ بھی نسب کر دئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ڈائیوڈ یوں جوڑا گیا ہے کہ برقی رو ن کی سمت شکل 2.1 میں دکھائے ڈائیوڈ کے سیدھے رخ کی جانب ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو ن کی سمت ڈائیوڈ کی الٹ رخ کی جانب ہے۔ یوں شکل ب میں برقی رو ن کا اگر ممکن ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو ن کا گزنا ممکن ہے۔ شکل ب میں برقی دباؤ ۱۷ 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 ۱۷ ڈائیوڈ میں الٹ رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرتا ہے۔ اس صورت میں ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ الٹئے رخ مائل کیا گیا ہے یا کہ ڈائیوڈ الٹا 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 کر خوف کی مساوات برابر 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۔ ڈائوڈ کے برقی دباؤ v_D کو پہلے نظر انداز کرتے ہوئے اور بعد میں اسے 0.7V لیتے ہوئے مندرجہ ذیل صورتوں میں برقی رو حاصل کریں۔

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

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

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

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

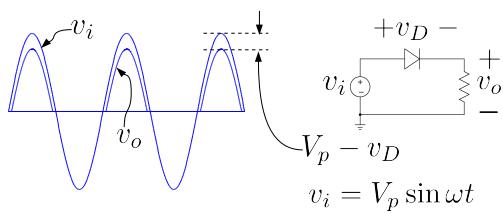
$$i = \frac{v_I}{R} = \frac{1.2}{1000} = 1.2\text{ mA} .2$$

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

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

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

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۔



شکل 2.9: نصف اہر مثبت سمت کاری

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

2.3.1 نصف اہر سمت کاری

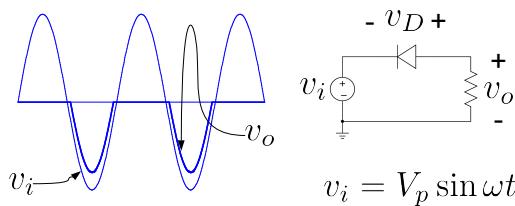
شکل 2.9 میں بدلتی داخلی برقی دباؤ $v_i = V_p \sin \omega t$ کے مثبت حصے ڈائیوڈ کو سیدھا مائل کرتے ہیں۔ یوں اس دوران

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

ہوتا ہے جہاں سیدھے مائل ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کو تقریباً 0.7V لیا گیا ہے۔ اس کے برعکس v_i کے منفی حصے ڈائیوڈ کو آلاتا 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 گناہ زیادہ ہوتی ہے اور یوں v_o کی چوٹی کو v_i کی چوٹی کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔

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

half wave rectification²⁸
half wave positive rectifier²⁹



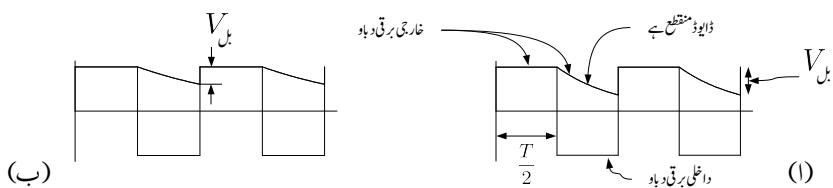
شکل 2.10: نصف لہر منفی سمت کار

نصف سمت کار جسے عام فہم میں آدھا ریکٹیفائئر³⁰ کہتے ہیں ایک اختیالی اہم دور ہے جسے استعمال کرتے ہوئے کئی ادوار مثلاً منبع برق دباؤ³¹، بیٹری چارجر³² وغیرہ بنائے جاتے ہیں۔ شکل 2.10 میں ڈائیوڈ کو قدرِ 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 ثابت حصے ڈائیوڈ کو اُلانٹا 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 نصف لہر سمت کار کو 50 Hz تعداد $\pm 15V$ جیطے کا مستطیل داخلي اشارہ فراہم کیا جاتا ہے جس کے ثبت اور منفی حصے برابر دورانیہ کے ہیں۔ بوجھ $C = 100 \mu\text{F}$ جبکہ $R_L = 100 \Omega$ ہیں۔ خارجی برقی دباؤ بلدار ہوتا ہے۔ اس میں بل³⁴ کی مقدار حاصل کریں۔ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کے گٹھنے کو نظر انداز کریں۔ خارجی برقی دباؤ میں بل کو 1V سے کم رکھنے کی خاطر درکار کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ حل: شکل 2.11 الف میں صورت حال دکھائی گئی ہے جہاں خارجی برقی 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۔ چچاں تعداد کے اشارے کا دوری عرصہ³⁵ میں ملی سینٹد ہے۔ یوں کپیسٹر سے دس ملی سینٹد 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 rectifier³⁰voltage source³¹موہاں کو نہ رکھنے والے بیٹری چارجر سے بخوبی آکا ہوں گے جو نکل بیٹری بھرنے کے لئے ان کی ضرورت پڑتی ہے۔³²half wave negative rectifier³³ripple³⁴time period³⁵



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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

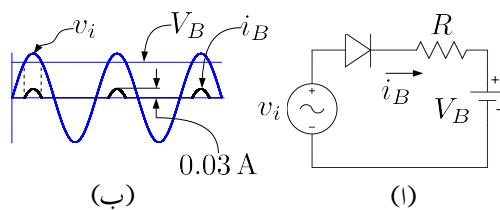
$$14 = 15e^{-\frac{0.01}{100C}}$$

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

حاصل ہوتا ہے۔ کپیسٹر، مزاحمت وغیرہ متعین قیمتوں میں دستیاب ہوتے ہیں لہذا انہیں قیمتوں میں سے کپیسٹر، مزاحمت وغیرہ چنا ہوتا ہے۔ ہم 25 V کا کپیسٹر استعمال کریں گے۔ کپیسٹر کے برقی دباؤ کی صلاحیت درکار برقی دباؤ کی چوٹی سے زیادہ ہونا لازمی ہے۔

آپ نے دیکھا کہ کپیسٹر کی قیمت بڑھانے سے بل میں کم آتی ہوتی ہے۔ یہ حقیقت برقی دباؤ کے منع³⁶ میں کام آئے گی۔

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



شکل 2.12: بیٹری چارج

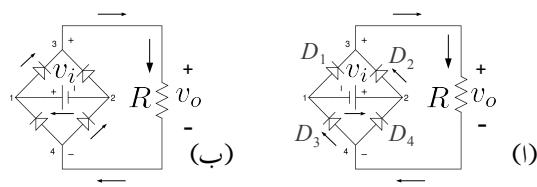
اور $v_i = 15 \sin \omega t$ ہے جہاں $\omega = 100\pi$ کے برابر ہے۔ اس بیٹری چارج کی برقی رو i_B حاصل کر کے گراف کریں۔ مزاجمت R برقی رو کی چوٹی کو ڈائیوڈ اور بیٹری کے قابل برداشت حد سے نیچے رکھتا ہے۔ حل: داخلی برقی دباؤ v_i کی قیمت مسلسل تبدیل ہوتا ہے۔ جب تک v_i کی قیمت بیٹری کے برقی دباؤ یعنی بارہ وولٹ سے کم رہے ڈائیوڈ انٹا مائل رہے گا اور اس میں برقی رو نہیں گزرسے 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 مزاجمت پر اُہم 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 اور V_B کی 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 کیوضاحت ہو سکے۔ جیسا آپ دیکھ سکتے ہیں بیٹری صرف ان اوقات بھری جاتی ہے جب $v_i > V_B$ ہو۔ شکل میں نقطہ دار کیروں سے ایسے ایک دورانیہ کی نشاندہی کی گئی ہے جب بیٹری بھر رہی ہو۔ کی چوٹی 30mA ہے جسے یوں حاصل کیا گیا۔

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

voltage supply³⁶



شکل 2.13: مکمل لہر سمت کار

2.3.2 مکمل لہر سمت کاری

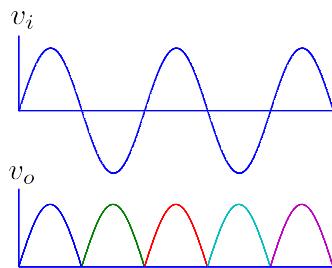
شکل 2.13 میں مکمل لہر سمت کار³⁷ دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں چار ڈائیوڈ مریع کی شکل میں جوڑے گئے ہیں اور دور کو v_i بطور بدلتا داخلی برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے۔ دور کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر شکل 2.14 الف پر توجہ رکھیں۔ v_i کی قیمت ثابت ہونے کی صورت میں منبع برقی دباؤ کے ثبت (+) سرے سے برقی رو باہر کی جانب 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 منقطع 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 منبع برقی دباؤ کے منفی سرے سے برقی رو کی راہ معلوم کرنے کی خاطر ہم دیکھتے ہیں کہ منبع برقی دباؤ کے منفی (-) سرے پر برقی رو اندر کی جانب ہو گی۔ یہ برقی رو صرف D_3 کے راستے ہی ممکن ہے چونکہ D_1 میں الٹی برقی رو کا گزرنامہ نہیں 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 منقطع رہتے ہیں۔ اس دوران مزاحمت میں برقی رو کی سمت شکل میں دکھائی گئی ہے۔

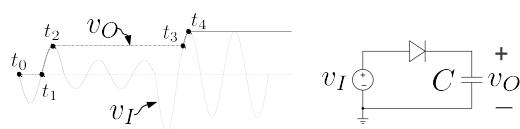
اب دیکھتے ہیں کہ منبع برقی دباؤ کے برقی دباؤ کی قیمت منفی ہونے کی صورت میں کیا ہوتا ہے۔ یہ صورت حال شکل 2.13 - ب میں دکھائی گئی ہے۔ اس صورت میں برقی رو ڈائیوڈ D_1 اور D_4 سے گزرنے گی جبکہ D_2 اور D_3 منقطع رہیں گے۔ برقی رو اب بھی مزاحمت میں گزشتہ سمت میں ہی گزرنے گی۔

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

full wave rectifier³⁷



شکل 2.14: کامل اہر سمت کار کے داخلی اور خارجی خط



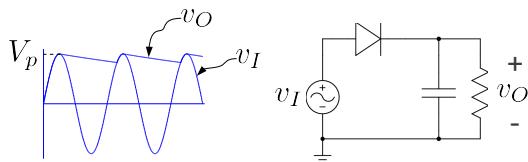
شکل 2.15: چوٹی حاصل کار

2.4 چوٹی حاصل کار

شکل 2.15 میں چوٹی حاصل کار³⁸ دکھایا گیا ہے۔ اس دور کو ثابت 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 0.7V گھنے کو نظر انداز کرتے ہوئے چوٹی حاصل کار کی کار کردگی کچھ یوں ہے۔ وقت $t = 0$ پر v_I چالو کیا جاتا ہے۔ لمحہ t_0 یعنی $t = 0$ پر 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 داخلی برقی دباؤ ڈائیوڈ کو الٹ مائل کرتے ہوئے منقطع رکھتا ہے اور یوں اس دوران v_O خوش اسلوبی سے داخلی برقی دباؤ v_I کی پیروی کرتے ہوئے کپیسٹر کو بھرتا ہے۔ اس دوران دور میں برقی روکی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

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

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



شکل 2.16: حیطہ اتار کار

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

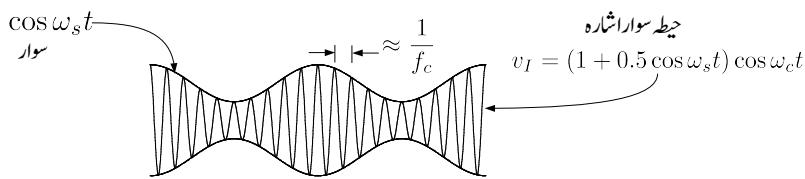
اس تجزیہ سے واضح ہے کہ یہ دور داخلی اشارہ کی چوٹی حاصل کر کے اس پر برقرار رہتا ہے۔ اسی لئے اسے ثابت چوٹی حاصل کار کہتے ہیں۔ اگر اس دور میں ڈائیوڈ اٹھے رخ لگایا جائے تو خارجی اشارہ v_O منفی چوٹی حاصل کرے گا اور یوں اس دور کو منفی چوٹی حاصل کار کہا جائے گا۔

2.5 حیطہ اتار کار

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

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

AM demodulator⁴⁰



شکل 2.17: جیٹ 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 ڈائیڈوبارہ سیدھا مائل ہو کر کپیسٹر کو دوبارہ بھرنا شروع کر دیتا ہے۔ شکل میں باریک لکیر سے داخلی برقی دباؤ جبکہ موٹی لکیر سے خارجی برقی دباؤ دکھایا گیا ہے۔ جیٹہ 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 دوسرا جگہ منتقل کرنے کی خاطر اسے بلند تعداد کے سائن۔ نما اشارہ v_c کے جیٹے پر جیٹہ سوار کار⁴¹ کی مدد سے سوار کیا جاتا ہے۔ منتقلی کے مقام پر پہنچنے کے بعد جیٹہ سوار اشارے سے جیٹہ اتار کار کی مدد سے اصل اشارہ یعنی اطلاع v_s کو دوبارہ حاصل کیا جاتا ہے۔ v_c کے جیٹے پر سوار کرنے سے مراد v_c کے جیٹے کو v_s کے مطابق تبدیل کرنے کو کہتے ہیں۔ اشارہ v_s کو سوار موج⁴² کہتے ہیں جبکہ اس کی تعداد کو تعدد سوار⁴³ کہتے ہیں۔ اسی طرح v_c کو سواری موج⁴⁴ کہتے ہیں جبکہ اس کی تعداد کو تعدد سواری⁴⁵ کہتے ہیں۔

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

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

AM modulator⁴¹
carrier wave⁴²
modulating frequency⁴³
modulating wave⁴⁴
carrier frequency⁴⁵

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 متوار چوٹیوں کے درمیان حیطہ اتار کار کے کپیسٹر پر بر قی دباؤ گھنٹتا ہے۔ یہ وقہ تقریباً $\frac{1}{f_c}$ کے برابر ہے جسے استعمال کرتے ہوئے مساوات 2.9 سے مسئلہ مکلارن کی مدد سے وقہ کے آخر میں بر قی 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 بر قی دباؤ میں تبدیلی

$$|\Delta v_O| = \frac{V_p}{RCf_c}$$

حاصل ہوتی ہے یعنی اس وقہ 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۔ حیطہ اتار کار میں 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 $n = 1, 3, 5, \dots$ یہ قیمت

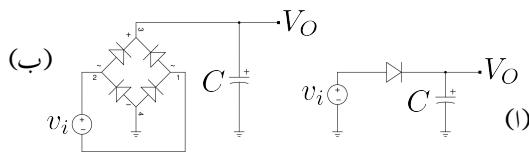
$$\left| \frac{dv_s}{dt} \right| = 0.5\omega_s$$

ہے۔ اس زیادہ سے زیادہ داخلی اشارے کے تبدیلی کی شرح کو حیطہ اتار کار کے تبدیلی کے شرح کے برابر رکھا جاتا ہے۔ $\omega_s t = \frac{n\pi}{2}$ پر مساوات 2.10 کے تحت $V_p = 1$ حاصل ہوتا ہے جسے مساوات 2.12 میں استعمال کرتے ہوئے یوں

$$(2.13) \quad \frac{1}{RC} = 0.5\omega_s$$

رکھا جاتا ہے۔ یہ مساوات 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 پکڑ سکے گا۔ اگر کپیسٹر کی قیمت اس سے کم رکھی جائے تو خارجی اشارے میں بل⁴⁷ زیادہ پایا جائے گا۔

AM signal⁴⁶
ripple⁴⁷



شکل 2.18: متع برقی دباؤ

2.6 متع برقی دباؤ

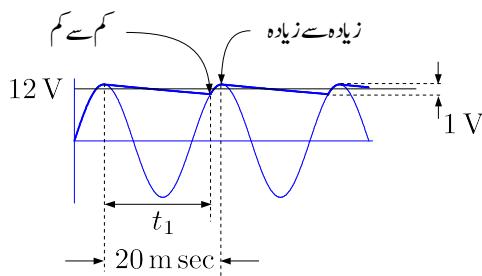
سمت کار کے خارجی جانب زیادہ قیمت کا کپیسٹر نسب کر کے منبع برقی دباؤ⁴⁸ حاصل ہوتا ہے جیسا شکل 2.18 اف میں دکھایا گیا ہے۔ اس پر کپیسٹر کے متوازی برقی بوجھ لادا جاتا ہے جسے عموماً R_L سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ منبع برقی دباؤ یعنی طاقت کے منبع کو گھریلو بجلی یا صنعتی بجلی فراہم کرتے ہوئے یک سمیتی برقی دباؤ یک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

بے بوجھ متع برقی دباؤ کی کارکردگی بالکل چوٹی حاصل کار کی طرح ہے جبکہ برقی بوجھ سے لدے متع برقی دباؤ کی کارکردگی حیطہ لتا رکار کی طرح ہے۔ البتہ متع میں ہماری کوشش ہوتی ہے کہ یک سمیتی V میں بل کم سے کم ہوتا کہ اسے یک سمیتی برقی دباؤ کے طور استعمال کرنا ممکن ہو۔ متع برقی دباؤ تقریباً ہر بر قیاتی آہل یا مشین میں پایا جاتا ہے۔

چونکہ متع برقی دباؤ داخلی طاقت 50 Hz کے سائز نما v_i سے حاصل کرتا ہے لہذا C بھی اسی تعدد سے بھرتا ہے۔ v_i کے دو چوتھیوں کے مابین $= \frac{1}{50}$ ms (میں ملی سینڈ) کے وقفے کے دوران R_L کو کپیسٹر C طاقت مہیا کرتا ہے۔

مثال 2.9: ایک عدد 12 V کا متع برقی دباؤ درکار ہے جس سے 6 kΩ داخلی مزاحمت کے برقی بوجھ کو طاقت مہیا کرنا ہے۔ برقی بوجھ 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۔

power supply⁴⁸



شکل 2.19: مثال متع برقی دباؤ

حل: شکل 2.19 میں ان معلومات کو دکھایا گیا ہے۔ کپیسٹر t_1 دورانیہ کے لئے برقی بوجھ کو طاقت فراہم کرتا ہے اور یوں اس دوران اس سے بار کی نکاسی ہوتی ہے۔ البتہ t_1 کو دو چوڑیوں کے درمیان وقفے کے برابر ہی عموماً تصور کیا جاتا ہے۔ یوں $t_1 = 20 \text{ ms}$

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 2.19 میں پختہ لکیر سے دکھایا گیا ہے۔ برقی دباؤ اس سے 0.5 V کم یا زیادہ ہو سکتا ہے۔ یوں برقی بوجھ میں بل⁴⁹ 0.5 V یا 1 V کے برابر ہے جبکہ زیادہ سے زیادہ برقی دباؤ 12.5 V اور کم سے کم برقی دباؤ 11.5 V ہے۔ بارہ ولٹ پر R_L میں $\frac{12}{6000} = 2 \text{ mA}$ جبکہ زیادہ سے زیادہ برقی دباؤ پر $\frac{11.5}{6000} = 1.9167 \text{ mA}$ اور کم سے کم برقی دباؤ پر $\frac{12.5}{6000} = 2.08333 \text{ mA}$ کا برقی رو گزرنے گا۔

برقی دباؤ کے تبدیلی سے برقی رو کے تبدیلی کو نظر انداز کرتے ہوئے اس کی اوست قیمت لی جاتی ہے۔ یوں ہم تصور کرتے ہیں کہ R_L میں 2 mA گزرتا ہے جس سے کپیسٹر کے بار کی نکاسی ہوتی ہے۔ ہم جانتے ہیں کہ

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t}$$

ripple⁴⁹

کے برابر ہوتا ہے۔ اس سے کپیسٹر میں t_1 کے دوران کپیسٹر پر پائے جانے والے بار میں تبدیلی ΔQ حاصل کرتے ہیں۔

$$\Delta Q = I \times \Delta t = (2 \times 10^{-3}) \times (20 \times 10^{-3}) = 40 \times 10^{-6}$$

کپیسٹر کی مساوات $Q = CV$ کو $\Delta Q = C\Delta V$ لکھتے ہیں جہاں $\Delta V = 1\text{V}$ 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 بل کم کیا جا سکتا ہے۔ حقیقت میں ڈائیوڈ میں برقی دباؤ کا گھٹاؤ اور داٹھی 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: 10mA 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 برقی دباؤ⁵¹ بر قیاتی ادوار کو چلانے کی خاطر عموماً درکار ہوتی ہے۔

ripple⁵⁰
voltage source⁵¹

جواب: $1000 \mu\text{F}$

مندرجہ بالا مثال کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ شکل 2.18 ب میں دکھائے منبع برقی دباؤ میں درکار کپسیٹر کی قیمت شکل الف کے حوالے سے آدمی ہو گی کیوں کہ اس میں ایک ڈائیوڈ یعنی آدھے سمت کار کی جگہ مراعع ڈائیوڈ یعنی مکمل سمت کار استعمال کیا گیا ہے۔ مکمل سمت کار میں کپسیٹر 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

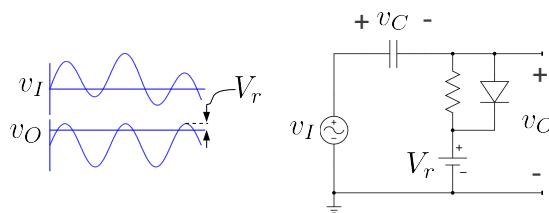
$$(2.14) \quad V_{\text{یکمیتی}} = V_p - \frac{\Delta V}{2}$$

حاصل ہو گا۔

2.6.1 برقیاتی شکنجه

عموماً برقیاتی اشارات مطلوبہ جگہ تک پہنچتے پہنچتے اپنی اصل شکل کھو جاتے ہیں۔ ایک عمومی مسئلہ اشارہ کے جیٹہ کا برقرار نہ رہنا ہے۔ اسکی ایک مثال دیکھیں۔

آپ جانتے ہیں کہ بدلتی رو مقناطیس پیدا کرتی ہے اور بدلتی مقناطیسی میدان برقی دباؤ کو جنم دیتا ہے۔ یوں اگر باریک اشاراتی تاروں کے قریب عام استعمال کے گھریلو یا صنعتی بجلی کے تار گزریں تو ان میں بدلتی برقی رو باریک اشاراتی تاروں میں برقی دباؤ پیدا کرتا ہے جس سے اشارہ کا جیٹہ متاثر ہوتا ہے۔ شکل 2.20 میں اشارہ v_1 کا جیٹہ یوں متاثر ہوا دکھایا گیا ہے۔ یہ اشارہ دراصل سائنس شکل کا تھا لیکن یہاں تک پہنچتے پہنچتے اس کا یہ حال ہو چکا ہے۔ شکل 2.20 میں دکھایا دور اشارہ کے ثبت جیٹہ کو V_r کی قیمت پر زبردستی رکھتا ہے جس سے اشارہ کی اصل صورت رو نما ہو جاتی ہے۔ گویا یہ دور اشارہ کے جیٹہ کو شکنجه میں پکڑے رکھتا ہے۔ اسی سے اس دور کا نام برقیاتی شکنجه⁵² نکلا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف شکنجه کہتے ہیں اس دور کی کارکردگی پچھلے حصہ میں دکھائے دور کی طرح



شکل 2.20: نتیجہ

ہے۔ اسے سمجھنے کی خاطر ڈائیوڈ کو کامل ڈائیوڈ اور مزاحمت R کو لامحدود تصور کریں۔ یہ بھی تصور کریں کہ داخلی اشارہ v_I کے جیٹے 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 سیدھا مائل ہو جائے گا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی صورت میں v_O اور V_r برابر رہیں گے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت سیدھے مائل ڈائیوڈ کی صورت میں

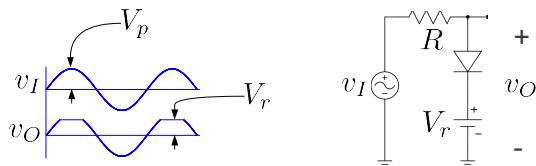
$$v_I = v_C + v_D + V_r$$

ہو گا۔ داخلی برقی دباؤ کے چوٹی پر v_D کو صفر ولٹ 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 جیٹے کو V_r سے تجاوز کرنے سے روکتا ہے۔

جیسا کہ پہلے ذکر ہوا اصل استعمال میں داخلی اشارہ کا جیٹہ از خود کم اور زیادہ ہوتا ہے۔ اس صورت کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت سے نتیجے کی خاطر دور میں ڈائیوڈ کے متوازنی مزاحمت R نسب کی گئی ہے تاکہ اس کے راستے کپیسٹر کا بار خارج ہو سکے اور یہ بعد میں آنے والی کم چوٹی کو بھی قابو کر سکے۔



شکل 2.21: ایک طرف کا تراش

2.7 بر قیانی تراش

ٹکنیجے کے دور میں کپیسٹر کی بجائے مزاحمت استعمال کرنے سے بر قیانی تراش⁵³ کا دور حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.21 میں دکھایا گیا ہے۔ بر قیانی تراش یا تراش ایک ایسا دور ہے جو اشارہ کے چوٹی کو ایک خاص حد سے تجاوز نہیں کرنے دیتا بلکہ اسے کاٹ دیتا ہے۔ دکھایا دور صرف ایک جانب کی چوٹی کاٹتا ہے لہذا اس کو ایک طرف کا تراش کہا جائے گا۔ جب تک داخلی برقی دباؤ کی قیمت V_r سے کم ہو ڈائیوڈ الٹ مائل یعنی منقطع رہتا ہے۔ اس صورت میں خارجی برقی دباؤ داخلی برقی دباؤ کے برابر ہے گا یعنی ہو گا اور مزاحمت R میں برقی رو کی مقدار صفر ایمپیئر رہے گی۔ جیسے ہی داخلی برقی دباؤ کی قیمت V_r سے تجاوز کر جائے ڈائیوڈ ہامائل ہو جاتا ہے۔ جتنی دیر $v_I > V_r$ رہے اتنی دیر کے لئے ڈائیوڈ کو چالو سوچ سمجھا جا سکتا ہے اور یوں اس دوران خارجی برقی دباؤ کی قیمت V_r رہے گی۔ اس دوران مزاحمت اور ڈائیوڈ دونوں میں برقی رو کی مقدار

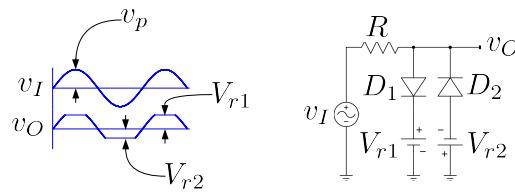
$$i_R = \frac{v_I - V_r}{R}$$

ہو گی۔

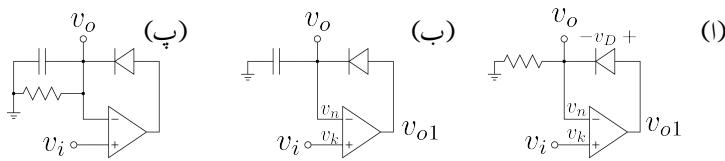
آپ نے دیکھا کہ یہ دور داخلی برقی دباؤ کو V_r پر تراشتا ہے۔ اس دور میں دو ڈائیوڈ کے استعمال سے دو اطراف کا تراش حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.22 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں جب تک v_I کی قیمت ثابت ہو ڈائیوڈ D_2 الٹ مائل رہتا ہے۔ یوں ثابت داخلی برقی دباؤ کے لئے یہ دور بالکل پچھلے دئے گئے ایک طرف کے تراش کی طرح 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 الٹ مائل رہتا ہے اور یہ دور داخلی اشارہ کے منفی چوٹی کو V_{r2} پر تراشتا ہے۔ شکل میں داخلی اور تراشے گئے خارجی برقی دباؤ بھی دکھائے گئے ہیں۔

clipper⁵³



شکل 2.22: دو اطراف کا تراش



شکل 2.23: کامل ادوار

2.8 حسابی ایمپلیفیگر 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 0.7 V کم ہوتی ہے۔ یہ حقیقت شکل 2.9 میں واضح کی گئی۔ حسابی ایمپلیفیگر استعمال کرتے ہوئے ایسا کامل نصف لہر سمت کار حاصل ہوتا ہے جس کے خارجی اشارے کی چوٹی داخلی اشارے کے چوٹی کے بالکل برابر ہوتی ہے۔ شکل 2.23 الف میں ایسا کامل نصف لہر ثابت سمت کار دکھایا گیا ہے جس میں خارجی اشارہ v_o کو ڈائیوڈ کے خارجی سرے سے حاصل کیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کی سمتثانی سے کامل نصف لہر مقنی سمت کار حاصل ہو گا۔

تصور کریں کہ $v_i = 0V$ اور یوں حسابی ایمپلیفیگر کا خارجی اشارہ v_{o1} بھی صفر ولٹ ہے۔ اب تصور کریں کہ داخلی اشارہ ثابت جانب بڑھتا ہے۔ حسابی ایمپلیفیگر کا خارجی اشارہ اس قدر ثابت جانب بڑھے گا کہ $v_k = v_n$ یعنی $v_i = v_k$ ہو۔ یوں $v_o = v_i$ 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 داخلی اشارہ منفی جانب بڑھتا ہے۔ حسابی ایکلیفیاٹر کا خارجی اشارہ v_{01} اس قدر منفی جانب بڑھنے کی کوشش کرے گا کہ $v_n = v_k = 0V$ ہو۔ البتہ v_{01} منفی ہوتے ہی ڈائیوڈ مالک ہو کر منقطع ہو جاتا ہے۔ یوں حسابی ایکلیفیاٹر کا خارجی اشارہ v_k پر اثر انداز نہیں ہو پاتا۔ ایسی صورت میں حسابی ایکلیفیاٹر کا خارجی اشارہ مکمل منفی یعنی $v_{01} = V_{EE}$ ہو کر رہ جائے گا۔ ڈائیوڈ منقطع ہونے سے حسابی ایکلیفیاٹر کا منفی مداخل مزاحمت R کے ذریعہ برقی زمین سے جڑ جاتا ہے۔ حسابی ایکلیفیاٹر کا داخلی برقی رو صفر ہونے کے ناطے مزاحمت میں بھی برقی رو I کا گزر ممکن نہیں۔ یوں $v_k = IR = 0V$ یعنی $v_0 = 0V$ ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ منفی داخلی اشارے کی صورت میں خارجی اشارہ صفر ولٹ رہتا ہے۔

ثبت داخلی اشارے کی صورت میں $v_i = v_0 = 0V$ جبکہ منفی داخلی اشارے کی صورت میں $v_0 = 0V$ حاصل ہوتا ہے جو کہ ثبت نصف لہر سمت کار کی کارکردگی ہے۔

2.8.2 کامل چوٹی حاصل کار

شکل 2.23 الف میں مزاحمت کی جگہ کپیسٹر نسب کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جو کامل ثبت چوٹی حاصل کار کا دور ہے۔ $v_i = 0V$ اور $v_0 = 0V$ سے شروع کرتے ہوئے اس دور کی کارکردگی دیکھتے ہیں۔ داخلی اشارہ ثبت جانب بڑھنے سے v_{01} اس قدر بڑھتا ہے کہ $v_k = v_n = v_i$ رہتا ہے۔ یوں $v_0 = v_p = V_p$ ہوتا ہے۔ جب داخلی اشارہ اپنے چوٹی V_p پر پہنچتا ہے، اس لحہ $v_k = V_p$ اور یوں $v_n = V_p$ ہوتا ہے۔ اس لحہ کپیسٹر بھی V_p برقی دباؤ تک بھرا جاتا ہے۔ $v_k = v_n$ حاصل کرنے کی خاطر اس لحہ $v_{01} = V_p + v_D$ کے برابر ہو گا۔

داخلی اشارہ اپنے چوٹی تک پہنچنے کے بعد کم ہونا شروع ہوتا ہے۔ حسابی ایکلیفیاٹر کا خارجی اشارہ v_{01} کم ہو کر کوشش کرتا ہے کہ $v_n = v_k = V_p$ رکھ سکے۔ البتہ ڈائیوڈ کے خارجی جانب نسب کپیسٹر پر V_p برقی دباؤ پایا جاتا ہے اور v_{01} کی قیمت جیسے ہی V_p سے کم ہوتا ہے اسی لحہ ڈائیوڈ مالک 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 $v_0 = V_p$ 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_0 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 حقیقی چوٹی حاصل کرتا ہے۔

2.8.3 کامل حیطہ اتار کار

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

2.8.4 ڈائیوڈ لگ ایکلیفیاٹر

حسابی منقی ایکلیفیاٹر میں مزاجمت کی جگہ ڈائیوڈ نسب کرنے سے شکل 2.24 الف کا لاگ ایکلیفیاٹر⁵⁴ حاصل ہوتا ہے۔ ثبت v_i کی صورت میں v_0 منقی ہو گا جس سے D_1 سیدھا مائل جبکہ D_2 اللائمل ہو گا۔ اسی طرح منقی v_i کی صورت میں v_0 ثابت ہو گا جس سے D_1 اللائمل 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 منقی متغیر 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 منقی ممکن ہوتا ہے۔

ثبت v_i کی صورت میں حل کرتے ہیں۔ حسابی ایکلیفیاٹر کے ثبت مداخل بر قی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا اس پر بر قی دباؤ v_k صفر ہو گا۔ منقی مداخل پر بر قی دباؤ v_n لکھتے ہوئے کر خوف کے قانون برائے بر قی رو کی مدد سے

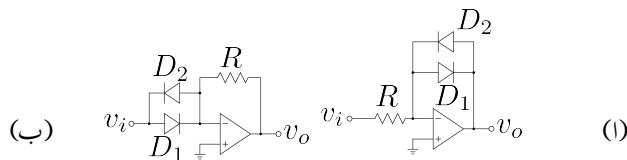
$$\frac{v_n - v_i}{R} + i_D = 0$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں i_D ڈائیوڈ D_1 کی بر قی 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 بر قی دباؤ کو $v_o - v_n$ لیا گیا ہے۔ دونوں جانب قدرتی لاگ لیتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

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



شکل 2.24: لگ ایمپلینیٹر

شکل ب میں قدری الٹ-لگ ایمپلینیٹر⁵⁶ دکھایا گیا ہے۔ حسابی ایمپلینیٹر کے دونوں مداخل کو برتنی زمین تصور کرتے ہوئے ثابت v_i کی صورت میں ڈائیوڈ D_1 سیدھا مائل ہوتے ہوئے

$$i_D = I_S e^{\frac{v_i - v_n}{V_T}}$$

$$= I_S e^{\frac{v_i}{V_T}}$$

برتنی رو گزارے گا جو حسابی ایمپلینیٹر 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-لگ حاصل کرتا ہے۔

2.8.5 ضرب کار

v_A اور v_B کے لگ جمع کرنے سے $\ln v_A + \ln v_B = \ln v_A v_B$ حاصل ہوتا ہے جس کا الٹ-لگ لینے سے $v_A v_B$ یعنی دونوں متغیرات کا حاصل ضرب حاصل ہوتا ہے۔ اسی حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے لگ اور الٹ-لگ ایمپلینیٹر استعمال کرتے ہوئے شکل 2.25 میں ضرب کار⁵⁷ حاصل کیا گیا ہے۔ لگ ایمپلینیٹر کے مساوات استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

log amplifier⁵⁴

natural log⁵⁵

natural anti-log⁵⁶

multiplier⁵⁷

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

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

اسی طرح جمع کار کے مساوات سے

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

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

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

اور الٹ-لاگ کے مساوات سے

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔ یہ ضرب کار داخلي متغیرات کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے $\frac{-1}{I_S R}$ سے بھی ضرب دیتا ہے۔

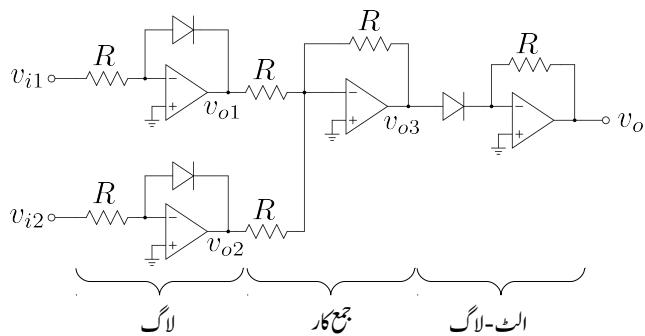
شکل میں جمع کار کی منفی کار کے استعمال سے تقسیم کار⁵⁸ حاصل ہوتا ہے۔

2.8.6 کامل مکمل نہر سمت کار

شکل 2.26 میں کامل مکمل نہر 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 اللٹا مائل ہو کر منقطع جبکہ D_2 سیدھا مائل ہو جائے گا۔ D_2 سیدھا مائل ہونے سے $U_1 = v_k$ پر $v_n = v_k$ ہو گا۔ D_1 کو منقطع اور U_1 کے منفی مداخل کو بر قی زمین پر تصور کرتے ہوئے شکل 2.27 اف حاصل ہوتا ہے جو کہ سیدھا سادہ جمع کار ہے جس سے

$$v_0 = -v_i$$



شکل 2.25: ضرب کار

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 2.27 اف میں v_1 بھی دکھایا گیا ہے۔ پونکہ اس کے دونوں جانب مزاحمتوں کے سرے صفر ولٹ پر ہیں لہذا اس صورت $v_1 = 0 \text{ V}$ رہے گا۔ شکل 2.27 ت میں مثبت v_i کی صورت میں v_o اور v_1 دکھائے گئے ہیں۔

منفی v_i کی صورت میں v_{o1} مثبت ہو جائے گا جس سے D_2 اٹھائیکل ہو کر منقطع جبکہ D_1 سیدھا اٹھائیکل ہو جائے گا۔ یوں U_1 حسابی ایمپلیفیئر شکل 2.27 ب صورت اختیار کر لے گا جس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں اور یوں

$$\begin{aligned} v_k &= 0 \\ \frac{v_n - v_i}{R} + \frac{v_k - v_1}{R} &= 0 \end{aligned}$$

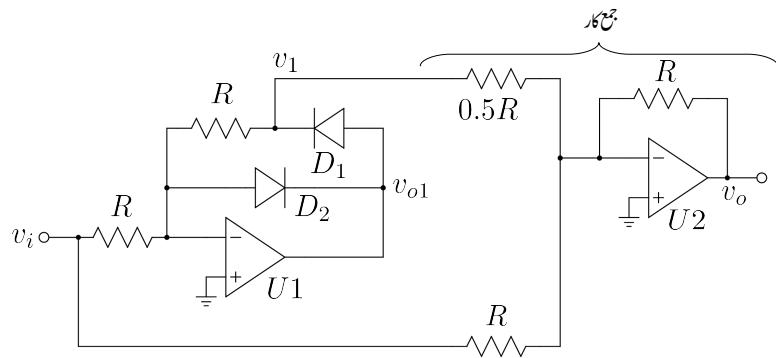
اور یوں

$$v_1 = -v_i$$

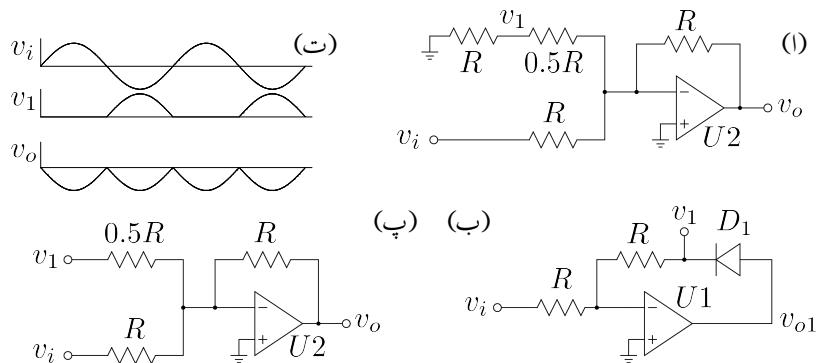
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $v_{o1} = v_1 + v_D$ ہو گا جہاں v_D سیدھے مائل ڈائیوڈ D_1 پر بر قی دباو ہے۔ v_1 کے استعمال سے جمع کار کو شکل 2.27 پ کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے جس سے

$$v_o = -v_i - 2v_1$$

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



شکل 2.26: کامل اہر سٹ کار



شکل 2.27: کامل اہر سٹ کار کا کردگی

متنقی جمع		
V ₁	V ₂	V _O
0	0	0
0	5	5
5	0	5
5	5	5

شکل 2.28: متنقی جمع

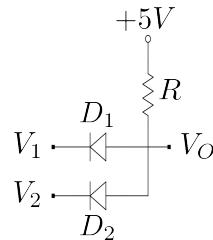
2.9 ڈائیوڈ کے متنقی ادوار

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 اٹھے مائل ڈائیوڈوں کہ نشانہ ہی 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 اٹھے مائل ڈائیوڈوں کی جگہ منقطع سوچ نسب کر کے دور کو حل کیا جاسکتا ہے۔ بد قسمتی سے قبل از وقت یہ جانتا کہ کون کون سے ڈائیوڈ سیدھے مائل اور کون کون سے ڈائیوڈ اٹھے مائل ہیں عموماً ممکن ہوتا ہے۔ ڈائیوڈ کے ادوار حل کرنے کا کوئی ایک سادہ طریقہ نہیں پایا جاتا البتہ گھبرا نے کی بات نہیں چونکہ ایسے ادوار حل کرنے کے مشق سے یہ اندازہ لگاتا کہ کون کون سے ڈائیوڈ سیدھے یا اٹھے مائل ہیں عموماً ممکن ہوتا ہے۔ اس طریقہ کو مشق سے بہتر سیکھا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل 2.28 میں دئے دور پر غور کریں۔

اس دور میں دو ڈائیوڈ استعمال کئے گئے ہیں۔ دور کے دو غیر تابع داخلی بر قی دباؤ (اشارات) کو V₁ اور V₂ 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 ہیں۔ یہ تو یا صفر وولٹ (0 V) اور یا پھر پانچ وولٹ (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 بر قی دباؤ صفر وولٹ ہیں یعنی V₁ = 0 اور V₂ = 0 ہیں۔ یہ جدول کی پہلی صف میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت میں واضح ہے کہ دور میں بر قی رو ممکن نہیں۔ یوں خارجی جانب نسب مزاحمت

متنقی ضرب		
V ₁	V ₂	V _O
0	0	0
0	5	0
5	0	0
5	5	5



شکل 2.29: متنقی ضرب

میں برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے اس کے سروں کے مابین برقی دباؤ بھی صفر وولٹ ہو گا۔ جدول کی پہلی صفحہ میں دیکھیں جانب V_O کی صفحہ میں 0 اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

دوسری صورت V₁ صفر وولٹ جبکہ V₂ پانچ وولٹ کے برابر ہے یعنی V₁ = 0 V جبکہ V₂ = 5 V ہے۔ اس صورت کو جدول کے دوسری صفحہ میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں ڈائیوڈ D₂ سیدھا مائل جبکہ D₁ الٹ مائل ہے۔ یوں D₂ کو چالو سوچ جبکہ D₁ کو منقطع سوچ تصور کر کے یہ واضح ہے کہ خارجی برقی دباؤ پانچ وولٹ ہے یعنی V_O = 5 V ہے۔

اسی طرح جدول کی تیسرا صفحہ کے حوالے سے D₁ سیدھا مائل جبکہ D₂ الٹ مائل ہو گا اور یوں V_O = 5 ہو گا۔ جدول کی آخری صفحہ میں دونوں ڈائیوڈ ہے مائل ہوں گے اور یوں V_O = 5 ہو گا۔ اس دور کی جدول متنقی جمع کو ظاہر کرتی ہے لہذا یہ جمع گیٹ⁵⁹ ہے۔ اس شکل میں مزید ڈائیوڈ جوڑ کر داخلی اشارات کی تعداد بڑھانی جا سکتی ہے۔

شکل 2.29 میں ڈائیوڈ پر متنقی ضرب گیٹ⁶⁰ دکھایا گیا ہے۔ پہلے جدول میں دئے آخری صفحہ پر غور کرتے ہیں۔ اگر دونوں داخلی اشارات کی قیمتیں پانچ وولٹ (5 V) ہوں تو مزاحمت میں برقی رو صفر ایکسپریس ہو گی لہذا خارجی برقی دباؤ بھی پانچ وولٹ ہو گا یعنی V_O = 5 ہو گا۔

جدول میں دئے بقايا ممکنات پر غور کرتے آپ آسمانی سے تمام صورتوں میں خارجی برقی دباؤ حاصل کر سکتے ہیں۔

OR gate⁵⁹
AND gate⁶⁰

2.10 یک سمیٰ روختہ بوجھ

خط بوجھ 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 سیدھے مائل ڈائیوڈ کو چالو سونج بجہ اُنھے مائل ڈائیوڈ کو منقطع سونج 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۔

شکل 2.30 میں دکھائے گئے دور کو مثال بناتے ہیں۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے مطابق اس دور کے لئے ہم یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.15) \quad V_B = v_D + i_D R$$

اس مساوات میں i_D اور v_D دو متغیرات ہیں اور یوں اسے حل کرنا ممکن نہیں۔ اسے حل کرنے کی خاطر ہمیں ڈائیوڈ کی مساوات بھی درکار ہے یعنی

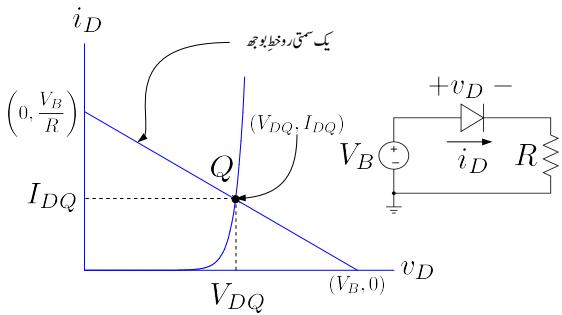
$$(2.16) \quad i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

ان دو مساوات کو کئی طریقوں سے حل کر کے i_D اور v_D اصل کئے جاسکتے ہیں۔ آئیں انہیں حل کرنے کے چند طریقے دیکھیں۔

2.10.1 گراف کا طریقہ

شکل 2.30 میں مساوات 2.15 اور مساوات 2.16 کو گراف کیا گیا ہے۔ جس نقطے پر دونوں مساوات کے خط ٹکراتے ہیں یہی ان کا حل ہے یعنی (V_{DQ} , I_{DQ})۔ اس نقطے کو یک سمیٰ نقطہ مائل⁶² یا یک سمیٰ 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۔

transistor⁶¹
DC bias point⁶²



شکل 2.30: خطِ بوچہ اور نقطہ مائل

شکل 2.30 میں مساوات 2.15 کے خط کو یک سمتی رو خطِ بوچہ⁶⁴⁶⁵ کہا گیا ہے۔ اس نام کو چھوٹا کر کے اسے خطِ بوچہ بھی کہتے ہیں۔ آئیں اس خط پر غور کرتے ہیں۔ خطِ بوچہ کی ڈھلوان⁶⁵

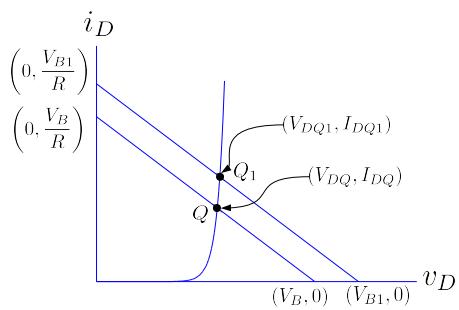
$$\frac{\Delta i_D}{\Delta v_D} = -\frac{1}{R}$$

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

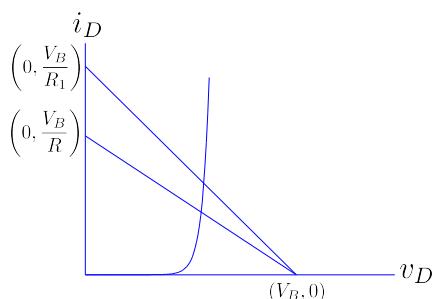
یوں اگر مزاحمت برقرار رکھتے ہوئے دور میں داخلی برقي دباؤ V_B کی قیمت بڑھا کر V_{B1} کر دی جائے تو خطِ بوچہ افقي محور کو موجودہ جگہ سے قدیر دائیں جانب $(V_{B1}, 0)$ پر ٹکرائے گا اور عمودی محور کو $\left(0, \frac{V_{B1}}{R}\right)$ پر ٹکرائے گا۔

شکل 2.31 میں خطوطِ بوچہ کو داخلی برقي V_B اور V_{B1} کے لئے گراف کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیرونی برقي دباؤ V_B بڑھانے سے خطِ بوچہ کا ڈھلوان تبدیل نہیں ہوتا اور یوں دونوں خطوط آپس میں موازی ہوتے ہیں۔ اس کے برکس اگر بیرونی برقي دباؤ V_B برقرار رکھی جائے اور مزاحمت R_1 کر دیا جائے تو خطِ بوچہ 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 قیمت R_1 کو اس کی پرانی قیمت R سے کم تصور کیا گیا ہے۔

⁶³ گوزے پر بوچہ لادا جاتا ہے۔ یہاں R بطور برقي بوچہ کردار ادا کرتا ہے اور اس کے مساوات کے گراف کو خطِ بوچہ کہتے ہیں
⁶⁴ DC load line
⁶⁵ gradient



شکل 2.31: داخلی بر قی دا کا خط بو جھ پا اثر



شکل 2.32: مزاجت کی تبدیلی کا خط بو جھ پا اثر

2.10.2 دہرانے کا طریقہ

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

مثال 2.10: شکل 2.30 میں $V_D = 0.6 \text{ V}$ اور $V_B = 15 \text{ V}$ ہیں۔ اگر اس ڈائیوڈ میں $R = 15 \text{ k}\Omega$ پر $I_D = 2 \text{ mA}$ برقی رو گزرتا ہے تو اس دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: مساوات 2.16 سے

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

حاصل ہوتا ہے۔ ہمیں تکمیل از وقت ڈائیوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی دباؤ معلوم نہیں گردئے گئے معلومات سے ہم یہ انداز کر سکتے ہیں کہ اگر برقی رو دو ملی ایکسپیسٹ کے قریب ہو تو برقی دباؤ اشاریہ چھ ولٹ کے قریب ہو گا۔

2 mA کو $I_{D_0} = 2 \text{ mA}$ کو $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$ اور I_{D_0} کو لکھتے ہوئے (یعنی $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$) ہم سوال حل کرتے ہیں۔ طریقہ کار کچھ یوں ہے کہ ہم انداز کریں گے کہ ڈائیوڈ پر V_{D_0} برقی دباؤ ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 2.15 کی مدد سے ہم برقی رو حاصل کریں گے جسے ہم I_{D_1} کہیں گے۔ مساوات 2.16 میں I_{D_1} کی قیمت استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ پر برقی دباؤ حاصل کیا جائے گا جسے ہم V_{D_1} کہیں گے۔

ڈائیوڈ پر V_{D_0} برقی رو اس صورت ہوتا جب اس میں I_{D_0} برقی رو گزرتی جگہ 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 رو V_{D_1} اصل قیمت کے زیادہ قریب برقی رو ہو گا۔ یوں اگر V_{D_1} استعمال کرتے ہوئے یہ سارا سلسلہ دوبارہ دہرا یا 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

iteration method⁶⁶

طریقے کو اس وقت تک دھرا جاتا ہے جب تک حاصل قیمتوں میں تبدیلی قابل نظر انداز ہو جائے۔ آئین 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 دباؤ گزشته اخذ کردہ قیمت سے زیادہ درست قیمت ہے لہذا اس کو استعمال کرتے ہوئے ہم ایک مرتبہ پھر مساوات 2.15 حل کرتے ہیں۔

$$I_{D_2} = \frac{15 - 0.58165}{15000} = 0.9612233 \text{ mA}$$

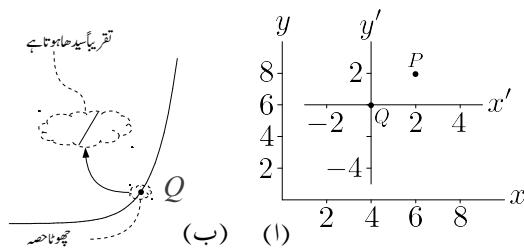
یہ جواب بالکل درست تب ہوتا اگر 0.9612233 mA پر ڈائیوڈ کا برقی دباؤ 0.58165077 V ہوتا مگر ایسا نہیں ہے لہذا ہمیں ایک مرتبہ پھر ڈائیوڈ کے برقی دباؤ کا بہتر اندازہ لگانا ہو گا۔ یوں I_{D_2} کو 0.9612233 mA اور ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کو V_{D_2} لیتے ہوئے۔

$$V_{D_2} = V_T \ln \frac{I_{D_2}}{I_S} = -0.025 \times \ln \left(\frac{0.9612233 \times 10^{-3}}{7.550269 \times 10^{-14}} \right) = 0.58168261 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اور اس نئی قیمت کو استعمال کرتے ہوئے

$$I_{D_3} = \frac{V_B - V_{D_2}}{R} = \frac{15 - 0.58168261}{15000} = 0.9612211 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ گزشته دو حاصل جواب یعنی I_{D_2} اور I_{D_3} تقریباً برابر ہیں۔ ایسا ہونا اس بات کی نشانی ہے کہ جواب اصل جواب کے بہت قریب ہے اور یوں $I_{D_4} = 0.96122 \text{ mA}$ کو ہم درست جواب تسلیم کر لیتے ہیں۔



شکل 2.33: (a) کار تیسی محمد۔ (b) خط کے چھوٹے حصے کا سیدھا پن

2.11 کار تیسی محمد اور ترسیم

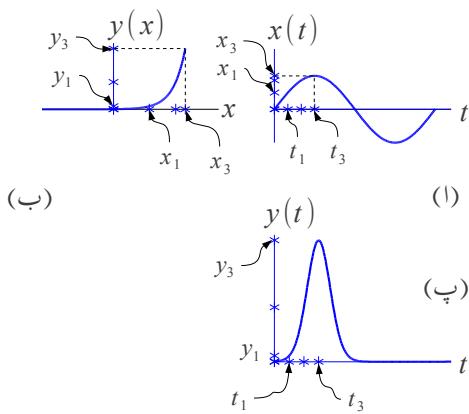
اس حصے میں کار تیسی محمد اور ترسیم پر غور کیا جائے گا جس کی اس کتاب میں کئی جگہ ضرورت پیش آئے گی۔ اگرچہ اس حصے کو کتاب کے آخر میں ضمیمہ کے طور رکھنا چاہئے تھا مگر اس کی اہمیت کو دیکھتے ہوئے میں نے اسے اس باب کا حصہ بنایا ہے۔ طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ اس حصے کو بخوبی سمجھیں۔

2.11.1 محمد کی منتقلی

شکل 2.33 اف میں دو کار تیسی محمد دکھائے گئے ہیں۔ $(y - x)$ کار تیسی محمد میں دو نقطے $P(6, 8)$ اور $Q(4, 6)$ دکھائے گئے ہیں۔ $(y' - x')$ محمد 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 2.34: وقت کے ساتھ بدلتے متغیرات کی مثال

2.11.3 گراف سے قیمت حاصل کرنے کا عمل

شکل 2.34 ب کے گراف سے مخفف 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	4.99

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

شکل 2.34 الف میں مختلف اوقات مثلاً $t_0, t_1, t_2, \dots, t_n$ پر $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$ کی قیمت حاصل کریں جہاں x_0 سے مراد t_0 پر x کی قیمت یعنی $x(t_0)$ ہے۔ t_0 تا t_n نقاط کی کل تعداد یعنی $(n+1)$ کا تعین آپ جیسے اور جتنی چاہیں کر سکتے ہیں۔ اسی طرح کسی دو قریبی نقاط کے مابین فاصلہ مثلاً

$$\Delta t_2 = t_3 - t_2$$

آپ جتنی چاہیں رکھ سکتے ہیں۔ اس کے علاوہ کسی دو قریبی نقاط کے درمیان فاصلہ مثلاً

$$\Delta t_5 = t_6 - t_5$$

اور کسی اور دو قریبی نقاط کے درمیان فاصلہ مثلاً

$$\Delta t_8 = t_9 - t_8$$

ایک دونوں سے مختلف ہو سکتے ہیں۔ اس طرح آپ کے پاس جدول 2.2 حاصل ہو گا۔

جدول 2.2: $x(t)$ بال مقابل t کا جدول					
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 $y_0, y_1, y_2, \dots, y_n$ کو استعمال کرتے ہوئے (2.3) کا جدول $y(t)$ بال مقابل t کی طرح گراف کریں۔

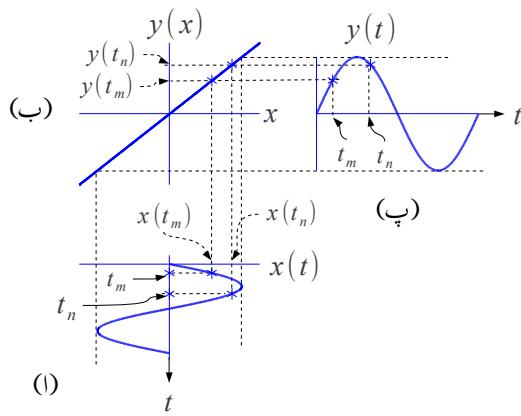
جدول 2.3: $y(t)$ بال مقابل t کا جدول					
t_0	t_1	t_2	\dots	t_n	
y_0	y_1	y_2	\dots	y_n	

یہاں میں بتانا چاہوں گا کہ اس مثال میں تفاضل $y(x)$ خم دار⁶⁷ تھا۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے تفاضل $y(t)$ سے تفاضل $x(t)$ کی حاصل کی گئی۔ اور $y(t)$ کی شکلیں باکل مختلف ہیں۔

مندرجہ بالا تمام عمل کو نہایت عمدگی اور نسبتاً زیادہ آسانی کے ساتھ بھی سرانجام دیا جا سکتا ہے۔ آئیں اس بہتر طریقے کو شکل 2.35 کی مدد سے دیکھیں جہاں بدلتے اشارہ $x(t)$ کو شکل 2.35 کا ٹکٹکا کر دکھایا گیا ہے۔ اس مثال میں بھی $x(t)$ کو سائن نما تصور کیا گیا ہے جبکہ تفاضل $y(x)$ کو سیدھا خط لینی

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

curved⁶⁷



شكل 2.35: سیدھاتھا عل اشارے کی شکل برقرار رکھتا ہے

تصور کرتے ہوئے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔⁶⁸ جیسے کہ آپ آگے دیکھیں گے، سیدھا $y(x)$ نہایت اہمیت کا حامل ہے اور اس موقع سے فائدہ اٹھاتے ہوئے ہم اسی کو استعمال کرتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ مساوات 2.17 میں شکل 2.33 ب میں نقطہ Q پر خط کے چھوٹے سیدھے حصے کی ڈھلوان ہے یعنی m

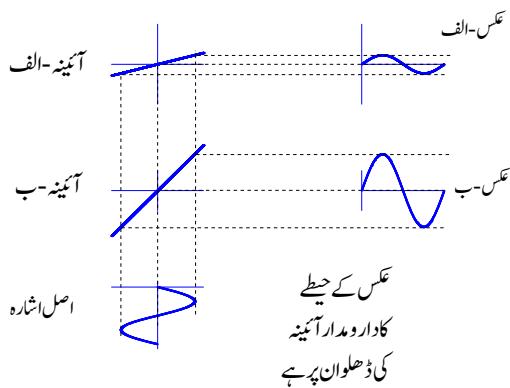
$$(2.18) \quad m = \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_Q$$

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 نشاندہی گراف پر کرداری 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 جامات 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 جامات بھی برابر ہو۔ یوں شکل ب کے $y(t_m)$ اور $y(t_n)$ نقطوں سے شکل

⁶⁸ یہ یہ خط کی مساوات $y = mx + c$ ہے جہاں c وہ نقطہ ہے جہاں خط y محور کو گذاتا 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 2.36: عکس کا حیطہ بال مقابل آئینے کی ڈھلوان

پ تک افتنگی 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 (x) y ایک خطی (یعنی غیر-خم دار) تفاضل ہے۔ اسے استعمال کرتے ہوئے شکل پ حاصل کی گئی۔ شکل پ اور شکل الف ہو بہو ایک ہی طرح ہیں۔ ان کے صرف حیطے مختلف ہو سکتے ہیں۔ یہ ایک نہایت اہم نتیجہ ہے جس کا بر قیات کے میدان میں کلیدی کردار ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے غیر-خم دار تفاضل کے اشکال میں چونکہ صرف حیطہ تبدیل ہوتا ہے لہذا عموماً اشارہ (t) x کے چوڑیوں سے شکل ب تک اور بیہاں سے شکل پ تک لکیریں کھینچ کر شکل پ مکمل کر دیا جاتا ہے۔

شکل 2.34 اور شکل 2.35 میں (t) x کو داخلی (یا اصل) اشارہ، (t) y کو خارجی (یا منعکس⁶⁹) اشارہ جبکہ (x) y 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 آئینے شکل بگاڑ دیتا ہے۔ شکل 2.36 میں آئینہ کی ڈھلوان کا عکس کے حیطے پر اثر دکھایا گیا ہے۔ آئینہ الف کی ڈھلوان آئینہ ب کی ڈھلوان سے زیادہ ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ آئینے کی ڈھلوان بڑھانے سے عکس کا حیطہ بڑھتا ہے جبکہ آئینہ کی ڈھلوان گھٹانے سے عکس کا حیطہ گھٹتا ہے۔ آئینے کی ڈھلوان یوں بھی رکھی جاسکتی ہے کہ عکس کے حیطے میں کوئی تبدیلی پیدا نہ ہو اور یہ اصل اشارہ کے حیطے کے برابر ہی رہے۔

image⁶⁹
mirror⁷⁰

مندرجہ بالاتر ذکرہ کو تحلیلی جامہ پہناتے ہیں۔ مساوات 2.17 میں $x(t)$ لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

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

اس مساوات کے تحت $y(t)$ کا حیطہ $x(t)$ کے حیطے کا گناہو گا جہاں m آئینہ کی ڈھلوان ہے۔

برقیات کے میدان میں برقی دباؤ v اور برقی رو i کا استعمال ہوتا ہے۔ رواۃ طور پر برقی دباؤ کو $x(t)$ جبکہ برقی رو کو $y(t)$ تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 2.37 میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ یک سمتی برقی دباؤ تقسیم یک سمتی برقی رو کو مزاحمت R جبکہ یک سمتی برقی رو تقسیم یک سمتی برقی دباؤ کو موصلیت G لکھا جاتا ہے۔ مزید یہ کہ باریک اشاراتی مزاحمت کو r جبکہ باریک اشاراتی موصلیت کو g لکھا جاتا ہے۔ یوں مساوات 2.18 میں چھوٹے (یعنی باریک) سیدھے حصے کی 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۔

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

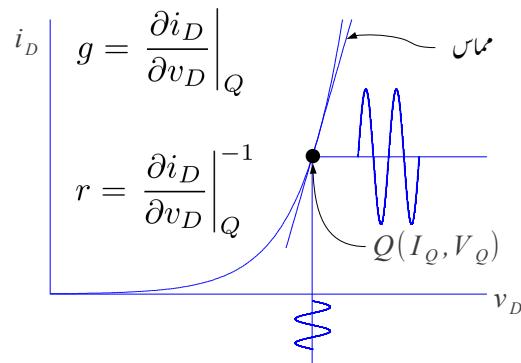
2.12 باریک اشاراتی تجزیہ

شکل 2.38 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 سلسہ وار جوڑ کر حاصل کیا گیا ہے یعنی

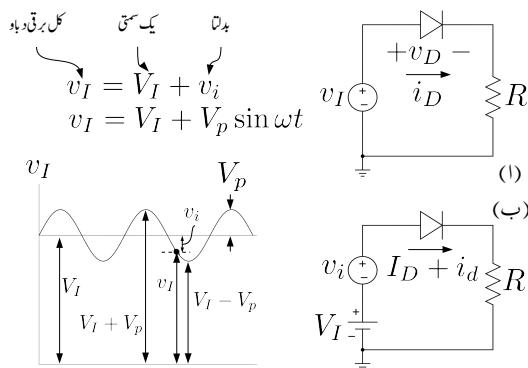
$$(2.23) \quad v_I = V_I + v_i$$

2.12. باریک اشاراتی تجزیہ

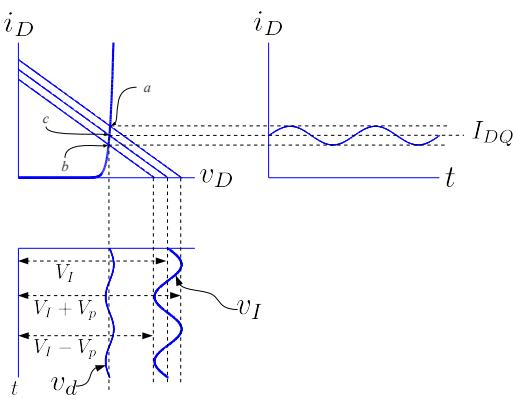
139



شکل 2.37: باریک اشاراتی موصیت اور باریک اشاراتی مزاحمت



شکل 2.38: باریک اشارہ



شکل 2.39: ڈائیوڈ پر باریک اشارات

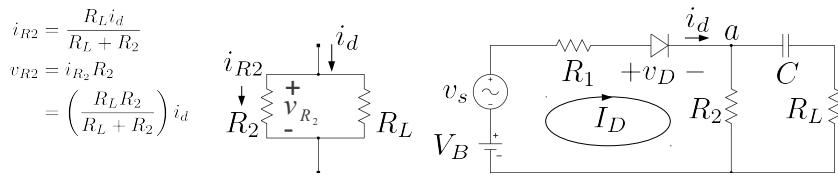
باریک اشارہ⁷¹ سے مراد وہ بدلتا اشارہ ہے جس کا جیٹ دور میں پائے جانے والے یک سمی برقی دباؤ یا یک سمی برقی رو کی قیتوں سے نہیت کم ہو (یعنی $V_I << v_i$)۔

شکل 2.31 میں تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ کا خط بو جھ پر اثر دکھایا گیا۔ اسی ترکیب کو یہاں استعمال کرتے ہوئے باریک داخلی اشارہ v_i کی موجودگی میں ڈائیوڈ کی کارکردگی پر غور کیا جائے گا۔ تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ v_I سے نپٹنے کی خاطر مختلف لمحات پر وقت کو ساکن تصور کرتے ہوئے ان لمحات پر داخلی برقی دباؤ کی کل قیمت لی جاتی ہے۔ ان قیتوں پر خط بو جھ 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 $0 = \omega t_0$ اور $\omega t_0 = 90^\circ$ پر داخلی برقی دباؤ $v_I(t_0) = V_I$ اسٹعمال کرتے خط بو جھ گراف کئے گئے ہیں۔

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

small signal⁷¹



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

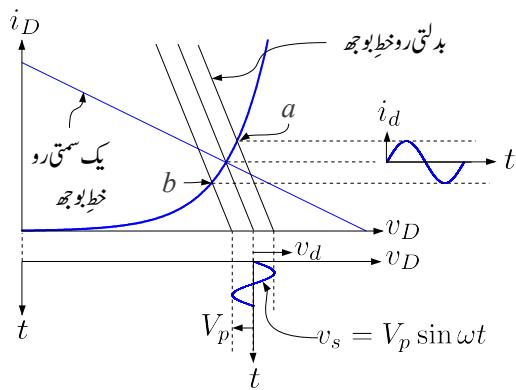
2.12.1 بدلتی رو، خطِ بوجہ

حصہ 2.10 میں یک سمی خلیہ کی گفتگو کی گئی۔ اسی کو آگے بڑھاتے ہوئے بدلتی رو، خطِ بوجہ⁷² کو یہاں پیش کیا جائے گا جس کا اگلے باہم 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 تعداد پر کپیسٹر کو قصر دور (یعنی $0 \rightarrow |X_C|$) تصور کیا جاسکتا ہے۔ چونکہ کپیسٹر میں سے یک سمی برتنی رو نہیں گزرتی لہذا یک سمی برتنی رو R_L سے نہیں گزرے گی۔ کپیسٹر کو یک سمی متغیرات کے لئے کھلے دور تصور کیا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے سے یک سمی دور حاصل ہوتا ہے جس کے یک سمی خلیہ کی ڈھلوان $\frac{-1}{R_1+R_2}$ ہو گی اور R_L کا اس میں کوئی کردار نہیں ہو گا۔

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

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

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



شکل 2.41: بدلتی رو خط بوجھ

اس طرح پہلے یک سمتی رو خط بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس سے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے۔ نقطہ مائل سے گزرتا بدلتی رو، خط بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس کی ڈھلوان بدلتے اشارہ کی بوجھ سے حاصل کی جاتی ہے۔ بدلتے اشارہ کے موجودگی میں بدلتی رو، خط بوجھ ڈائیوڈ کے خط پر نقطہ Q کے قریب تریب 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 محدود بنائے جاسکتے ہیں جن سے $v_d - i_d$ کو پڑھا جاسکتا ہے۔

i_d اور v_d کو تخلیلی طریقے سے بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل 2.40 پر غور کرتے ہیں۔ اگر یہاں $v_s = 0$ رکھا جائے تو ہائی دائرے میں صرف یک سمتی برتنی رو I_D گزرتے گی جس سے مزاحمت R_2 پر برتنی دباؤ $I_D R_2$ پیدا ہو گا۔ یہی برتنی دباؤ جو a پر پہلا جائے گا۔ R_L اور کپیسٹر C آپس میں سلسلہ دار جڑے ہیں۔ یوں ان کی برتنی رکاوٹ $R_L + \frac{1}{j\omega C}$ ہے۔ یہ برتنی رکاوٹ R_2 کے متوازی جڑی ہے۔ R_L اور کپیسٹر مل کر برتنی رکاوٹ Z پیدا کرتے ہیں جہاں

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

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

کے برابر ہے۔ کپیسٹر یک سمتی برتنی رو کے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا R_L میں یک سمتی برتنی رو کی

قیمت صفر کی پیٹر ہو گی اور اس پر یک سمتی بر قی دباؤ کی قیمت بھی صفر ولٹ ہو گا۔ کپیٹر C جوڑ a پر پائے جانے والے یک سمتی بر قی دباؤ کو برداشت کرے گا اور یوں کپیٹر پر $V_C = I_D R_2$ بر قی دباؤ پایا جائے گا۔ کر خوف کے قانون برائے بر قی دباؤ سے لکھا جاسکتا ہے۔

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

آئین اب شکل 2.40 میں یک سمتی بر قی 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 بر قی رو $i_D = I_D + i_d$ پیدا کریں گے۔ I_D کی کہانی تبدیل نہیں ہوتی البتہ i_d پر غور درکار ہے۔ i_d مزاحمت R_1 اور ڈائیوڈ سے گزرتے ہوئے جوڑ a پر پہنچتی ہے جہاں اسے دورانست ملتے ہیں۔ اس مثال کی خاطر کپیٹر کو یک سمتی بر قی رو کے لئے قصر دور تصور کرتے ہوئے صورت حال کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔ i_d کا کچھ حصہ R_2 میں گزرے کا یعنی

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

یوں R_2 میں کل بر قی رو کی قیمت $I_D + i_{R2}$ ہو گی۔ کر خوف کے قانون برائے بر قی دباؤ کو باعین دائرے میں استعمال کرتے ہوئے

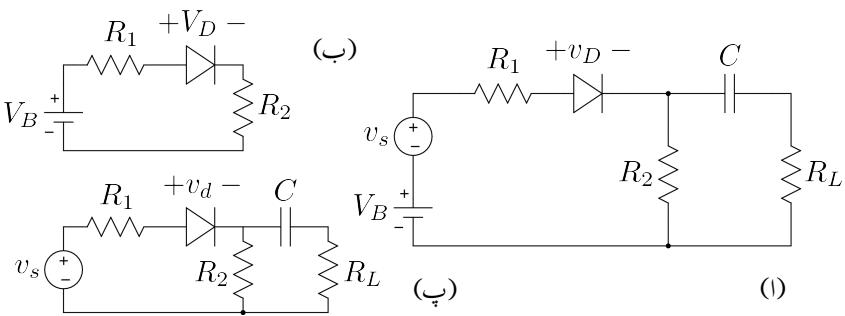
$$\begin{aligned} V_B + v_s &= I_D R_1 + v_D + (I_D + i_{R2}) R_2 \\ &= (I_D + i_d) R_1 + (V_D + v_d) + \left[I_D + \left(\frac{R_L}{R_L + R_2} \right) i_d \right] R_2 \end{aligned}$$

لکھا جائے گا جہاں دوسرے قدم پر $i_D = I_D + i_d$ اور $v_D = V_D + v_d$ کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات کو دو مساوات میں یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(2.29) \quad V_B = I_D R_1 + V_D + I_D R_2$$

$$(2.30) \quad v_s = i_d R_1 + v_d + i_d \left(\frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right)$$

مندرجہ بالا مساوات کا پہلا جزو یک سمتی خط بوجھ کی مساوات ہے جبکہ اس کا دوسرا جزو بدلتی رو خط بوجھ کی مساوات ہے۔ شکل 2.40 کو شکل 2.42 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں اصل دور کے ساتھ ساتھ دو مزید ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل 2.42 ب میں صرف یک سمتی منع V_B استعمال کرتے ہوئے اصل دور کے وہ حصے دکھائے گئے ہیں جن میں یک سمتی بر قی رو I_D گزرتی ہے۔ اس میں کر خوف کے قانون برائے بر قی دباؤ سے مساوات 2.29 کا پہلا جزو حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح شکل 2.42 پ میں صرف بدلتا منع v_s استعمال کرتے ہوئے اصل دور کے وہ حصے شامل کئے گئے ہیں جن میں بدلتی بر قی رو i_d گزرتی ہے۔ اس شکل میں ڈائیوڈ پر بر قی دباؤ کو v_d لکھتے ہوئے اس بات کی



شکل 2.42: دور کا یک سمتی اور بدلتے حصے میں تقسیم

وضاحت کی گئی ہے کہ ڈائیوڈ پر بدلتے برقی دباؤ کی بات کی جا رہی ہے۔ اس دور پر کرنخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے مساوات 2.29 کا دوسرا جزو حاصل ہوتا ہے۔ بدلتی روختی بوجھ کی مساوات میں ڈائیوڈ کا باریک اشارات مزاجت استعمال کرتے ہوئے ہے اور یوں اس خط سے $i_d = v_d r_d$ لکھا جاسکتا ہے اور یوں اس خط سے $v_s = i_d R_1 + i_d r_d + i_d \left(\frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right)$ حاصل کیا جاسکتا ہے۔

$$v_s = i_d R_1 + i_d r_d + i_d \left(\frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right)$$

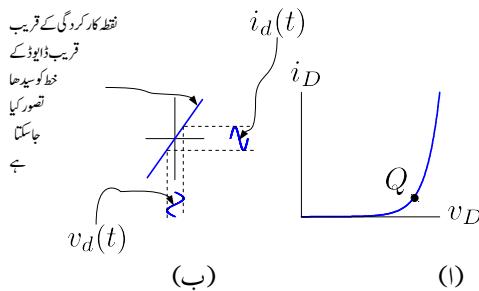
$$i_d = \frac{v_s}{R_1 + r_d + \left(\frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right)}$$

اور $v_d = i_d r_d$ کے استعمال سے v_d حاصل کیا جاسکتا ہے۔

یوں اصل شکل ب اور شکل پ کے طرز پر بناتے ہوئے یک سمتی اور بدلتی برقی رو (اور بدلتے برقی دباؤ) باری حاصل کرنے جاسکتے ہیں۔ یہ نہیں اہم اور عمومی ترکیب ہے جسے برقیات کے میدان میں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں اس ترکیب کا باریک اس استعمال کیا جائے گا۔

2.12.2 باریک اشاراتی مزاجت

تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ میں باریک اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل نقطہ مائل کو شکل 2.39 میں c سے ظاہر کیا گیا ہے۔ باریک اشارہ کی موجودگی میں یہ نقطہ تبدیل ہوتے ہوئے a اور b کے درمیان رہتا ہے۔ ان



شکل 2.43: ڈائیوڈ کے باریک اشارات کا حصول

دو نکتوں کے مابین ڈائیوڈ کا خط تقریباً ایک سیدھی لکیر کی مانند ہے۔⁷³ یاد رہے کہ مزاحمت کی برتنی دباؤ بالمقابل برتنی رو کا خط سیدھی لکیر ہوتا ہے۔ اگر نقطہ c پر $v_d - i_d$ کا کارتنی محدود بنایا جائے⁷⁴ اور گراف کو b سے a تک محدود کر دیا جائے تو اس خطے میں ڈائیوڈ کے مساوات کا گراف عام مزاحمت کا گراف معلوم ہوتا ہے۔ شکل 2.43 اف کے نقطہ کارکردگی Q کے قریب قریب رہتے ہوئے ڈائیوڈ کے خط کو سیدھا تصور کرتے ہوئے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ یوں ان دونوں نکتوں کے مابین ڈائیوڈ کو مزاحمت r_d تصور کیا جاسکتا ہے جیسا

$$(2.31) \quad r_d = \frac{v_d}{i_d}$$

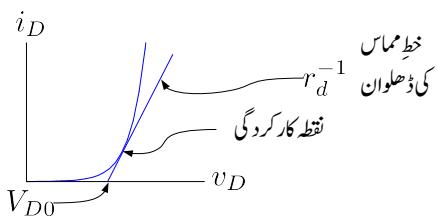
شکل 2.43 میں وسیع اشاراتی محدود $(i_d - v_d)$ جبکہ شکل 2.43 ب میں باریک اشاراتی محدود r_d استعمال کئے گئے ہیں۔ شکل ب میں یہ بھی دیکھتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت r_d کو استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی برتنی دباؤ $v_d(t)$ پر اس کے باریک اشاراتی برتنی رو $i_d(t)$ کا خط بھی نہیں آسانی کے ساتھ حاصل کیا جاسکتا ہے۔ باریک اشارہ کے موجودگی میں ڈائیوڈ نقطہ مائل کے قریب قریب رہے گا۔ یوں اگر نقطہ c کو (V_{DQ}, I_{DQ}) لکھا جائے تو نقطہ a کو $(V_{DQ} + \Delta V_{DQ}, I_{DQ} + \Delta I_{DQ})$ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں نقطہ c پر ڈائیوڈ کی مزاحمت r_d جبکہ نقطہ b کو $(V_{DQ} - \Delta V_{DQ}, I_{DQ} - \Delta I_{DQ})$ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں حاصل کی جائے گی۔

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

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

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

⁷⁴ حصہ 2.11.1 میں محدود کی متعلقی پر بحث کی گئی۔



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

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 جا سکتا 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

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

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

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

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

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

small signal resistance⁷⁵
tangent⁷⁶
differentiation⁷⁷

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

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

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

حل: مساوات 2.35 کے تحت پر $i_D = 15mA$

$$(2.36) \quad r_d = \frac{25 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-3}} = 1.667 \Omega$$

اور $i_D = 25 \mu\text{A}$

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

2.13 طبیعت نیم موصل اشیاء

ڈائیوڈ نیم موصل ⁷⁸ مواد سے بنائے جاتے ہیں۔ اس حصہ میں نیم موصل اشیاء کی طبیعت پر غور کیا جائے گا۔ اگرچہ بر قیاتی پر زہ جات جرمینیم یا سلیکان دونوں سے بنائے جاسکتے ہیں، حقیقت میں سلیکان کی عدمہ خوبیوں کی بدولت بر قیاتی پر زہ جات زیادہ تر سلیکان سے بنایا جاتا ہے۔ اسی وجہ سے اس کتاب میں صرف سلیکان پر بات کی جائے گی۔

semiconductor⁷⁸

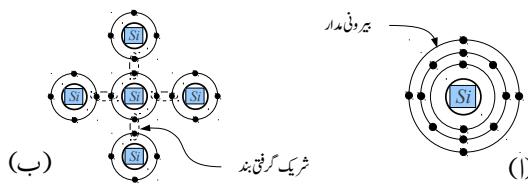
کیمیائی دوری جدول⁷⁹ کے چوتھے قطار یعنی چوتھے جماعت⁸⁰ میں کاربن C⁸¹، سیلیکان Si⁸²، جرمینیم Ge⁸³ وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان تمام عناصر⁸⁴ کے ایٹمی نمونہ ایٹمی نمونہ⁸⁵ کے بیرونی مدار⁸⁶ میں چار الیکٹران⁸⁷ پائے جاتے ہیں۔ یوں ان کی کیمیائی گرفت⁸⁸ +4 یا -4 ممکن ہے۔ اس جماعت کے عناصر شریک گرفتی⁸⁹ بناتے ہیں۔

بر قیمتی پر زہ جات بنانے کی خاطر 99.9999999% فی صد خالص سیلیکان درکار ہوتا ہے جسے عموماً نو۔ نو صاف سیلیکان پکارا جاتا ہے۔ اتنی خالص سیلیکان حاصل کرتا از خود فنی مہارت کی انتہا ہے۔ خالص سیلیکان غیر موصل ہوتا ہے البتہ اس میں، نہیت باریک مقدار میں، مختلف اجزاء کی ملاوٹ⁹⁰ سے اس کے موصلیت⁹¹ کو تبدیل کر کے اسے موصل بنایا جا سکتا ہے۔ اسی لئے سیلیکان کو نیم موصل⁹² پکارا جاتا ہے۔ وزن کے لحاظ سے زمین کے بیرونی ٹھوس سطح کا 28% سیلیکان پر مشتمل ہے۔ عام ریت سیلیکان اور آسکیجن کا مرکب SiO_2 ہے۔

سیلیکان کا ایشمی عدد⁹³ یا جوہری عدد 14 ہے۔ یوں اس کے بیرونی مدار میں چار الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ اس کے بیرونی مدار میں آٹھ ایکٹران پورا کرنے کی خاطر یہ چار قربتی سیلیکان ایٹمیں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنا کر سیلیکان کا قلم⁹⁴ بناتا ہے۔ شکل 2.45 میں اس کی سادہ صورت دکھائی گئی ہے۔ حقیقی صفر حرارت 0K پر موجود سیلیکان کے قلم میں تمام شریک گرفتی بند برقرار رہتے ہیں اور یوں اس میں آزاد الیکٹران کے عدم موجودگی کی وجہ سے یہ غیر موصل ہوتا ہے۔ جیسے جیسے سیلیکان کا درجہ حرارت بلند کیا جائے، حرارتی توانائی کی بنا پر اس میں جگہ جگہ شریک گرفتی بند منقطع ہونا شروع ہو جاتے ہیں۔

شریک گرفتی بند میں قید الیکٹران اس بند کے ٹوٹنے سے آزاد ہو جاتا ہے۔ بند کے ٹوٹنے سے الیکٹران خارج ہو کر آزاد مقنی بار کے طور سیلیکان میں حرکت کرتا ہے اور یوں یہ قلم کی موصلیت میں کردار ادا کرتا ہے۔ اس طرح

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
semiconductor ⁹²
atomic number ⁹³
crystal ⁹⁴



فکل 2.45: سیکان اسٹم اور سیکان قلم میں شریک گرفت بند

شریک گرفت بند کی قید سے آزاد ہوا الیکٹران جواب سیکان میں آزادی سے حرکت کر سکتا ہو کو آزاد الیکٹران⁹⁵ یا متحرک الیکٹران⁹⁶ کہتے ہیں۔ اسی طرح شریک گرفت بند ٹوٹنے کی وجہ سے الیکٹران کے اخراج سے اس مقام پر خالی خلاء رہ جاتا ہے اور یہاں موجود سیکان کا ایٹم ثابت بار اختیار کر لیتا ہے۔ ثابت ایٹم قریب موجود شریک گرفت بندوں سے الیکٹران کھینچ کی کوشش کرتا ہے اور کبھی بکھار لیا کرنے میں کامیاب ہو جاتا ہے۔ یوں اس ایٹم کا بار دوسرے ایٹم کو منتقل ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس خلاء کا مقام بھی تبدیل ہو کر دوسرے ایٹم کے مقام پر منتقل ہو جاتا ہے۔ ایسا بار بار ہونے سے خلاء مسلسل جگہ تبدیل کرتا ہے۔ خلاء اور ثابت ایٹم کا مقام ایک ساتھ حرکت کرتے ہیں گویا کہ خلاء از خود ثابت بار ہو۔ یوں سیکان میں آزادی سے حرکت کرتے ثابت خلاء کو آزاد خول⁹⁷ یا متحرک خول⁹⁸ کہتے ہیں۔ آزاد خول بالکل آزاد الیکٹران کی طرح سیکان کی موصیت میں کردار ادا کرتا ہے۔ آزاد خول کا بار الیکٹران کے بار کے برابر مگر ثابت ہوتا ہے۔

حرارت سے شریک گرفت بند ٹوٹنے کی وجہ سے پیدا آزاد الیکٹران (متفق بار) کو حرارق الیکٹران⁹⁹ جبکہ اس سے پیدا آزاد خول (ثابت بار) کو حرارق خول¹⁰⁰ بھی کہتے ہیں۔ چونکہ ایک شریک گرفت بند ٹوٹنے سے ایک آزاد الیکٹران اور ایک آزاد خول وجود میں آتے ہیں لہذا حرارتی الیکٹران اور حرارتی خول کی تعداد ہر صورت برابر رہتی ہے۔ حرارت سے پیدا الیکٹران اور خول کو اقلیتی الیکٹران¹⁰¹ اور اقلیتی خول¹⁰² بھی کہتے ہیں۔ حرارت سے آزاد الیکٹران اور آزاد خول کے پیدائش کے عمل کو حرارتی پیدائش¹⁰³ کہتے ہیں۔ حرارتی پیدائش کی شرح¹⁰⁴

free electron⁹⁵
mobile electron⁹⁶
free hole⁹⁷
mobile hole⁹⁸
thermal electron⁹⁹
thermal hole¹⁰⁰
minority electrons¹⁰¹
minority hole¹⁰²
thermal generation¹⁰³
thermal generation rate¹⁰⁴

کا انحصار درجہ حرارت پر ہے۔

آزاد الیکٹران اور آزاد خول سیلیکان میں بلا ترتیب حرکت کرتے ہیں اور ایسا کرتے ہوئے کبھی کبھار آپس میں دوبارہ جڑ جاتے ہیں۔ ان کے جڑنے سے ایک آزاد الیکٹران اور ایک آزاد خول کا وجود ختم ہو جاتا ہے۔ اس عمل کو دوبارہ جڑنا¹⁰⁵ جبکہ اس کی شرح کو دوبارہ جڑنے کی شرح¹⁰⁶ کہتے ہیں۔

جب حرارتی پیدائش کی شرح اور دوبارہ 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۔

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

جہاں

n_i حرارتی الیکٹران کی تعداد فی مرلیع سنتی میٹر ہے۔

p_i حرارتی خول کی تعداد فی مرلیع سنتی میٹر ہے۔

B کی مقدار ہر عنصر کے لئے مختلف ہے۔ سیلیکان کے لئے اس کی قیمت 5.4×10^{31} ہے۔

T حرارتی ہے۔ اس کی اکالی کیلوں K ہے۔

k بولٹزمن کا مستقل $8.62 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$

E_G یہ شریک گرفتی بند منقطع کرنے کے لئے درکار توانائی ہے جس کی قیمت سیلیکان کے لئے 1.12 eV ہے۔

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

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

recombination¹⁰⁵
recombination rate¹⁰⁶
number density¹⁰⁷

2.14 منفی قسم کا نیم موصل

کیمیائی دوری جدول کے پانچوں جماعت میں ناٹروجن N، فاسفورس P وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان عناصر کے ایٹھوں کے بیرونی مدار میں پانچ الکیٹران پائے جاتے ہیں۔ ناٹروجن کو مثال بناتے دیکھتے ہیں کہ سیلیکان کے قلم میں ان عناصر کی، نہلیت باریک مقدار میں، موجودگی کے کیا اثرات مرتب ہوتے ہیں۔

سیلیکان کے قلم میں سیلیکان کے ایٹھ ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سیلیکان کے قلم میں شامل کئے جانے والے ملاوی ناٹروجن کے ایٹھوں کی تعداد نہایت کم ہوتی ہے اور یوں ناٹروجن کے ایٹھوں کی موجودگی کا قلم میں ایٹھوں کے ترتیب پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شامل کئے جانے والے ملاوی ناٹروجن کے ایٹھ قلم میں ایٹھ کو سیلیکان ایٹھ کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔ شکل 2.46 میں ناٹروجن کے ایٹھ کو سیلیکان کے قلم میں بنتے دکھایا گیا ہے۔ ناٹروجن ایٹھ کے بیرونی مدار میں موجود پانچ الکیٹرانوں میں سے چار الکیٹران قلم میں قریب چار سیلیکان ایٹھوں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنانے پیں جبکہ پانچوں الکیٹران فالتوڑہ جاتا ہے۔ اس فالتوڑا الکیٹران کا ناٹروجن ایٹھ کے ساتھ کمزور بند¹⁰⁸ ہوتا ہے جسے الکیٹران کی حرارتی توانائی جلد منقطع کر کے الکیٹران کو آزاد کر دیتی ہے۔ اس طرح آزاد الکیٹران قلم میں مکمل آزادی کے ساتھ حرکت کر سکتے ہیں جس سے قلم موصل ہو جاتا ہے۔ قلم میں ناٹروجن ایٹھوں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا جاتا ہے۔ شکل 2.46 میں ایک آزاد الکیٹران¹⁰⁹ کو سیلیکان ایٹھوں کے مابین دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر شامل کئے گئے ملاوی ناٹروجن ایٹھوں کی تعدادی کشافت N_D ایٹھ فی مربع سنٹی میٹر ہوتی اس سے پیدا آزاد الکیٹرانوں کی کشافت n_{n0} تقریباً اتنی ہی ہو گی یعنی

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

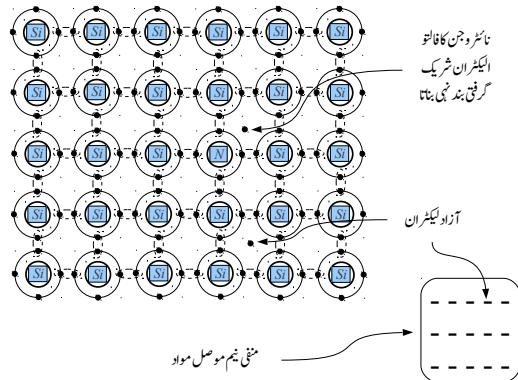
اس مساوات میں حرارتی آزاد الکیٹرانوں کی تعداد کو نظر انداز کیا گیا ہے جو کہ ایک جائز قدم ہے۔ نیم موصل اشیاء کی طبیعتیں سے معلوم ہوتا ہے کہ حرارتی توازن کی صورت میں آزاد الکیٹران کی کشافت n_{n0} اور آزاد خول کی کشافت p_{n0} کے ضرب کا جواب اٹل ہوتا ہے یعنی

$$(2.41) \quad n_{n0} p_{n0} = n_i^2$$

جہاں کسی بھی درجہ حرارت پر n_i^2 کی قیمت مساوات 2.38 سے حاصل ہو گی۔ یوں منفی نیم موصل سیلیکان میں آزاد خول کی کشافت

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

bond¹⁰⁸
free electron¹⁰⁹



شکل 2.46: ناکڑو جن کی شمولیت سے منفی نیم موصل کا حصول

ہو گی۔ منفی نیم موصل میں اکثریتی الیکٹرونوں¹¹⁰ کی کثافت شامل کئے جانے والے مادوں ایٹموں کی تعداد پر منحصر ہے جبکہ اس میں اقلیتی خول¹¹¹ کی کثافت درجہ حرارت پر منحصر ہے۔ منفی نیم موصل میں آزاد الیکٹران کی تعداد آزاد خول کی تعداد سے کمی درجہ زیادہ ہو گی۔

اسمثال میں ناکڑو جن کی شمولیت سے سیلکان میں متحرک آزاد الیکٹران یعنی متھرک منفی بار¹¹² نے موصلیت پیدا کی۔ ایسے سیلکان کو منفی قسم کا نیم موصل یا منفی نیم موصل¹¹³ کہتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل تیار کرنے کی خاطر سیلکان میں کیمیائی دوری جدول کے پانچویں جماعت کے عناصر بطور ملاوت شامل کئے جاتے ہیں۔ کسی بھی مکمل ایٹم میں پروٹون اور الیکٹران کی تعداد برابر ہوتی ہے۔ یوں ایٹم کا کل بار صفر ہوتا ہے۔ سیلکان میں ناکڑو جن بطور ملاوت شامل کرنے سے اس کا کل بار صفر ہی رہتا ہے۔ ناکڑو جن ایٹم کے فالتوں الیکٹران کی جدائی کے بعد ناکڑو جن ایٹم ثابت بار رکھتا ہے۔ یوں اگرچہ قلم کا کل بار اب بھی صفر ہی ہے لیکن جس مقام پر ناکڑو جن کا ثبت ایٹم موجود ہو اس مقام پر کل بار ثبت ہو گا اور جس مقام پر آزاد الیکٹران موجود ہو وہاں کل بار منفی ہو گا۔

قلم میں تمام ایٹم اپنی اپنی جگہ جکڑے رہتے ہیں۔ یہ اپنی اپنی جگہ جھوٹ سکتے ہیں لیکن جگہ تبدیل نہیں کر سکتے۔ ایسے ایٹموں کو ساکن تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ قلم میں جگہ جگہ ساکن ثابت بار والے ناکڑو جن ایٹم

majority electrons¹¹⁰

minority holes¹¹¹

mobile negative charge¹¹²

n-type semiconductor¹¹³

پائے جاتے ہیں۔ یوں منفی قسم کے نیم موصل قلم میں ثبت بار ساکن رہتے ہیں جبکہ اس میں منفی بار (آزاد الیکٹران) حرکت پذیر ہوتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل مواد میں برقی روکا بہاؤ آزاد الیکٹران کے حرکت سے ہوتا ہے۔ آزاد الیکٹران نیم موصل مواد کے وجود میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ایٹم یا مالکیوں حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد الیکٹران کو کبھی کھار الیکٹران گیس¹¹⁴ بھی کہا جاتا ہے۔

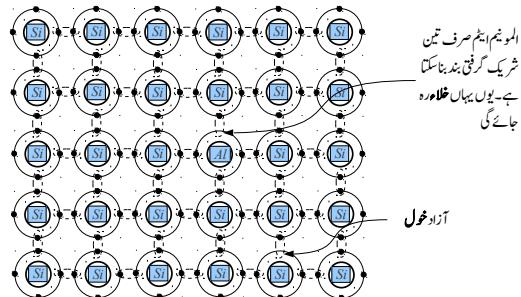
ان دو اقسام کے باروں کا تذکرہ کرتے عموماً ساکن بار¹¹⁵ اور متحرک بار¹¹⁶ کی بات کی جاتی ہے۔ یوں منفی قسم کے نیم موصل مادے میں موصلیت صرف متحرک باروں کی وجہ سے پیدا ہوتی ہے۔ ساکن بار کا قلم کے موصلیت پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ منفی نیم موصل مواد کو ظاہر کرنا بھی شکل میں دکھایا گیا ہے جہاں (-) آزاد الیکٹران کے وجود کو اجاگر کرتا ہے ناکہ کلہ برقی بار کو۔ سلیکان میں بیرونی مادہ مثلًا ناکڑ و جن کے شمولیت سے پیدا آزاد الیکٹران کو اکثریتی الیکٹران¹¹⁷ بھی کہتے ہیں۔

2.15 ثبت قسم کا نیم موصل

کیمیائی دوری جدول کے تیرے جماعت میں بوران B، المونیم Al وغیرہ پائے جاتے ہیں جن کے بیرونی مدار میں صرف تین الیکٹران ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں اس جماعت کے عناصر کی شمولیت کے اثرات دیکھنے کی خاطر المونیم 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 المونیم ایٹوں کی تعداد نہایت کم ہونے کی بنا پر یہ قلم میں ایٹوں کے ترتیب پر اثر انداز نہیں ہوتے۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹ المونیم کے ایٹم قلم میں جگہ جگہ سلیکان ایٹم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔

شکل 2.47 میں المونیم کے ایٹم کو سلیکان کے قلم میں لیتے دکھایا گیا ہے۔ قلم میں لیتے المونیم ایٹم کے بیرونی مدار میں موجود تین الیکٹران قلم میں قریب تر تین سلیکان ایٹوں کے ساتھ شریک گرفت بند بناتے ہیں۔ المونیم ایٹم کے بیرونی مدار میں چوتھے الیکٹران کی عدم موجودگی کی بنا پر قریب چوتھے سلیکان ایٹم کے ساتھ شریک گرفت بند بنانا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں اس بند کی جگہ خلاء رہ جاتی ہے۔

electron gas¹¹⁴
immobile charges¹¹⁵
mobile charges¹¹⁶
majority electrons¹¹⁷



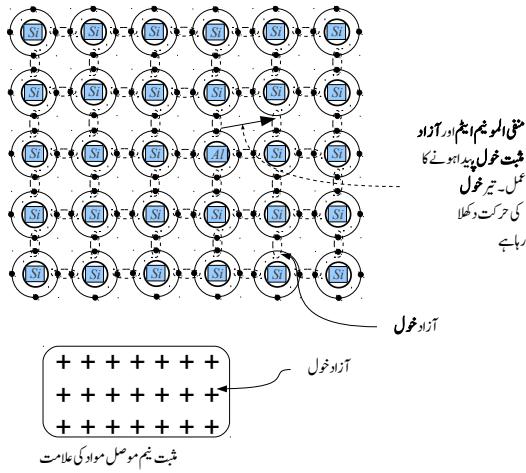
شکل 2.47: المونیم ایٹم قلم میں سیلیکان ایٹم کی جگہ لیتا ہے

شکل 2.48 کو دیکھتے ہوئے آگے پڑھیں۔ حرارتی توانائی سے عین ممکن ہوتا ہے کہ اس خلاء کے قریب کوئی شریک گرفتی بند منقطع ہو جائے اور وہاں سے الیکٹران خارج ہو جائے۔ خارج شدہ الیکٹران بھیکھتا بھیکھتا المونیم کے قریب خلاء کو پُر کر کے یہاں شریک گرفتی بند کو جنم دیتا ہے۔ ایسا ہونے سے المونیم ایٹم منقی بار اختیار کر لیتا ہے جبکہ جہاں سے الیکٹران خارج ہوا ہو اس مقام پر ثبت آزاد خول¹¹⁸ رہ جاتا ہے۔ اس ثبت آزاد خول کو خول الف کہتے ہوئے گفتگو آگے بڑھاتے ہیں۔ اسی طرح حرارتی توانائی نو پیدا خول الف کے قریب کسی اور شریک گرفتی 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 یہاں آزاد خول مسلسل جگہ تبدیل کرے گا جبکہ منقی المونیم ایٹم ساکن رہتا ہے۔ مسلسل حرکت پذیر ثبت خول (آزاد خول) کی بدولت قلم کی موصلیت وجود میں آتی ہے جبکہ ساکن منقی بار (المونیم ایٹم) کا قلم کی موصلیت میں کوئی کردار نہیں۔ یہاں ثبت نیم موصل مواد میں بر قی روکا یہاں آزاد خول کے حرکت سے ہوتا ہے۔

چونکہ اس طرح کے قلم میں خول بطور ثبت بار کردار ادا کرتا ہے اور یہی موصلیت کو جنم دیتا ہے لہذا اس مثبت قسم کی نیم موصل مواد یا مثبت نیم موصل¹¹⁹ کہتے ہیں۔ ثبت 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 ایٹوں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا جاتا ہے۔ آزاد خول نیم موصل مواد کے وجود

free hole¹¹⁸
p-type semiconductor¹¹⁹



شکل 2.48: آزاد خول کی حرکت اور شبت نیم موصل مواد ظاہر کرنے کی علامت

میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ایٹم یا الکٹریوں حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد خول کو کبھی کچھار خول گیس¹²⁰ بھی کہا جاتا ہے۔ سیکان میں یہ ورنی مواد مثلاً Al کے شمولیت سے پیدا آزاد خول کو اکثریتی خول¹²¹ بھی کہتے ہیں۔ شبت نیم موصل سیکان بناتے وقت اگر اس میں شامل کئے جانے والے مادوںی ایٹموں کی کثافت N_A ایٹم فی مرلخ سینیٹ میٹر ہوت 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 الکٹرانوں 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۔ شبت نیم موصل میں اکثریتی خول¹²² کی کثافت شامل کئے جانے والے مادوںی ایٹموں کی تعداد پر منحصر ہے جبکہ اس میں اقلیتی الکٹرانوں¹²³ کی کثافت درجہ حرارت پر منحصر ہے۔

hole gas ¹²⁰	majority holes ¹²¹
majority holes ¹²²	minority electrons ¹²³

2.16 مال برداری

آزاد الیکٹران 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 بہاو انہیں کی بدولت ہے۔

2.16.1 نفوذ

نفوذ سے مراد الیکٹران اور خول کی وہ بلا ترتیب حرکت ہے جو حرارتی توانائی کی وجہ سے پیدا ہوتی ہے۔ سلیکان میں آزاد الیکٹران (آزاد خول) کی سلیکان تعدادی کثافت کی صورت میں آزاد الیکٹران (آزاد خول) کے نفوذ سے برقی رو پیدا نہیں ہوتی البتہ اگر کسی طرح آزاد الیکٹران (یا آزاد خول) کی تعدادی کثافت ایک مقام پر زیادہ کر دی جائے تو اس صورت میں زیادہ تعدادی کثافت والے مقام سے کم تعدادی کثافت کے مقام کی جانب آزاد الیکٹرانوں (خولوں) کا بہاو ہو گا جس سے برقی رو پیدا ہو گی۔ ایسے برقی رو کو نفوذی برقی رو¹²⁷ کہتے ہیں۔ اس حقیقت کو شکل 2.49 کی مدد سے بہتر سمجھا جاسکتا ہے جہاں فرضی سلیکان کے ایک سلاخ میں لمبائی کے جانب آزاد الیکٹرانوں کی تعداد تبدیل ہوتے دکھائی گئی ہے۔ اسی شکل میں اس کا گراف بھی دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں آزاد الیکٹران دائیں جانب نفوذ کریں گے۔ اس طرح سلاخ میں روایتی برقی رو کی سمت بائیں جانب ہو گی۔

پانی میں رنگ نفوذ کے ذریعہ حل ہوتا ہے۔ آزاد خول کے نفوذی برقی رو کی مساوات شکل 2.50 کی مدد سے حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں سلیکان 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 $pA\Delta x / 2$ ، بائیں جانب اور آدھے دائیں جانب حرکت کریں گے۔ اسی طرح حصہ ب کے آدھے خول، یعنی $(p + \Delta p)A\Delta x / 2$ ، بائیں اور آدھے دائیں جانب حرکت کریں گے۔ یوں ان دو نقطوں کے درمیان نقطہ دار لکیر پر دائیں جانب گزرتے کل خولوں کی تعداد

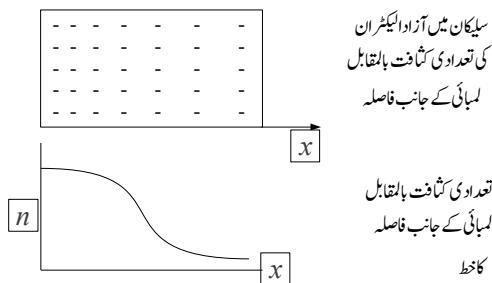
$$\frac{pA\Delta x}{2} - \frac{(p + \Delta p)A\Delta x}{2} = -\frac{\Delta pA\Delta x}{2}$$

diffusion¹²⁴

drift¹²⁵

transportation¹²⁶

diffusion current¹²⁷



شکل 2.49: تعدادی کثافت میں نامواری نفوذ پیدا کرتا ہے۔

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

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

تصور کریں کہ بادوں کی یوں منتقلی وقت Δt میں عمل میں آتی ہے۔ اس طرح سلاخ میں برقی رو $I_p =$ ہو گی یعنی $\Delta Q_p / \Delta t$

$$I_p = \frac{\Delta Q_p}{\Delta t} = -\frac{q \Delta p A \Delta x}{2 \Delta t}$$

اس برقی رو کی کثافت J_p کو یوں لکھا جا سکتا 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 جا سکتا ہے۔

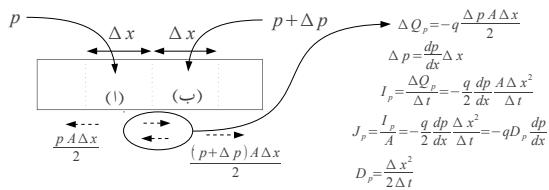
$$(2.46) \quad \Delta p = \frac{dp}{dx} \Delta x$$

ان دو مساواتوں سے حاصل ہوتا ہے

$$(2.47) \quad J_p = \frac{I_p}{A} = -q \frac{dp}{dx} \frac{\Delta x^2}{2 \Delta t}$$

اس مساوات میں

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



شکل 2.50: آزاد خول سے حاصل نفوذی بر قی رو

لکھ کر حاصل ہوتا ہے

$$(2.49) \quad J_p = -q D_p \frac{dp}{dx}$$

یہ مساوات نفوذی بر قی رو کی کثافت یا کثافتِ نفوذی رو¹²⁸ کو بیان کرتا ہے۔¹²⁹ جہاں

J_p آزاد خولوں سے پیدا نفوذی بر قی رو کی کثافت¹³⁰ ہے۔

q خول کے بر قی بدر کی مقدار یعنی $C \times 10^{-19} \times 1.6$ ہے۔

D_p خول کے نفوذ کا مستقل¹³¹ ہے۔ سیکان میں $D_p = 12 \text{ cm}^2/\text{s}$ کے برابر ہوتا ہے۔

p آزاد خول کی تعدادی کثافت ہے۔

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

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

اس مساوات میں منفی کی علامت استعمال نہ کرنے سے ہی بر قی رو کی صحیح سمت حاصل ہوتی ہے۔ D_n آزاد الیکٹران کے نفوذ کا مستقل¹³² ہے جس کی قیمت سیکان کے لئے $34 \text{ cm}^2/\text{s}$ ہے۔

diffusion current density¹²⁸
نفوذ کے دریچہ مال برداری کے اس قلیل کو اضافہ فیک آدالف (Adolf Fick) نے دریافت کیا¹²⁹
diffusion current density¹³⁰
hole's diffusion constant¹³¹
electron's diffusion constant¹³²

2.16.2 بہاو

آزاد الکٹر ان اور آزاد خول کے حرکت کرنے کا دوسرا ذریعہ بہاو¹³³ ہے۔ بہاو سے پیدا بر قی روکو بہاو برق رو¹³⁴ کہتے ہیں۔

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

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

کے برابر ہے۔ بر قی دباؤ کی شدت آزاد الکٹر ان اور آزاد خول کو اسراع دے گا۔ آزاد خول کا رفتار بر قی شدت کی سمت میں جبکہ آزاد الکٹر ان کا رفتار اس کے الٹ سمت میں بڑھے گا۔ بر قی شدت سے پیدا باروں کے رفتار کو رفتار بہاو¹³⁶ کہتے ہیں۔ آگے صرف آزاد الکٹر ان پر گفتگو کرتے ہیں اگرچہ یہ سب کچھ آزاد خول کے لئے بھی درست ہے۔ اس گفتگو میں آزاد الکٹر ان کو صرف الکٹر ان کہیں گے۔

الکٹر ان کی رفتار کے دو اجزاء ہیں۔ ایک جزو حرارتی رفتار ہے جبکہ دوسرا جزو بہاو کی رفتار یا رفتار بہاو ہے۔ اگر سلیکان کے سلاخ میں ہر مقام پر حرارت کیساں ہوتے اس سلاخ میں حرارتی رفتار کی او سط قیمت ہر مقام پر برابر ہو گی۔ حرارتی رفتار بلا ترتیب ہے اور یوں سمیتی حرارتی رفتار کی او سط قیمت صرف ہوتی ہے۔ لہذا اس صورت میں سمیتی حرارتی رفتار کا سلیکان میں بر قی روپیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اس کے بر عکس الکٹر ان کی سمعی رفتار بہاو¹³⁷ بر قی شدت کے الٹ سمت میں ہوتی ہے اور اس کی او سط قیمت بر قی شدت پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں بر قی شدت کے موجودگی میں سلیکان میں بر قی رو سمیتی رفتار بہاو کے وجہ سے ہوتی ہے۔ سمیتی رفتار بہاو پر اب گفتگو کرتے ہیں۔

بر قی شدت کی وجہ سے حرکت کرتے ہار و قائم فو قماں سا کن ایٹھوں کے ساتھ ٹکرائی کر اپنی توانائی ضائع کر دیتے ہیں اور ان کی خاتمی سمیتی رفتار بہاو¹³⁸ صفر ہو جاتی ہے۔ ٹکرانے کے بعد یہ ایک مرتبہ پھر بر قی شدت کی وجہ سے رفتار پڑھتے ہیں۔ یوں ٹکرانے کی وجہ سے الکٹر ان کی رفتار لگاتار نہیں بڑھتی بلکہ یہ کسی او سط رفتار سے سلیکان میں بر قی شدت کے الٹ سمت حرکت کرتے ہیں۔ اس او سط سمیتی رفتار کو او سط سمعی رفتار بہاو یا صرف سمیتی رفتار بہاو کہتے ہیں۔

drift¹³³
drift current¹³⁴
electric field intensity¹³⁵
drift speed¹³⁶
drift velocity¹³⁷
instantaneous drift velocity¹³⁸

سیلیکان کے قلم میں برقی شدت E کے موجودگی میں الیکٹران پر قوت $F = -qE$ عمل کرے گا۔ اس قوت کی وجہ سے الیکٹران اسراع a پڑے گا جسے نیوٹن¹³⁹ کے مساوات $F = m_n a$ سے حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

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

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

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

دورانیہ t_n میں یوں الیکٹران کا اوسط رفتار اس کے آدھا ہو گا یعنی

$$v_n = \frac{v_{t_n}}{2} = -\frac{qEt_n}{2m_n}$$

اس مساوات میں لکھنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے

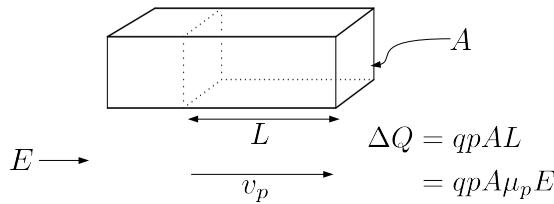
$$(2.51) \quad v_n = -\mu_n E$$

جہاں μ_n کو الیکٹران کی حرکت پذیری¹⁴⁰ کہتے ہیں۔ اگر سمیت رفتار بہاؤ کو cm/s اور برقی شدت کو V/cm میں ناپا جائے تو سیلیکان 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 سیلیکان میں آزاد خول کی حرکت پذیری μ_p کی قیمت $480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ کے لگ بھگ ہے۔ سیلیکان کے سطح پر حرکت پذیری کی قیمت گہرائی پر حرکت پذیری کی 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 سیلیکان کا سلانخ دکھایا گیا ہے جس میں آزاد خول کی تعدادی کثافت p فی مریع سنٹی میٹر ہے۔ اگر اس سلانخ میں برقی شدت E ہو تو اس میں آزاد خول کی سمیت رفتار بہاؤ v_p اسی سمت میں ہو گی۔ یوں ایک سینٹنڈ میں آزاد خول اس سلانخ میں v_p سنٹی میٹر کا فاصلہ طے کریں گے۔ سلانخ کے لمبائی L کا جنم $A \times L$ ہے اور اتنے جنم میں p آزاد خول ہوں گے۔ یوں اتنے جنم میں کل آزاد بار $\Delta Q = qpAL$ ہو گا۔ اگر v_p سنٹی میٹر

Newton's law¹³⁹
electron mobility¹⁴⁰



نکل 2.51: بر قی شدت سے بر قی رو کا پیدا ہونا

لمبائی کی بات کریں تو اتنے سلاخ میں موجود آزاد خول کا بار $\Delta Q = qpAv_p$ ہو گا۔ سلاخ کے دائیں جانب سطح A سے یوں ہر سینٹ $qpAv_p$ بار گزرسے گا اور یوں اس سلاخ میں بر قی رو I_p کی قیمت $qpAv_p$ ہو گی۔ اس بر قی رو کی کثافت J_p

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

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 بر قی 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

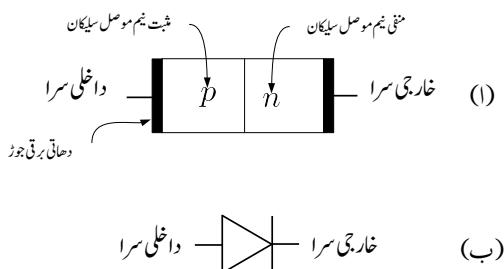
$$(2.56) \quad \sigma = (n \mu_n + p \mu_p)$$

لکھنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

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

یہ مساوات بر قی شدت کی بدولت بہاو سے پیدا بر قی رو کی مساوات ہے جس میں σ سلیکان کے موصلیت کا مستقل¹⁴¹ ہے۔ مساوات 2.57 در حقیقت قانون اوبم¹⁴² ہے۔

conductivity¹⁴¹
Ohm's law¹⁴²

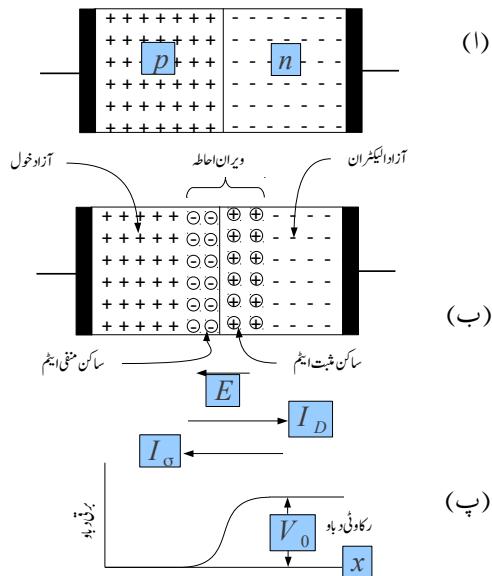


شکل 2.52: ڈائیوڈ کی بناوٹ اور اس کی علامت

2.17 ثبت اور منفی اقسام کے نیم موصل مواد کا ملاب

ثبت نیم موصل اور منفی نیم موصل مواد کے ملاب سے ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے۔ شکل 2.52 میں اس کی بناوٹ اور علامت دکھائی گئی ہے۔ حقیقت میں ڈائیوڈ تیار کرتے وقت سیلیکان کی ایک ہی پتڑی پر منفی اور ثبت قسم کے نیم موصل احاطے ملا کر بنائے جاتے ہیں۔ تصور کریں کہ ثبت نیم موصل اور منفی نیم موصل سیلیکان کو جوڑا جاتا ہے۔ اس وقت کا صورت حال شکل 2.52-1 میں دکھایا گیا ہے۔ نفوذ کی وجہ سے ثبت نیم موصل حصے سے آزاد خول منفی نیم موصل حصے کی جانب حرکت کریں گے اور اسی طرح منفی نیم موصل حصے سے آزاد الکیٹران ثبت نیم موصل حصے کی جانب حرکت کریں گے۔ ثبت 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 ثبت ایٹم نمودار یا بے پرده ہوں گے۔ ثبت نیم موصل حصے میں داخل الکیٹرانوں میں سے چند سرحد کے قریب آزاد خولوں سے مل کر ختم ہو جائیں گے جبکہ بقیا اس حصے میں بطور اقلیتی بار اس وقت تک بسیں گے جب تک یہ کسی خول کے ساتھ مل کر ختم نہ ہو جائیں۔ اسی طرح منفی حصے میں داخل آزاد خولوں میں سے جند یہاں آزاد الکیٹرانوں سے مل کر ختم ہو جائیں گے جبکہ بقیا اس حصے میں بطور اقلیتی بار اس وقت تک بسیں گے جب تک یہ کسی آزاد خول کے ساتھ مل کر ختم نہ ہو جائیں۔ یہ صورت حال شکل 2.53 ب میں دکھائی گئی ہے جہاں ساکن ایٹموں کو گول دائرے میں بند دکھایا گیا ہے۔ آزاد الکیٹرانوں اور آزاد خولوں کے اس حرکت سے پیدا نفوذی برقی رو I_D کو لکھتے ہیں جہاں I_D نیچے کر کے نفوذ کے مستقل D لکھنے سے اس برقی رو کی بطور نفوذی برقی رو پہچان کی گئی ہے۔ نیم موصل سیلیکان از خود بیسے بار¹⁴³ ہوتا ہے۔ شکل ب کے دونوں جانب بے بار نیم موصل سیلیکان ہے جبکہ

neutral¹⁴³



شکل 2.53: رکاوٹی برقی دباؤ

ان کے درمیانی سرحد پر بار بردار ساکن ایٹم نمودار ہو چکے ہیں۔ اس درمیانے خطے کو ویران خطے¹⁴⁴ کہتے ہیں۔ یوں سرحد کے دائیں جانب ثبت ایٹم جبکہ اس کے باہیں جانب منفی ایٹم موجود ہیں۔ آپ جانتے ہیں کہ ایک جانب ثبت بار اور دوسرے جانب منفی بار کا وجود برقی شدت¹⁴⁵ E پیدا کرتا ہے اور ان کے مابین برقی دباؤ¹⁴⁶ V_0 پایا جاتا ہے۔ یوں ویران خطے میں برقی شدت E پایا جائے گا۔

اگر منفی نیم موصل حصے سے حرارتی توانائی کی بدولت حرکت کرتا آزاد خول¹⁴⁷ بھکتا ہوا ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اس پر برقی شدت کی وجہ سے برقی قوت $F = qE$ عمل کرے گی جو اسے ثبت نیم موصل حصے میں دھکیل دے گی۔ اسی طرح اگر ثبت نیم موصل حصے سے آزاد خول ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اسے بھی ثبت نیم موصل حصے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔

اگر ثبت نیم موصل حصے سے آزاد الکٹران 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 الکٹران ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اسے بھی منفی نیم موصل حصے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ برقی شدت سے پیدا بہاؤ کا عمل ہے۔ اس عمل سے پیدا برقی رو I_S کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ اس خطے میں کسی قسم کا آزاد بار زیادہ دیر نہیں مختصر سکتا اس لئے اسے ویران خطے¹⁴⁸ کہتے ہیں۔

برقی رو I_S کی مقدار کا دارو مدار حرارتی توانائی سے حرکت کرتے ان آزاد الکٹرانوں اور آزاد خولوں پر ہے جو ویران خطے میں بھکتا جائیں۔ اس کے بر عکس برقی رو I_D کی مقدار دونوں نیم موصل خطوں میں شامل کئے گئے ملاوی 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 ثبت 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 بھٹھے گی جبکہ I_S کی مقدار بڑھتے ہے¹⁵⁰ گی۔ آخر کار ان دو قسموں کی برقی رو کی مقداریں برابر ہو جائیں گی (یعنی $I_D = I_S$) اور نیم موصل جڑوا سیلیکان متوازن صورت اختیار کر لے گا۔

depletion region¹⁴⁴
electric field intensity¹⁴⁵
voltage¹⁴⁶

¹⁴⁷ یاد ہے کہ نیم موصل سیلیکان میں حرارتی توانائی کی بدولت ہر وقت حرارتی بار پیدا ہوتے رہتے ہیں۔

depletion region¹⁴⁸

اگرچہ ویران خطے پیدا نہیں ہوا جو تالہ I_S صفر ہوتا ہے

¹⁴⁹ ایسا ہے کہ ویران خطے پیدا نہیں ہوا جو تالہ I_S صفر ہوتا ہے۔

¹⁵⁰ I_S کی قیمت حرارتی توانائی سے حرکت کرنے آزاد باروں کے ویران خطے میں بھکتے پر مختص ہے۔ ویران خطے کے حدود بڑھنے سے ایسا ہونے کے امکانات بڑھ جاتے ہیں۔

متوازن صورت حال کے حصول کے بعد اگر کسی وجہ سے I_D کی قیمت بڑھ جائے تو اس سے مزید بار بردار ایٹم نمودار ہوں گے جس سے E اور V_0 کی قیمت میں اضافہ ہو گا جس سے I_D کے اضافے کی روک تھام ہو گی اور ایک مرتبہ دوبارہ متوازن صورت حال پیدا ہو گا۔ اس کے بعد عکس اگر کسی وجہ سے I_D کی قیمت میں کمی آئے تو چونکہ I_S مسلسل چالو¹⁵¹ رہتا ہے لہذا بار بردار ایٹم کی تعداد میں کمی آئے گی جس سے E اور V_0 کی قیمتیں میں کمی آئے گی۔ رکاوٹی دباؤ میں کمی I_D کے گھٹھے 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۔ سیلکان 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۔

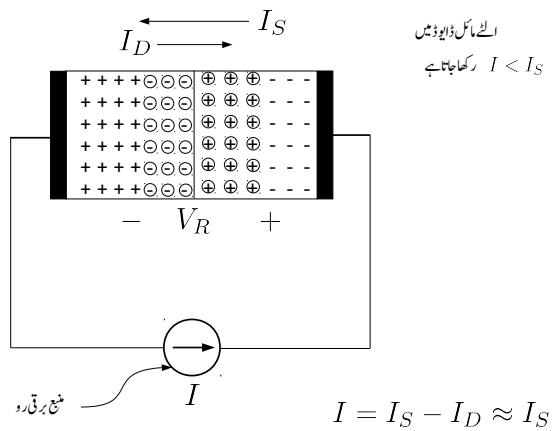
مثال 2.12: اگر ڈائیوڈ کے سروں کے مابین برقی تار جوڑی جائے تو کیا رکاوٹی برقی دباؤ کی وجہ سے برقی تار میں برقی رو پیدا ہو گی؟ حل: ہرگز نہیں۔ اگر ایسا ممکن ہوتا تو ہم ڈائیوڈ سے الگ تار تو انہی حاصل کر سکتے ہوتے جو کہ قانون برائے بقاۓ تو انہی کے خلاف ہے۔

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 میں برابر اور اس کے الٹ جانب ہوتا ہے۔ اس طرح یہ ورنی برقی تار میں برقی رو نہیں پیدا ہوتی۔ نیم موصل اور برقی تار کے جوڑ پر پیدا برقی دباؤ ان کے آپس میں چھوٹنے 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 چھوٹتے ہیں، ان

¹⁵¹ عام حالات میں دیر ان خطے کے حد و نہایت کم تبدیل ہوتے ہیں لہذا I_S کی قیمت کو غیر تغیر پر یعنی اٹھ تصور کیا جاتا ہے۔

¹⁵² blocking voltage
¹⁵³ volt meter



شكل 2.54: الشماميل ذاتيًّا

سرول پر برقی دباد پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباد کے بالکل برابر اور اس کے الٹ سمت میں ہوتا ہے۔ یوں وولٹ میٹر صفر وولٹ جواب دیتا ہے۔

2.18

اُلٹے مائل ڈائیوڈ میں برقی رو نہیں گزرتی یعنی الٹا مائل ڈائیوڈ منقطع 154 رہتا ہے۔ اس حقیقت پر اس حصہ میں غور کیا جائے گا۔ اُلٹے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی سمجھنا اس میں الٹی جانب برقی رو پر غور کرنے سے زیادہ آسان ہوتا ہے۔

اٹھے مائل ڈائیوڈ پر شکل 2.54 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں یہ رونی منبع برقی رو 155، ڈائیوڈ میں اٹھی جانب برقی رو I گزارتا ہے۔ منبع برق رو اس آله کو کہتے ہیں جو درکار برقی رو مہیا کر سکے۔ تصور کریں کہ I کی قیمت ڈائیوڈ کے اندر رونی بہاو سے پیدا برقی رو I_S سے کم ہے۔ عام حالات میں اٹھے 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 نقطے میں مزید ایٹم بے پرده یعنی بار بردار ہو کر ویران نقطے کی لمبائی بڑھاتے ہیں۔

اسی طرح شکل میں ڈائیوڈ کے بائیں جانب یعنی اس کے ثابت نیم موصل حصے میں برقی تار سے الکٹران پہنچتے 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 نقطے کا رقبہ بھی بڑھتا ہے۔

ڈائیوڈ میں ویران نقطے کے بڑھنے سے رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت میں V_R کا اضافہ ہوتا ہے جس سے نفوذی برقی رو I_D کی قیمت نہیت 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 جا سکتا ہے۔

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$(2.58) \quad I = I_S - I_D$$

اگر I_D کی قیمت نہیت کم ہو جائے، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تو اس صورت میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

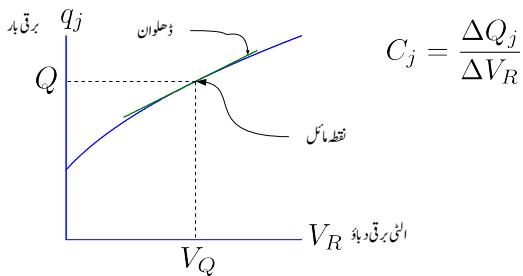
$$(2.59) \quad I \approx I_S$$

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 نہیت 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 گزدے گی جو کہ ایک نہیت کم مقدار ہے۔ اس لئے الٹے مائل ڈائیوڈ کو منقطع¹⁵⁹ تصور کیا جاتا ہے۔

برداشت الٹ بحالی دورانیہ¹⁵⁶
reverse recovery time¹⁵⁷
voltage source¹⁵⁸
cut off¹⁵⁹



شکل 2.55: بار بالمقابل انابر قی دباؤ اور کپیسٹر

یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ حقیقت میں اٹھ مائل ڈائیوڈ میں I_S سے کئی گناہ زیادہ برقی رو گزرتی ہے اور اس کی قیمت درحقیقت اٹھ لاؤ برقی دباؤ پر منحصر ہوتی ہے۔ اس کی وجہ یہ ہے کہ اوپر دیا گیا نظریہ حقیقی حالات کا ایک سادہ نمونہ ہے جو اٹھ مائل صورت کی پچیدگیاں نظر انداز کرتا ہے۔ ایک ڈائیوڈ جس کی I_S کی قیمت 10^{-15} A کے برابر ہو حقیقت میں اٹھ جانب A^{-9} تک رو گزار سکتا ہے۔ چونکہ حقیقت میں اٹھ جانب گزرتی برقی رو کی قیمت بھی نہیں کم ہوتی ہے لہذا اٹھ مائل ڈائیوڈ کو مقطع ہی تصور کیا جاتا ہے۔

2.18.1 الشامائل ڈائیوڈ بطور کپیسٹر

آپ نے دیکھا کہ ڈائیوڈ میں جوڑ کے ایک جانب ثبت ایٹھ اور دوسری جانب منفی ایٹھ 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 اٹھ برقی دباؤ V_R باہر سے لاؤ کی جائے تو مزید بار بردار ایٹھ 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 بیرونی برقی دباؤ V_R کا خط شکل 2.55 میں دکھایا گیا ہے۔ یہاں ایک لمحہ رک کر غور کریں کہ کیا ویران خطے کے دونوں جانب بار کے تھے اور ان کے ماہین رکاوٹی برقی دباؤ ایک کپیسٹر¹⁶⁰ نہیں بن جاتے۔ یقیناً ایسا ہتی ہے۔ آپ کپیسٹر کی مساوات

$$(2.60) \quad Q = CV$$

capacitor¹⁶⁰

سے بخوبی آشنا ہوں گے۔ اس مساوات میں بر قی دباؤ اور بار خطي تعلق رکھتا ہے اور مساوات کا مستقل یعنی C_j کپیسٹر کی قیمت ہے۔ شکل 2.55 میں بر قی دباؤ اور بار کا تعلق قدر مختلف ہے۔ اس خط پر کسی بھی نقطہ پر C_j کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$(2.61) \quad C_j = \left. \frac{dq_j}{dV_R} \right|_{V_Q}$$

شکل میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی نقطہ پر کپیسٹر کی قیمت درحقیقت اس نقطہ پر خط کے ڈھلوان کے برابر ہوتا ہے۔ یوں اس خط کی مدد سے کسی بھی نقطہ پر 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 جاسکتی ہے۔ یہ مساوات درحقیقت شکل 2.55 کے خط کو الجبرائی طور سے حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے۔

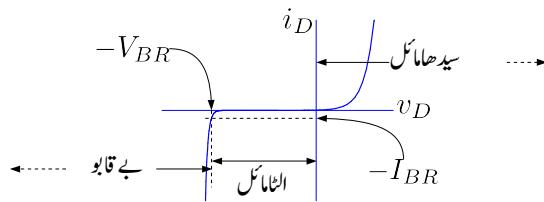
$$(2.62) \quad C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_0}\right)^m}$$

جوڑ کے ایک جانب n ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت کو جس انداز سے تبدیل کرتے ہوئے جوڑ کے دوسرے جانب p ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت حاصل کی جاتی ہے، m کی قیمت اسی پر منحصر ہوتی ہے۔ m کو شرح جزو بندی کہتے ہیں۔ m کی عمومی قیمت $\frac{1}{3}$ تا $\frac{1}{2}$ ہے۔ C_j کو ڈائیوڈ کے جوڑ کی کپیسٹنس یا جوڑ کی کپیسٹنس¹⁶¹ کہتے ہیں۔

سید ہے مائل ڈائیوڈ کی الٹی کپیسٹنس C_j مساوات 2.62 میں $V_R - V_{DQ}$ کے 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



شكل 2.56: ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی روکاخط

2.19 بے قابو صورت

اگر ڈائیوڈ اتنا مائل کرنے والے برقی دباؤ کو بہتر تجھ بڑھایا 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 برق دباؤ¹⁶² V_{BR} کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ میں یکدم الٹی جانب برقی رو کا گزرناد مختلف وجوہات کی بنا پر عمل میں آ سکتا ہے۔ نیم موصل سلیکان میں باروں کے تودہ¹⁶³ کی وجہ سے یا پھر زینر انٹر¹⁶⁴ سے ڈائیوڈ میں یکدم بے قابو برقی رو گزار سکتا ہے۔ آئین ان دونوں کو سمجھیں۔

جب بھی اٹھے 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 الکیٹران ویران خطے میں داخل ہو تو یہاں کی برقی شدت E اس الکیٹران کو منفی نیم موصل خطے کی جانب دھکیل دیتا ہے۔ آزاد الکیٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے اور ایٹموں کے ساتھ بار بار نکراتے ہوئے ویران خطے سے باہر جانب حرکت کرتا ہے۔

اگر آزاد الکیٹران برقی شدت سے اتنی میکانی توانائی حاصل کرے کہ اس کے نکرانے سے سلیکان ایٹم ایک الکیٹران کھو بیٹھے تو اس صورت میں ویران خطے میں ایک آزاد الکیٹران جلد دوسرا آزاد الکیٹران پیدا کرے گا۔ یہ دو آزاد الکیٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے دو مزید ایٹموں سے نکراتے ہوئے دو اور آزاد الکیٹران پیدا کریں گے اور یوں آزاد الکیٹرانوں کی تعداد بے قابو بڑھے گی جس سے ڈائیوڈ میں الٹی جانب بے قابو برقی رو

break down voltage¹⁶²
avalanche¹⁶³
Zener Melvin Clarence¹⁶⁴ نے زینر ڈائیوڈ ایجاد کیا
گارنس میل ون زینر

گز رے گی۔ یہ تمام بالکل برقی 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 اسکے مائل کرنے والے برقی دباؤ کے بڑھانے سے ویران خطے میں برقی شدت کی قیمت اتنی بڑھ جائے کہ اس کے کھنچ سے ہی الکٹران ایٹمیوں سے جدا ہو سکیں تو اس برقی دباؤ پر نیکدم الٹی جانب بے قابو برقی رو گز رے گی۔ اس طرح الٹی جانب برقی رو گزارنے والے ڈائیوڈ کو زینر ڈائیوڈ¹⁶⁶ کہتے ہیں اور اس برقی دباؤ V_Z کو زینر برقی دباؤ¹⁶⁷ کہتے ہیں۔ زینر ڈائیوڈ عموماً زینر عمل سے بے قابو حال میں ہی استعمال کئے جاتے ہیں۔ زینر ڈائیوڈ کے خط 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 بال مقابل درجہ حرارت

تقریباً 6V 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 کھٹتا ہے۔ یوں برقی دباؤ کے تبدیلی کی عمومی شرح کو ایک فنِ اکائی سیلیسیس لیتے ہوئے درجہ حرارت 1°C سے 7V زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ 7.07V ہو جائے گا۔

2.20 سیدھاماں کل ڈائیوڈ

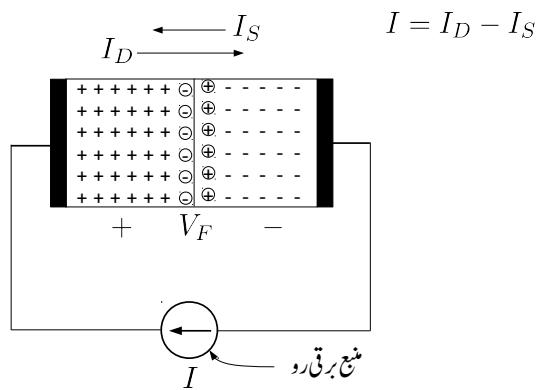
سیدھے مائل چالو حال ڈائیوڈ پر شکل 2.57 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں ڈائیوڈ کو بیرونی منبع برقی رو¹⁶⁸ کی مدد سے I فراہم کی گئی ہے۔ بیرونی برقی رو I، ڈائیوڈ کے دونوں سروں پر اکثریتی بار فراہم کرتی ہے لیکن مقنی نیم موصل

avalanche breakdown¹⁶⁵

zener diode¹⁶⁶

zener voltage¹⁶⁷

current source¹⁶⁸



شکل 2.57: سیدھا مکل ڈائیوڈ

کو 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 نفوذی برقی رو I_D میں اضافہ ہوتا ہے۔ کرخوف کے مساوات برائے برقی رو کے مطابق یوں

$$(2.64) \quad I = I_D - I_S$$

ہو گا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی رکاوٹی برقی دباؤ میں V_F دباؤ کی کمی آتی ہے۔ یہ برقی دباؤ یعنی V_F ڈائیوڈ کے سروں پر نمودار ہوتا ہے جسے ولٹ میٹر¹⁶⁹ کی مدد سے ناپا جا سکتا ہے۔ V_F ناپتے وقت ڈائیوڈ کا ثابت نیم موصل سرازیادہ برقی دباؤ پر ہوتا ہے۔

اسی طرح اگر ڈائیوڈ کو منع برقی دباؤ V_F سے سیدھا مائل کیا جائے تو ڈائیوڈ کی اندرovenی رکاوٹی برقی دباؤ میں V_F دباؤ کی کمی پیدا ہو گی اور اس میں مساوات 2.64 کے تحت برقی رو گزرے گی۔

volt meter¹⁶⁹

2.20.1 سیدھے مائل ڈائیوڈ کی نفوذی کپیسٹنس

حصہ 2.18.1 میں اٹھے مائل ڈائیوڈ کے ویران خطے کی دونوں جانب باروں کے تجھ 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 نو عیت 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 الیکٹران ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہو کر برقی رو کو جنم دیتا ہے۔ اگر ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہونے کے لئے درکار اوسط دورانیہ τ یکنہ ہوتے اوسط برقی 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

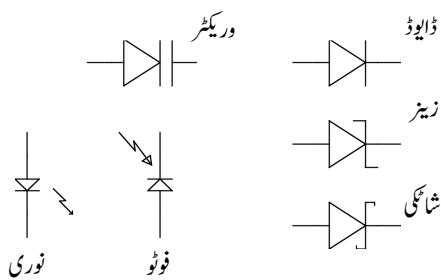
$$(2.66) \quad C_d = \frac{I_D \tau}{V_T}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس کپیسٹر کی قیمت سیدھے برقی رو کے برائے راست تناسب ہے اور یوں اس کی قیمت کافی زیادہ ممکن ہے۔ مثال کے طور پر اگر $\tau = 1\text{ s}$ اور $I_D = 1\text{ mA}$ ہوتے $C_d = 40\text{ pF}$ ہو گا۔ ڈائیوڈ استعمال کرتے تیز رفتار عددی ادوار¹⁷¹ میں یہ وہ کپیسٹنس ہے جو بلند تر تعدد کی حد تعین کرتا ہے۔

2.21 ڈائیوڈ کے دیگر اقسام

زیبر ڈائیوڈ کی علاوہ دیگر اقسام کے ڈائیوڈ بھی پائے جاتے ہیں۔ اس حصہ میں ان کا تعارف کرایا جائے گا۔ شکل 2.58 میں ان کے علامتیں دی گئی ہیں۔

diffusion capacitance¹⁷⁰
digital circuits¹⁷¹



شکل 2.58: مختلف ڈائیوڈ کے علامت

2.21.1 شاگی ڈائیوڈ

منفی نیم موصل اور ثابت نیم موصل کے ملپ سے ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے۔ نیم موصل کے ساتھ دھات جوڑنے سے بھی ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے جسے شاگی ڈائیوڈ¹⁷² کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کے علامت میں انگریزی حروف تہجی S کی شمولیت سے شاگی ڈائیوڈ کی علامت حاصل ہوتی ہے۔ شاگی ڈائیوڈ منفی نیم موصل اور دھات مسئلہ پلاٹینم¹⁷³ کے ملپ سے بنایا جاتا ہے۔ شاگی ڈائیوڈ میں رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت 0.12 V تا 0.45 V ہوتا ہے جسے عمومی طور پر 0.3 V تصور کیا جاتا ہے۔

سیدھے مائل شاگی ڈائیوڈ میں منفی نیم موصل سے الیکٹران کی ویران خطی سے گزر کر دھات تک پہنچنے سے برقی رو وجود میں آتی ہے۔ چونکہ دھات میں الیکٹران کی حرکت با آسانی ہوتی ہے لہذا دوبارہ جڑنے کا دورانیہ τ نہایت کم ہوتا ہے۔ τ کی قیمت 10 ps کے لگ بھگ ہوتا ہے جو کہ pn ڈائیوڈ کے دورانیہ سے کمی درجے کم ہے۔ اس طرح $I_D = 1\text{ ms}$ پر شاگی ڈائیوڈ کا نفوذی کپیسٹر مساوات $2.66 \times C_d = 0.4\text{ pF}$ حاصل ہوتا ہے۔

ان ڈائیوڈ میں نہایت کم بار ذخیرہ ہوتا ہے۔ یوں انہیں انتہائی تیزی سے سیدھے مائل چالو حال سے الٹے مائل منقطع حال یا الٹے مائل منقطع حال سے سیدھے مائل چالو حال میں لا یا جا سکتا ہے۔ نہایت بلند تعدد پر چلنے والے ادوار میں ان کا استعمال عام ہے۔

schottky diode¹⁷²
platinum¹⁷³

یہاں یہ بتاتا ضروری ہے کہ نیم موصل اور دھات کا ہر جوڑ شاکنگی ڈائیوڈ نہیں بناتا۔ کسی بھی ڈائیوڈ کو استعمال کرنے کی خاطر اس کے سروں پر دھاتی برقی تار جوڑا جاتا ہے۔ ایسے جوڑ جہاں شاکنگی 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

الٹامائل 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 الٹامائل کرنے والے برقی دباؤ V_R پر منحصر ہے۔ یوں V_R تبدیل کر کے C_j کی قیمت تبدیل کی جاسکتی ہے۔ یوں الٹامائل ڈائیوڈ بطور قابل تبدیل کپیسٹر کے استعمال کیا جاسکتا ہے جنہیں ریڈیو کو کسی چینل پر ٹیون کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ اس مقصد کے لئے خاص 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 مشبت۔ منفی جوڑ پر روشنی چکانے سے ویران خطے میں ضیائی ذریعے یعنی فوٹان¹⁷⁶ شریک گرفتی بند¹⁷⁷ کو توڑ کر آزاد الیکٹران اور آزاد خول پیدا کرتے ہیں۔ ویران خطے میں برقی شدت ان باروں کو یہاں سے باہر نکال جاتے ہیں۔ یوں ڈائیوڈ میں ائے 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 راجحان 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 contact¹⁷⁴varactor diode¹⁷⁵photon¹⁷⁶covalent bond¹⁷⁷photo diode¹⁷⁸solar panel¹⁷⁹

2.21.4 نوری ڈائیوڈ

فوٹو ڈائیوڈ کے بر عکس نوری ڈائیوڈ¹⁸⁰ میں جب سیدھے رُخ برقی رو گزاری جائے تو باروں کے ملپ سے روشنی پیدا کی جاسکتی ہے۔ ایک الیکٹران اور ایک خول کے ملپ سے ایک فوٹان وجود میں آتا ہے۔ یوں برقی رو کے پڑھنے سے پیدا روشنی کی شدت بڑھتی ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی خارج کرنے کا عمل دکھا کر پہچان کی جاتی ہے۔

2.21.5 ضیائی وابستہ کار

شکل 2.59 الف میں ضیائی وابستہ کار¹⁸¹ دکھایا گیا ہے جسے نوری 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 باسکی جانب نوری ڈائیوڈ میں برقی رو گزاری جائے تو اس کے دائیں جانب شمسی ڈائیوڈ سے برقی دباؤ حاصل ہو گا۔ اس طرح ضیائی وابستہ کار کے دونوں اطراف کا آپس میں برقی طور پر مکمل مقطوع ہونے کے باوجود ایک جانب سے دوسری جانب برقی اشارہ منتقل کیا جاسکتا ہے۔ اس آلہ کو ایسے مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں دو ادوار کو برقی طور پر مقطوع رکھتے ہوئے ان کے مابین معلومات کی تسلیل کی ضرورت ہو۔

ضیائی وابستہ کار کے استعمال سے دو ادوار کے مابین برقی شور¹⁸² کے منتقلی کو روکنے میں مدد ملتی ہے۔ اس کا استعمال عددی ادوار¹⁸³ کے علاوہ قوی برقیات¹⁸⁴ میں بھی بہت اہم ہے جہاں پانچ ولٹ پر چلنے والے مخلوط ادوار کی مدد سے ہزاروں ولٹ پر چلنے والے قوی برقیاتی ادوار کو قابو کیا جاتا ہے۔ طیٰ آلات میں اس کے استعمال سے مریض کو برقی جھکٹا 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

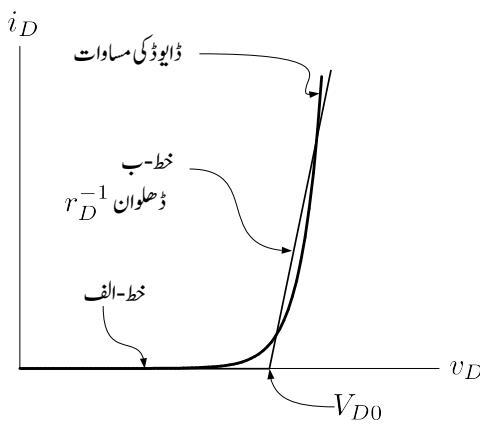
2.21.6 ضیائی ذرائع ابلاغ

شکل 2.59 ب میں ضیائی ذرائع ابلاغ¹⁸⁵ کا نظام دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ نوری ڈائیوڈ اور شمسی ڈائیوڈ کے مابین شیش ریشه¹⁸⁶ یوں نسب کیا جاتا ہے کہ نوری ڈائیوڈ سے خارج شعاعیں شیش ریشه میں داخل ہوں اور شیش ریشه کے دوسرے سرے سے خارج ہوتی شعاعیں شمسی ڈائیوڈ پر پڑیں۔ یوں ایک جانب نوری ڈائیوڈ میں بر قی رو گزارنے سے تار کے دوسری جانب بر قی 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 ریشه ایک ایسی تار کو کہتے ہیں جس میں روشنی کے شعاع بغیر لگھے گزرتی ہے۔

2.22 ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے

انجینئرنگ کے شعبے میں کسی چیز کا اصل بنانے سے پہلے اس کا ریاضی فونہ¹⁸⁷ تیار کیا جاتا ہے۔ اس ریاضی نمونے پر مختلف تجربے کے جاتے ہیں۔ ان تجربات کے نتائج کو مدد نظر رکھتے ہوئے ڈائریکٹ کو بہتر بنایا جاتا ہے اور صرف اس وقت اصل تیار کیا جاتا ہے جب ڈائریکٹ کامیاب ثابت ہو۔ موجودہ دور میں کمپیوٹر کا استعمال اس پہلو سے نہیت اہم ہے۔ یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ انجینئرنگ 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



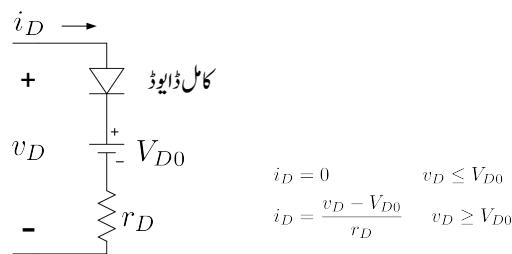
شکل 2.60: مساوات کا سیدھے خطوط سے اخبار

2.22.1 سیدھے خطوط کاریاضی نمونہ

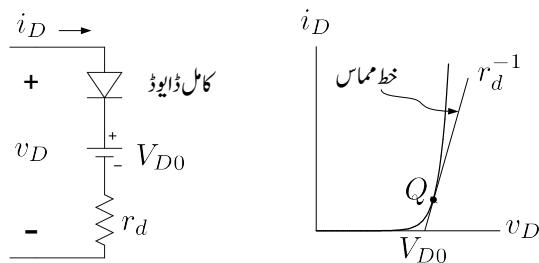
ڈائیوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی دباؤ ڈائیوڈ کی مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ عموماً اوقات ہمیں عمومی جوابات مطلوب ہوتے ہیں اور ہم اس مساوات کو حل کرنے کی پیچیدگیوں میں نہیں پڑنا چاہتے۔ یہ بات خاص کر اس وقت کے لئے درست ہے جب قلم و کاغذ سے جواب حاصل کرنے کی کوشش کی جا رہے ہو۔

شکل 2.60 میں ڈائیوڈ کی مساوات کا گراف دکھایا گیا ہے۔ زیادہ بارکیوں 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 اف برقی دباؤ کے محور پر \$(0,0)\$ سے تک ہے اور اس کی ڈھلوان صفر ہے جبکہ خط ب \$(V_{D0}, 0)\$ سے شروع ہوتا ہے اور اس کی ڈھلوان \$\frac{1}{r_D}\$ ہے۔ خط ب کی ڈھلوان اور نقطہ \$(V_{D0}, 0)\$ اُن 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 الجبرائی طرز پر یوں بیان کیا جائے گا

$$(2.67) \quad i_D = \begin{cases} 0 & v_D < V_{D0} \\ \frac{v_D - V_{D0}}{r_D} & v_D \geq V_{D0} \end{cases}$$



شکل 2.61: وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

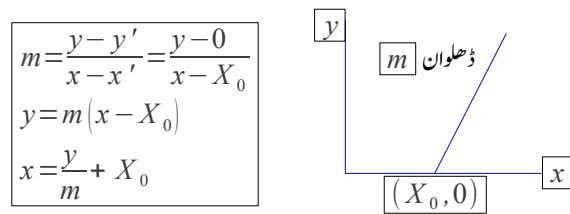


شکل 2.62: باریک اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

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 کرنے جاسکتے ہیں۔ بعض اوقات ہمیں کسی ایک نقطے کے قریب قریب رہنے 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! سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ¹⁸⁹ شکل 2.62 ب میں دکھایا گیا ہے۔

مثال 2.14: شکل 2.63 میں دئے گئے سیدھے خط کی مساوات حاصل کریں۔ شکل 2.60 کے ساتھ اس کا موازنہ

piece wise linear model¹⁸⁸
small signal piece wise linear model¹⁸⁹



شکل 2.63: سیدھے خط کی مساوات

کرتے ہوئے مساوات 2.67 میں پہلے 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۔

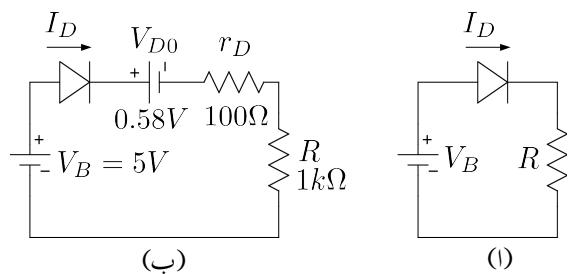
$$m = \frac{y - 0}{x - X_0}$$

اس کو مزید یوں دو طرح لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.68) \quad \begin{aligned} y &= m(x - X_0) \\ x &= \frac{y}{m} + X_0 \end{aligned}$$

شکل 2.60 پر غور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ وہاں x اور y کی جگہ v_D اور i_D کا استعمال ہے جبکہ ڈھلوان $\frac{1}{r_D}$ اور خط پر پائے جانے والا نقطہ $(V_{D0}, 0)$ ہے۔ یوں مساوات 2.68 کے پہلے جزو کو اس طرح لکھ جائے گا۔

$$i_D = \frac{1}{r_D}(v_D - V_{D0}) = \frac{v_D - V_{D0}}{r_D}$$



شکل 2.64: سپد ہے خطوطِ ایڈیٹریاضی نمونہ کی مثال

مثال 2.15: شکل 2.64 کی جگہ اس کے وسیع اشاراتی سبدهے 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۔

کامل ڈالیوڈریاضی نمونہ 2.22.2

مندرجہ بالا ریاضی نمونوں میں سیدھے ماکل 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 چیزوں پر $v_D = 0 \text{ V}$ لیا جا سکتا ہے اور سیدھے ماکل 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 برقی رو سیدھے خطوط کے ریاضی غونے کی مدد سے اور دوبارہ کامل ریاضی غونے کی مدد سے حاصل کریں۔

حل: سیدھے خطوط ریاضی غونے 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 مزاحمت r_d پر منذکرہ کیا گیا۔ اس حصے میں اس پر مزید غور کیا جائے گا۔ شکل 2.65 اف میں V_D ڈائیوڈ کا نقطہ کار کردگی تعین کرتا ہے جبکہ v_d باریک اشارہ ہے۔ یوں کسی بھی لمحہ ڈائیوڈ پر کل برقی دباؤ

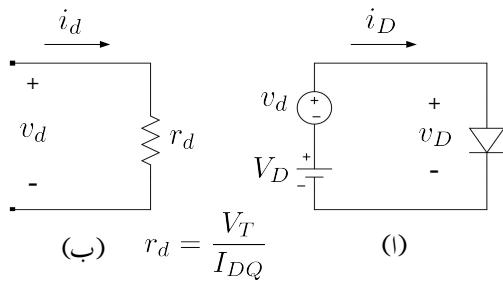
$$(2.69) \quad v_D = V_D + v_d$$

ہو گا اور اس میں برقی رو

$$(2.70) \quad i_D = I_D + i_d$$

ہو گی۔ V_D اور I_D یک سنتی مقداریں ہیں۔ دراصل یہ V_{DQ} اور I_{DQ} ہی ہیں۔ صفر اشارہ یعنی $v_d = 0\text{ V}$ کی صورت میں $i_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_{DQ}$

$$(2.71) \quad i_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_{DQ}$$



شکل 2.65: پست تحد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارہ کی موجودگی میں ڈائیوڈ کی مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.72) \quad i_D \approx I_{SQ} e^{\frac{v_D}{V_T}} = I_{SQ} e^{\frac{V_D + v_d}{V_T}} = I_{DQ} e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

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 مقابلے 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 اشاراتی مزاحمت $r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}}$ استعمال کیا گیا۔ چونکہ $i_D = I_{DQ} + i_d$ ہوتا ہے لہذا مساوات 2.75 کا پہلا جزو نقطہ کار کردگی پر یک سمتی برقی رو I_{DQ} ہے جبکہ

$(e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \dots)$ 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 تعداد باریک اشاراتی ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

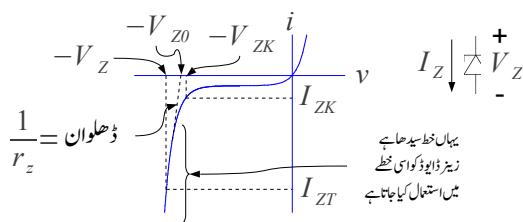
اس کا دوسرا جزو بدلتے اشارہ v_d پر منحصر بر قی رو i_d ہے یعنی

$$(2.76) \quad i_d = \frac{v_d}{r_d}$$

ڈائیوڈ کا پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ شکل 2.65 ب میں دکھایا گیا ہے۔ آپ تسلی کر سکتے ہیں کہ پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ 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 نمونہ 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 بادوں کی وجہ سے پیدا ہوتا ہے جبکہ دوسرا قسم کا کپیسٹر C_d بادوں کے بہاو سے پیدا ہوتا ہے۔ ان کپیسٹروں کو ڈائیوڈ کے پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ میں مزاحمت r_d کے متوازی نسب کر کے ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ¹⁹² 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_D اور C_J استعمال کئے جائیں گے۔



شکل 2.67: زینرڈائیڈ کے خط پر اہم نقطے

2.23 زینرڈائیڈ اور اس کاریاضی نمونہ

شکل 2.67 میں زینرڈائیڈ کے برقی دباؤ بالمقابل برقی رو کا خط اور اس کی علامت دکھائی گئی ہے۔ اس کی علامت میں انگریزی حروف تجھی Z شامل کر کے اس کی پہچان کی جاتی ہے۔ سیدھا مائل زینرڈائیڈ بالکل ایک عام ڈائیڈ کے ماتنہ کام کرتا ہے اور اسے آپ عام ڈائیڈ کی جگہ استعمال کر سکتے ہیں۔ اس یہ ذہن میں رکھیں کہ عام ڈائیڈ استعمال کرتے وقت ہم کبھی نہیں چاہتے کہ یہ الٹی برقی رو گزرنے والے جبکہ زینرڈائیڈ کو عموماً ان مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں اس میں الٹی برقی رو ہی گزاری جاتی ہے۔ زینرڈائیڈ کے خط پر جہاں برقی رو بڑھنے شروع ہوتی ہے اسے زینرڈائیڈ کا گھٹھنا¹⁹³ کہتے ہیں۔¹⁹⁴ زینرڈائیڈ بنانے والے صنعت کار زینرڈائیڈ کے گھٹھنے پر برقی رو دباؤ V_{ZK} اور برقی رو I_{ZK} کی قیمت فراہم کرتے ہیں۔ چونکہ زینرڈائیڈ عموماً اٹا مائل رکھا جاتا ہے لہذا، جیسا شکل 2.67 میں دکھایا گیا ہے، اس پر برقی دباؤ اور اس میں برقی رو عام ڈائیڈ کے الٹ نالی جاتی ہے۔ اس طرح اگر خط پر منقی تیس وولٹ $-30V$ 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۔ زینرڈائیڈ کو عموماً اس کے زینر برقی دباؤ سے بھی پکارا جاتا ہے یعنی $V_Z = 10V$ کی صورت میں اسے دس وولٹ کا زینر کہا جائے گا۔

اگر زینرڈائیڈ پر برقی دباؤ V_Z اور اس میں گزرتی برقی رو I_Z ہو تو اس میں برقی طاقت کے ضیاءع¹⁹⁵

¹⁹³ زینر گھٹھنے کی طرح معلوم ہوتا ہے۔
¹⁹⁴ knee
¹⁹⁵ power loss

P کا تخمینہ یوں لگایا جاتا ہے۔

$$(2.77) \quad P = V_Z \times I_Z$$

صنعت کار زیز ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء کی مقررہ حد بھی فراہم کرتا ہے۔ زیز ڈائیوڈ استعمال کرتے وقت اس حد سے کسی صورت تجاوز کرنے سے زیز ڈائیوڈ تباہ ہو جاتا ہے۔

یوں اگر $V = 5.6\text{ V}$ اور $W = 0.25\text{ W}$ کے زیز میں 10 mA کا برقی رو گز رہا ہو تو اس میں برقی طاقت کا ضیاء $5.6 \times 0.01 = 56\text{ mW}$ ہو گا جو کہ اس زیز ڈائیوڈ کے طاقت کے ضیاء کی حد یعنی 0.25 W سے کم ہے لہذا زیز ڈائیوڈ صحیح سلامت کام کرتا رہے گا۔ اس کے بر عکس اگر اسی زیز میں 100 mA برقی رو گز رے 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 زیز ڈائیوڈ گرم ہو کر تباہ ہو جائے گا۔ ڈیزائن انجینئر¹⁹⁶ عموماً زیز ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء کو مقررہ حد کے نصف سے نیچے ہی رکھتے ہیں۔ یوں اس زیز ڈائیوڈ میں ڈیزائن انجینئر کبھی بھی 22 mA سے زیادہ برقی رو نہیں گزرنے دے گا۔ 22 mA پر طاقت کا ضیاء $W = 5.6 \times 0.022 = 0.123\text{ W}$ کا تقریباً 0.25 W کا نصف ہے۔

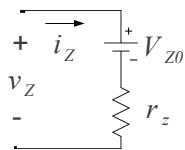
زیز ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء سے حرارتی توانائی پیدا ہوتی ہے جس سے زیز ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتا ہے۔ اگر زیز ڈائیوڈ سے حرارتی طاقت کے اخراج کی شرح اس میں برقی طاقت کے ضیاء سے پیدا ہوتے ہیں تو زیز ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتے نہ تابدی بروایت ہو جاتا ہے جس سے یہ تباہ ہو جاتا ہے۔ بر قیامتی پر زہ جات عموماً اسی طریقے سے تباہ ہوتے ہیں۔ درجہ حرارت بڑھنے سے نیم موصل مادہ لگھل جاتا ہے اور یوں پر زہ تباہ ہو جاتا ہے۔

زیز ڈائیوڈ کے خط کی ڈھلوان اور اس کے باریک اشاراتی زیز مزاحمت r_z کا تعلق عام ڈائیوڈ کی طرح ہی ہے یعنی

$$(2.78) \quad \frac{1}{r_z} = \frac{\Delta v_Z}{\Delta i_Z}$$

بس فرق صرف اتنا ہے کہ زیز ڈائیوڈ یوں بنایا جاتا ہے کہ اس کی ڈھلوان زیادہ سے زیادہ ہو۔ یوں اس کی اشاراتی زیز مزاحمت کم سے کم ہوتی ہے جس سے زیز 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

$$(2.79) \quad \Delta v_Z = \Delta i_Z r_z$$



شکل 2.68: زیزڈائیڈ کاریاضی نمونہ

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ r_z کی قیمت جتنی کم ہو برقی رو کے تبدیلی سے برقی دباؤ میں اتنی کم تبدیلی رونما ہو گی۔

زیزڈائیڈ کاریاضی نمونہ حاصل کرنے کی خاطر اس کے خط کو نقطہ (V_Z, I_Z) سے ڈھلوان $\frac{1}{r_z}$ کے نقطے دار لکیر سے افقی محور تک پہنچایا جاتا ہے جہاں یہ محور کو V_{Z0} - پر لکراتا ہے۔ اس خط کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(2.80) \quad v_Z = V_{Z0} + i_Z r_z$$

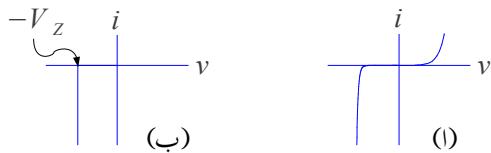
اس مساوات سے زیزڈائیڈ کاریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.68 میں دکھایا گیا ہے۔ زیز گھٹنے کے قریب خط کافی زیادہ مرتا ہے جبکہ زیادہ برقی رو (یعنی $I_Z >> I_{ZK}$) پر یہ خط تقریباً سیدھا رہتا ہے۔ زیزڈائیڈ کا عمومی استعمال اس سیدھے خطے میں ہی کیا جاتا ہے۔

زیزڈائیڈ کو عموماً زین گھٹنے کے قریب استعمال نہیں کیا جاتا۔ زیز گھٹنے کے قریب خط کو نظر انداز کرتے ہوئے اور $r_z = 0$ لیتے ہوئے زیزڈائیڈ کے خط کو سادہ شکل دی جاسکتی ہے جسے شکل میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 2.67 میں زیزڈائیڈ کا لبریزی برقی رو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے تاکہ شکل میں اہم نکات دکھانا ممکن ہو۔ شکل 2.69 الف میں زیزڈائیڈ 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۔

جبیسا اپر ذکر ہوا کہ زیزڈائیڈ کو عموماً الٹا ہی مائل کیا جاتا ہے اور ایسا کرتے وقت زیز گھٹنے کے قریب خطے کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے۔ اگر زیز گھٹنے کے قریب خطے کو نظر انداز کیا جائے اور $r_z = 0$ تصور کیا جائے تو زیزڈائیڈ کے خط کو شکل 2.69 - ب کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے۔ اس سادہ خط کے مطابق زیزڈائیڈ دو ہی صورت اختیار کر سکتا ہے۔ پہلی صورت میں اس پر برقی دباؤ تبدیل ہو سکتی ہے مگر اس میں برقی رو کی قیمت صفر رہتی ہے یعنی

$$(2.81) \quad \begin{aligned} 0 &\leq |v_Z| < |V_Z| \\ |i_Z| &= 0 \end{aligned}$$



شکل 2.69: 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 بر قی دباؤ V_Z رہتا ہے جبکہ اس میں بر قی رو قابل تبدیل ہے یعنی

$$(2.82) \quad |v_Z| = |V_Z| \\ 0 \leq |i_Z| \leq |I_{Zmax}|$$

جہاں I_{Zmax} وہ بر قی رو ہے جس پر زینر ڈائیوڈ میں بر قی طاقت کا ضیاع قابل برداشت حد کے برابر ہوتا ہے۔ اس صورت میں اسے بے قابو حالت میں تصور کیا جائے گا۔

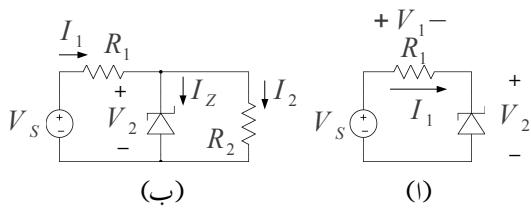
شکل 2.69 - ب زیادہ آسانی اور جلدی سے قابل قبول جوابات حاصل کرنے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔
شکل 2.70 - الف میں دور میں زینر ڈائیوڈ کو بے قابو حالت میں رکھ کر اس دور کو عموماً سادہ منع بر قی دباؤ (یعنی بر قی دباؤ کی منع) کے طور استعمال کیا جاتا ہے جس کی خارجی یک سستی بر قی دباؤ کی قیمت V_Z کے برابر ہوتا ہے۔ اس پر، جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، بر قی بوجھ کو مزاحمت R_2 کی جگہ نسب کیا جاتا ہے۔ اس منع کے مختلف پہلو پر چند مثالیں دیکھتے ہیں۔

مثال 2.17: شکل 2.70 الف میں زینر بر قی دباؤ 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 بر قی دباؤ اور اس میں گزرتی بر قی رو حاصل کریں۔

$$V_S = 3\text{ V} .1$$

$$V_S = 8\text{ V} .2$$

$$V_S = 20\text{ V} .3$$



فکل 2.70: زینر ڈائیوڈ کا استعمال

حل: فکل 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 مقطوع 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 3 V 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 $V_Z = 5.6\text{V}$ 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 یہی 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 زیز 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 زیز ڈائیوڈ منقطع رہتا ہے اور یوں $I_Z = 0$ ہو گا۔ منقطع زیز 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 زیز ڈائیوڈ میں صفر برقی رو گزرتا ہے لہذا دونوں مزاحمت میں برابر برقی رو گزے کا 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 زیز 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 ہوتی ہے۔

شکل 2.70 ب کے تحت زیز ڈائیوڈ دو ہی صورتوں میں رہ سکتا ہے یعنی منقطع یا بے قابو۔ اُنہیں دو صورتوں کو مساوات 2.81 اور مساوات 2.82 بیان کرتے ہیں۔

آئین موجودہ مثال میں زیز کو منقطع تصویر کریں۔ منقطع زیز 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 زینر ڈائیوڈ منقطع رہے گا۔ یوں زینر ڈائیوڈ کو منقطع تصور کرنا درست تھا۔ منقطع زینر ڈائیوڈ میں $I_Z = 0$ رہے گا بجکہ 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 زینر ڈائیوڈ نہیں لگایا گیا۔ اس طرح $V_2 = 4\text{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اب اگر زینر ڈائیوڈ نسب کر دیا جائے تو یہ منقطع ہی رہے گا۔

آئیں اسی مثال کو تیسری مرتبہ یوں حل کریں کہ زینر ڈائیوڈ کو بے قابو صورت میں تصور کیا جائے۔ چونکہ بے قابو زینر ڈائیوڈ پر زینر برقی 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۔ زینر ڈائیوڈ اور دونوں مزاحمت کے مشترک جوڑ پر کر خوف کے قانون برائے برقی روکے تھت $I_1 = I_2 + I_Z$ ہونا چاہئے جس سے

$$I_Z = I_1 - I_2 = 2.4\text{ mA} - 5.6\text{ mA} = -3.2\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی زینر برقی رو کا مطلب ہے کہ زینر ڈائیوڈ میں برقی رو کی سمت شکل 2.70 ب کے الٹ ہے۔ ایسا ہونے سے صاف ظاہر ہے کہ زینر ڈائیوڈ ہرگز بے قابو حالت میں نہیں ہے۔ بے قابو حالت میں برقی رو شکل میں دکھائے رکھ میں ہوتا ہے۔ ہم نے زینر ڈائیوڈ کو غلط حالت میں تصور کیا تھا اور یہ بے قابو صورت میں نہیں ہے۔ اس طرح زینر ڈائیوڈ منقطع ہی ہے۔ یہاں سے ہم پہلے ہی حل کر چکے ہیں۔

3. اس مثال کو بھی کئی طریقوں سے حل کیا جا سکتا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ زینر ڈائیوڈ بے قابو ہے۔ اس صورت $V_2 = V_Z = 5.6\text{V}$ 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۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

$$I_1 = I_2 + I_Z$$

$$14.4 \text{ mA} = 5.6 \text{ mA} + I_Z$$

$$I_Z = 8.8 \text{ mA}$$

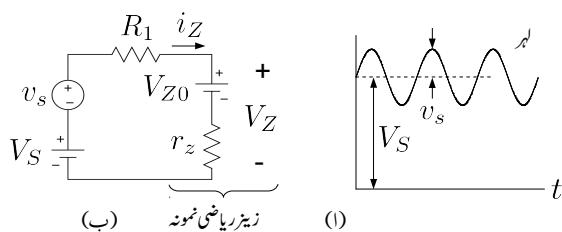
حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ زیز ڈائیوڈ میں بے قابو برقی رو کے رخ ہی برقی رو گزر رہی ہے لہذا جواب درست ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب تک I_1 کی قیمت I_2 کے قیمت سے زیادہ ہو اس صورت میں زیز ڈائیوڈ میں بے قابو برقی 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 برقی دباؤ کی منجع کو داخلی جانب برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے جس کو شکل 2.71 الف میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ داخلی برقی دباؤ مکمل طور یک سختی نہیں ہے بلکہ اس میں ناپسندیدہ لہر v_s پایا جاتا ہے جبکہ یک سختی برقی دباؤ V_S اس کا بیشتر حصہ ہے۔ ان دونوں حصوں کی نشاندہی شکل میں کی گئی ہے۔ زیز ڈائیوڈ سے بنائی گئی برقی دباؤ کے منجع 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 $v_s = 1.2 \sin \omega t$ ، $V_S = 15 \text{ V}$ اور $r_z = 10 \Omega$ اور $V_{Z0} = 5.6 \text{ V}$ ہونے کی صورت میں خارجی برقی دباؤ V_2 حاصل کریں۔

حل: شکل 2.70 الف میں زیز ڈائیوڈ کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 2.71 ب حاصل ہوتا ہے۔ خارجی برقی دباؤ حاصل زیز پر پائے جانے والا برقی دباؤ V_Z ہی ہے جسے یوں حاصل کرتے ہیں۔



شکل 2.71: زینر منع

پہلے دور میں برقی رو حاصل کرتے ہیں۔

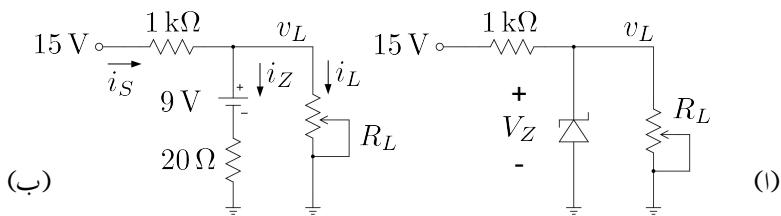
$$\begin{aligned} i_Z &= \frac{V_S + v_s - V_{Z0}}{R_1 + r_z} \\ &= \frac{15 + 1.2 \sin \omega t - 5.6}{1000 + 10} \\ &= (9.3 + 1.18811 \sin \omega t) \times 10^{-3} A \end{aligned}$$

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 اہر، یک سمیت حصے کا $\frac{1.2}{15} \times 100 = 8\%$ بنتا ہے جبکہ خارجی برقی دباؤ میں اہر صرف $\frac{0.01188}{5.693} \times 100 = 0.2086\%$ بنتا ہے۔ زینر ڈائوڈ کے استعمال سے اہر نہیں کم ہو گئی ہے۔

مثال 2.20: شکل 2.72 اف میں زینر منع کے متوازی برقی بوجھ R_L نسب کیا گیا ہے تاکہ برقی بوجھ کو مستقل برقی دباؤ مہبیا کی جائے۔ برقی بوجھ کو تقریباً نو ولٹ درکار ہیں لہذا نو ولٹ کا زینر استعمال کیا جاتا ہے۔ زینر



شکل 2.72: زیر منہج پر بدلتی بوجھ

ڈائیوڈ کا $V_{Z0} = 9\text{V}$ جبکہ اس کا $r_z = 20\text{V}$ ہے۔ برقی بوجھ کی مزاحمت $2\text{k}\Omega$ تا $9\text{k}\Omega$ تبدیل ہو سکتی ہے۔ ان حدود میں بوجھ پر برقی دباؤ v_L کا تغیینہ لگائیں۔

حل: شکل ب میں اس کا باریک مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ زیر ڈائیوڈ بے قابو صورت میں رہتا ہے۔ یوں زیر ڈائیوڈ اور برقی بوجھ پر تقریباً $9\text{k}\Omega$ رہتے ہیں اور

$$i_S = \frac{15 - 9}{1000} = 6\text{ mA}$$

اوگ-اگر $R_L = 2\text{k}\Omega$ 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 زیر ڈائیوڈ پر پائے جانے والے برقی دباؤ کی زیادہ درست قیمت دریافت ہو گئی ہے لہذا ہم مندرجہ بالا تمام معلومات دوبارہ حاصل کر سکتے ہیں۔ اس طرح $i_Z = 4.515\text{ mA}$, $i_S = 5.97\text{ mA}$ اور $i_L = 4.515\text{ mA}$

1.455 mA حاصل ہوتے ہیں جن سے $v_L = 9.0291$ V حاصل ہوتا ہے جو تقریباً مساوات 2.83 میں دیا گیا جواب ہی ہے۔ آپ اس نئی قیمت کو استعمال کرتے ہوئے اور بہتر جواب حاصل کر سکتے ہیں لیکن جیسا کہ آپ نے دیکھا پہلا جواب عموماً قابل قبول ہوتا ہے۔ یوں $2\text{k}\Omega$ کے برقی بوجھ پر زیر منع 9.03 V برقی دباؤ مہیا کرتی ہے۔

برقی بوجھ 6 $\text{k}\Omega$ کرنے سے i_S پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ بقیا 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 تا 1.5 mA تبدیل ہوتی ہے۔ زیر منع کا برقی دباؤ صرف 9.03 V تا 9.09 V یعنی 60 mV تبدیل ہوتا ہے۔ چونکہ ہم نو وولٹ کی منع بنانے لکھ تھے لذا نو وولٹ کی نسبت سے دیکھتے ہوئے بوجھ کے برقی دباؤ میں صرف

$$\frac{9.09 - 9.03}{9} \times 100 = 0.66 \%$$

کی تبدیلی آتی ہے۔ زیر منع کے برقی دباؤ میں تبدیلی کا دار و مدار زینرڈ ڈائوڈ کے برقی رو میں تبدیلی پر ہے۔ اگر کسی طرح زینرڈ ڈائوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کیا جائے تو منع سے حاصل برقی دباؤ میں تبدیلی مزید کم ہوگی۔ حصہ 3.22 میں ایسا کرنا دکھایا جائے گا۔

2.24 یک سمتی اور بدلتے متغیرات کے حساب کی علیحدگی

شکل 2.73 الف میں 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

$$\begin{aligned}
 V_{SS} + v_s &= V_{D0} + i_D(R + r_d) \\
 (2.85) \quad &= V_{D0} + (I_D + i_d)(R + r_d) \\
 &= V_{D0} + I_D R + I_D r_d + i_d R + i_d r_d
 \end{aligned}$$

بدلتا اشارہ کے عدم موجودگی میں (یعنی جب v_d اور i_d کے قیمتیں صفر ہوں) اس مساوات کو یوں لکھا جائے گا

$$(2.86) \quad V_{SS} = V_{D0} + I_D R + I_D r_d$$

بدلتے متغیرات کے موجودگی میں مساوات 2.85 کو یوں حل کر سکتے ہیں۔

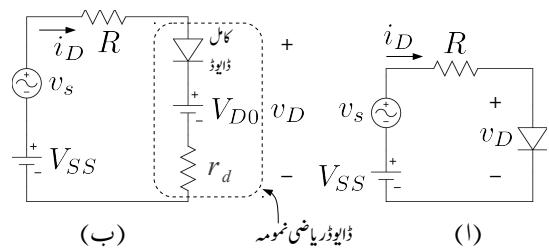
$$\begin{aligned}
 \widehat{V_{SS}} + v_s &= \widehat{V_{D0} + I_D R + I_D r_d} + i_d R + i_d r_d \\
 (2.87) \quad v_s &= i_d R + i_d r_d
 \end{aligned}$$

جہاں مساوات 2.86 کی مدد سے دائیں اور بائیں بازو کے یک سمتی مقداروں کی نشاندہی کرتے ہوئے انہیں کاٹ کر مساوات کا دوسرا جزو حاصل کیا گیا۔

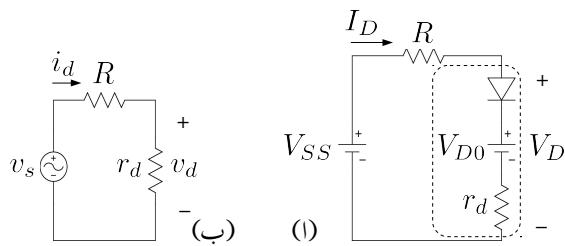
مساوات 2.86 اور مساوات 2.87 کے دوسرے جزو کے ادوار شکل 2.74 میں دکھائے گئے ہیں۔ شکل 2.74 ب اس دور کا مساوی باریک اشاراتی دور کہلاتا ہے۔ ڈائیوڈ کے باریک اشارات i_d اور v_d یوں حاصل کیا جائیں گے۔

$$\begin{aligned}
 (2.88) \quad i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\
 v_d &= i_d r_d = \frac{r_d v_s}{R + r_d}
 \end{aligned}$$

مندرجہ بالا طریقہ کار ایک عمومی طریقہ کار ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے ادوار بالحوم اور ٹرانزسٹر کے ادوار بالخصوص حل کئے جاتے ہیں۔ اس طریقے میں ادوار حل کرتے وقت پہلے بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے۔ اس نقطے پر ڈائیوڈ (ٹرانزسٹر) کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے کے اجزاء حاصل کئے جاتے ہیں۔ باریک اشاراتی حساب و کتاب کی خاطر مساوی باریک اشاراتی دور بنایا جاتا ہے جس میں تمام یک سمتی منع بر قی دباؤ کو قصر دور کرتے ہوئے ڈائیوڈ (ٹرانزسٹر) کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کیا جاتا



شكل 2.73: یک سمتی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی



شکل 2.74: یک سمتی اور باریک اشاراتی مساوی ادوار

ہے۔ یوں حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو عام برقی دور کے مانند حل کرتے ہوئے باریک اشاراتی برقی دباؤ اور باریک اشاراتی برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔

یک سمتی اور باریک اشاراتی حساب و کتاب کا یوں علیحدہ کرنا برقيات کے میدان میں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ اگلے بالوں 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 $V_{SS} = 12\text{V}$ ہوئے ڈائیوڈ سے گزرنی بدلتی برقی رو i_d اور اس پر بدلتا برقی دباؤ v_d حاصل کریں۔

حل: اس دور کا مساوی باریک اشاراتی دور شکل 2.74 ب میں دکھایا گیا ہے جسے حل کرنے کی خاطر ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت r_d کی قیمت جانا ضروری ہے۔ ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت نقطہ مائل سے مساوات 2.35 سے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل 2.73 کے یک سمتی حل سے

$$(2.89) \quad I_D = I_{DQ} = \frac{V_{SS} - 0.7}{R} = \frac{12 - 0.7}{5000} = 2.26\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(2.90) \quad r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}} = \frac{0.025}{0.00226} = 11.062\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل 2.74 ب کے دور سے

$$(2.91) \quad \begin{aligned} i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\ &= \frac{0.5 \sin \omega t}{5000 + 11} \\ &= 9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t \\ v_d &= i_d r_d \\ &= (9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t) \times 11 \\ &= 1.0976 \times 10^{-3} \sin \omega t \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

2.25 قانون مرتعن جیٹ اتار کار

اس باب میں زیادہ طاقت یعنی زیادہ جیٹ کے اشارے کی صورت میں جیٹ اتار کار کا خارجی برتنی دباؤ اس کے داخلی برتنی دباؤ کے چوٹی کے برابر ہوتا ہے۔ اس حصے میں کم طاقت یعنی کم جیٹ کے اشارے کی صورت میں جیٹ اتار کار کی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جہاں آپ دیکھیں گے کہ جیٹ اتار کار کا خارجی برتنی دباؤ اس کے داخلی برتنی دباؤ کے مرتعن کے راست تناسب ہوتا ہے۔ اس حصے میں آپ یہ بھی دیکھیں گے کہ کم طاقت والے اشارے کی طاقت کو جیٹ اتار سے ناپا جا سکتا ہے۔

شکل 2.75 میں مزاحمت R_S کو رویڈیو اشلہ v_i فراہم کیا گیا ہے۔ دراصل جس بھی دور کو رویڈیو اشلہ فراہم کیا جا رہا ہو اس دور کے داخلی مزاحمت کو R_S سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ ذرائع ابلاع¹⁹⁷ کے ادوار میں R_S کی قیمت عموماً 50Ω ہوتی ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ سائنس نما برتنی دباؤ $V_p \cos \omega t$ کی موثر¹⁹⁸ قیمت $V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$ کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت R_S میں برتنی طاقت کے ضیاع کو

$$(2.92) \quad P = \frac{V_{rms}^2}{R_S} = \frac{V_p^2}{2R_S}$$

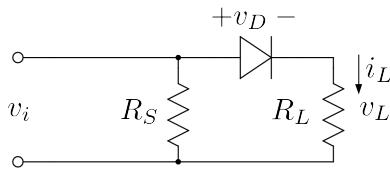
لکھا جا سکتا ہے۔ اس طاقت کو نانپنے کی غرض سے R_S کے متوالی ڈائیوڈ اور مزاحمت R_L نسب کئے گئے ہیں جہاں سلسلہ وار جڑے ڈائیوڈ اور R_L کے کل مزاحمت کی قیمت R_S کے قیمت سے بہت زیادہ رکھی جاتی ہے تاکہ ان کی شمولیت داخلی اشارے پر بوجھ نہ ڈالے۔ اگرچہ ایسا تصور کرنا ضروری نہیں لیکن ہم اس حصے میں تصور کریں گے کہ ڈائیوڈ کو معمولی یک سمیتی برتنی دباؤ دے کر سیدھا مائل رکھا گیا ہے۔ شکل میں اس یک سمیتی برتنی دباؤ کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ آئیں اب تخلیلی تجزیہ کریں۔

کسی بھی خمار تفاف $f(x)$ 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 برتنی رو کو داخلی برتنی دباؤ v_i =

communication systems¹⁹⁷
rms¹⁹⁸
power series¹⁹⁹



شکل 2.75: ڈائیوڈ قانون مریخ جیطہ اتار کار

$V_p \cos \omega t$ 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 $i_L R_L = v_L$ 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 فیلٹر کرتے ہوئے اس میں سے خالص یک سمی جزو کو علیحدہ کیا جاسکتا ہے۔ R_L کے متوازی ایک عدد کپسیٹر 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 مریخ کے راست ناسب ہوتا ہے۔ اس کے برعکس چوتھی حاصل کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے چوتھی کے برابر ہوتا ہے۔ مساوات 2.93 قانونِ مریخ²⁰⁰ 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 موبیع کی دوسری شکل ہے جس کے تحت کم طاقت پر مزاحمت R_L کا یک سمتی برقی دباؤ اور R_S میں طاقت کا ضایع راست تناوب کا تعلق رکھتے ہیں۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے ذرا کم ابلاغ میں ڈائیوڈ کے استعمال سے اشارے کی طاقت ناپی جاتی ہے۔ ڈائیوڈ کے اس دور کو ڈائیوڈ قانونِ موبیع شناسنده²⁰¹ 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 تخلیق دئے جاتے ہیں۔ کمپیوٹر پر ہی دور کی کارکردگی دیکھتے ہوئے اس میں روکوبل پیدا کیا جاتا ہے حتیٰ کہ درکار بتانے کا حاصل ہوں۔ اس کے بعد اصل دور بنانے کا مرحلہ آتا ہے۔ اس قسم کا نہیت 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۔ یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ بر قیات کو سمجھے بغیر کمپیوٹر کی مدد سے کسی صورت کام کرتا ہوا دور تخلیق دینا ناممکن ہے۔

شکل 2.76 میں ڈائیوڈ کا سپائٹ ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جو کہ وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔ اس ریاضی نمونے میں ڈائیوڈ کے ثابت اور منفی خطوط کے مزاحمت کو R_S کہا گیا ہے۔ اس کی قیمت اکائی تا دھائی کے حدود میں ہوتی ہے۔ یہ مزاحمت ڈائیوڈ کی ناپسندیدہ خوبیوں میں سے ایک ہے۔

ڈائیوڈ کے ساکن یا یک سمتی رو حال کو اس کے $v_D - i_D$ مساوات سے ہی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ بدلتی رو حال میں ڈائیوڈ کی تغیر پذیر کمیشن C_D بھی کردار ادا کرتا ہے۔ شکل میں $i_D - v_D$ اور C_D کی مساواتیں دی گئی ہیں۔ باریک اشاراتی تجربیہ کے وقت سپائٹ پروگرام ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت r_d اور اس کی باریک اشاراتی کمیشن C_d اور C_j استعمال کرتا ہے۔

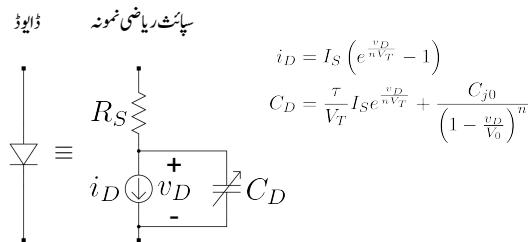
²⁰¹ diode square law detector

²⁰² spice

²⁰³ پہلا سپائٹ کمپیوٹر پروگرام کیلئے فوریا، برقلے کے یونیورسٹی میں تیار کیا گیا۔

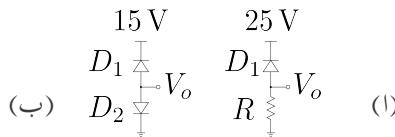
جدول 2.4: سپائٹ ریاضی نمونے کے جزو

قیمت	سپائٹ کا جزو	علامت	ریاضی نمونے کے جزو کا نام
10^{-14} A	IS	I_S	لبریزی بر قی رو
0Ω	RS	R_S	مزاحت
1	N	n	آخری جزو
0 s	TT	τ_T	او سط دورانیہ عبور
0 F	CJ0	C_{j0}	صفر بر قی دباؤ پر الٹی کپیشن
0.5	M	m	جزو شرہ بندی
$\infty \text{ V}$	BV	V_{ZK}	ناقابل برداشت بر قی دباؤ
10^{-19} A	IBV	I_{ZK}	ناقابل برداشت بر قی رو
1 V	VJ	V_0	رکاوٹی بر قی دباؤ



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: اٹھ برقی رو کی ناپ

سوالات

سوال 2.1: ایک ڈائیوڈ جس کا $n = 1$ mA کے برابر ہے میں 1 mV برقی رو گزرتے وقت اس پر 0.61 V کا برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ اس ڈائیوڈ پر جب 0.66 V دباؤ پایا جائے تو اس میں برقی رو حاصل کریں۔ اس ڈائیوڈ کی I_S حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } I_S = 2.53 \times 10^{-14} \text{ A}, 7.389 \text{ mA}$$

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۔

$$\text{جوابات: } I_S = 10^{-14} \text{ A}, n = 1.05$$

سوال 2.3: اٹھ مائل ڈائیوڈ سے رستا برق رو کو ناپنے کے لئے شکل 2.77 الف میں دکھایا دور استعمال کرتے ہیں۔ اتنا حساس اشارہ ناپنے کی خاطر نہیں زیادہ داخلی مزاجمت رکھنے والا آلم استعمال کیا جاتا ہے۔ 30°C پر شکل میں $V_o = 0.2 \text{ V}$ ناپا جاتا ہے۔ 0°C اور 60°C پر کیا ناپے جائیں گے۔ $R = 500 \text{ k}\Omega$ ہے۔

$$\text{جوابات: } 0.025 \text{ V}, 1.6 \text{ V}$$

سوال 2.4: شکل 2.77 ب میں دونوں ڈائیوڈ بالکل یکساں ہیں جن کا $I_D = 10 \text{ mA}$ پر $n = 1$ اور $V_D = 0.62 \text{ V}$ ہے۔ 25°C پر $V_o = 0.11 \text{ V}$ ناپا جاتا ہے۔

- الٹا رستا برق رو حاصل کریں۔

• الٹا رستا برق رو لبریزی بر قی رو I_S کے کتنے گناہے۔

جوابات: 13.8 pA, 81.45

سوال 2.5: ایک ڈائیوڈ کی بر قی رو د گنی کر دی جاتی ہے۔ $n = 2$ اور $n = 1$ کی صورت میں بر قی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 17.328 mV, 34.657 mV

سوال 2.6: ایک ڈائیوڈ کی بر قی رو د گن کر دی جاتی ہے۔ $n = 2$ اور $n = 1$ کی صورت میں بر قی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 57.56 mV, 115 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 اندرونی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔ گرم ہونے کے بعد ڈائیوڈ میں بر قی طاقت کا ضیاء حاصل کریں۔ فی واث طاقت کے ضیاء سے درجہ حرارت میں اضافہ حاصل کریں۔ اس کو ڈائیوڈ کی حرارتی مزاحمت 204 کہتے ہیں۔

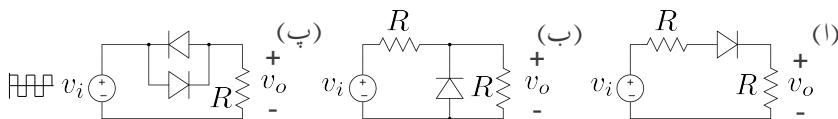
جوابات: 1.28 W , $19.53 \frac{\text{C}}{\text{W}}$

سوال 2.8: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے مستطیل داخلی اشارہ v_i سے خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹ $\pm 1 \text{ V}$ ہیں۔

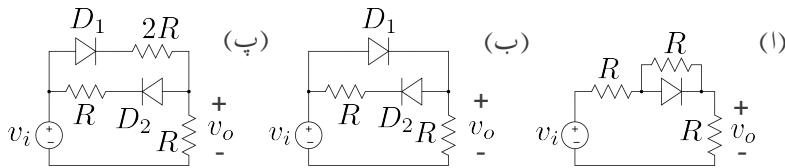
جوابات: اف) صرف ثبت 0.5 V جیٹ کا مستطیل اشارہ۔ ب) صرف ثبت 0.5 V جیٹ کا مستطیل اشارہ۔ پ) بالکل داخلی اشارے کی طرح $\pm 1 \text{ V}$ کا مستطیل اشارہ۔

سوال 2.9: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں سیدھے ڈائیوڈ پر 0.7 V کا گھاؤ لیتے ہوئے مستطیل داخلی اشارہ v_i سے خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹ $\pm 1 \text{ V}$ ہیں۔

جوابات: اف) مستطیل اشارہ جس کا ثبت جیٹ 0.15 V جبکہ منقی جیٹ صفر وولٹ ہے۔ ب) مستطیل جس کا ثبت جیٹ 0.5 V جبکہ منقی جیٹ 0.7 V ہے۔ پ) مستطیل $\pm 0.3 \text{ V}$ کا جیٹ۔



شکل 2.78: ڈائیوڈ کے سوالات



شکل 2.79: ڈائیوڈ کے دیگر سوالات

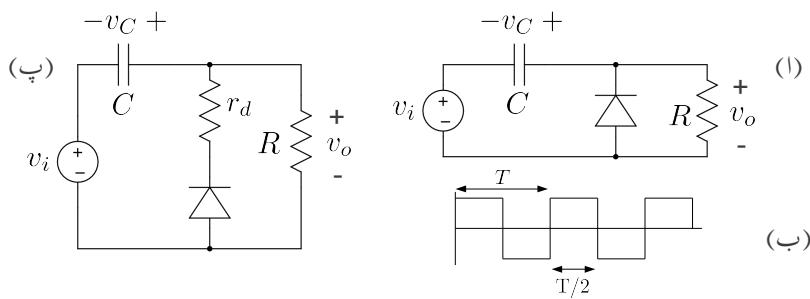
سوال 2.10: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے v_i کو سائن-منالیتے ہوئے خارجی اشارے v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹھے $\pm 1V$ لیں۔

سوال 2.11: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں سیدھے مائل ڈائیوڈ پر $0.7V$ بر قی دباؤ کا گھٹاؤ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے v_i کو سائن-منالیتے ہوئے خارجی اشارے v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹھے $\pm 1V$ لیں۔

سوال 2.12: شکل 2.79 میں $\pm 15V$ جیٹھے کا مستطیل داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارات حاصل کریں۔

حل: (a) ثابت داخلی اشارے کی صورت میں ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو گا۔ یوں $v_o = 7.5V$ ہو گا۔ منقی داخلی اشارے کے وقت ڈائیوڈ مائل ہو گا لہذا $v_o = 5V$ ہو گا۔ (b) ثابت v_i کے وقت D_1 سیدھا مائل اور یوں $v_o = 15V$ ہو گا۔ منقی v_i کی صورت میں D_2 سیدھا مائل ہو گا لہذا $v_o = -7.5V$ ہو گا۔ (پ) ثابت v_i پر $v_o = 5V$ ہے جبکہ منقی v_i پر $v_o = -7.5V$ ہے۔

سوال 2.13: شکل 2.80 الف میں شکنجه دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگاتار مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے جس کا جیٹھے $RC = \frac{T}{2} \mp 10V$ ہے۔ RC کی صورت میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارے کا خط کھپین۔



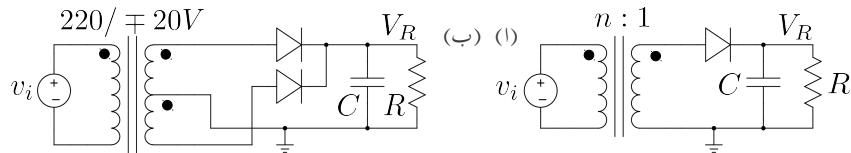
شکل 2.80: شکر

جواب: داخلي اشاره منفي ہوتے ہي خارجي اشاره 0 V ہو جاتا ہے جبکہ کپيسٹر جلدی سے $v_C = 10\text{ V}$ پر پہنچتا ہے۔ داخلي اشاره ثابت ہوتے ہي خارجي اشاره 20 V ہو جاتا ہے جو $T/2$ سينڈوں میں گھتے ہوئے 7.36 V رہ جاتا ہے۔

سوال 2.14: شکل 2.80 پ میں ڈائیوڈ کی مزاحمت r_d کو واضح دکھاتے ہوئے شکر نہ دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگانا مرتبی داخلي اشاره مہیا کیا جاتا ہے جس کا حیطہ $\mp 10\text{ V}$ ہے۔ اور $RC \ll T$ اور $r_dC \ll T$ اور جملہ r_d کے راستے 10 V پر پہنچ جائے گا جس سے $v_o = 0\text{ V}$ ہو جائے گا۔ یوں داخلي اشارہ کی صورت میں خارجي اشارے کا خط کھپیں۔

جواب: پہلے سوال کی طرح داخلي اشارہ ثابت ہونے کے لئے پر $v_C = 10\text{ V}$ اور خارجي اشارہ 20 V ہوتا ہے۔ $\frac{T}{2}$ سینڈ بعد خارجي اشارہ 7.36 V جبکہ $v_C = -2.64\text{ V}$ ہوتے ہیں۔ جیسی ہي داخلي اشاره منفي ہوتا ہے اس لمحے $v_o = -12.64\text{ V}$ ہو گا۔ $r_dC \ll T$ ہے اس ناطے یہ صورت زیادہ دیر نہیں پائی جائے گی اور جملہ r_d کے راستے 10 V پر پہنچ جائے گا جس سے $v_o = 0\text{ V}$ ہو جائے گا۔ یوں داخلي اشارہ منفي ہونے کے لمحات پر خارجي اشارے پر منفي سوتی نما برقي دباو پایا جائے گا۔

سوال 2.15: شکل 2.81 الف میں گھریلو واپڈا²⁰⁵ کی بجلی استعمال کرتے ہوئے بارہ ولٹ کی منبع بنائی گئی ہے۔ $R_L = 1.2\text{ k}\Omega$ ہے جبکہ یک سمی برقی دباو میں بل $\mp 1\text{ V}$ سے کم رکھنا ہے۔ ٹرانسفارمر کی شرح $1 : n$ اور کپيسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ واپڈا 50 Hz تعدد کی $\sqrt{2} \times 220 \cos \omega t$ ہے جس کی موثر²⁰⁶ قیمت 220 V ہے۔ ڈائیوڈ پر برقی دباو کے گھٹاؤ کو نظر انداز کریں۔



شکل 2.81: پرتو ولٹ کے برقی دباؤ کی منیج

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 بکلی فراہم کی گئی ہے۔ ٹرانسفارمر کے داخلی جانب 220 V موثر قیمت کا برقی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے۔ خارجی جانب ٹرانسفارمر کے درمیانہ پنیا کو برقی زمین تصور کرتے ہوئے باقی دو پینیوں پر آپس میں الٹ بیس 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 ، تقریباً $\pm 0.6 \text{ V}$

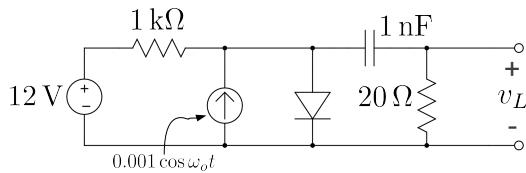
سوال 2.17: $I_S = 5 \text{ fA}$ کے ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی رو کا خط کھینچیں۔ اس پر سے چالو کردہ برقی دباؤ کا تخمینہ لگائیں۔

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 $i_D = I_0 e^{\frac{v_D}{V_T}}$ کا مکلارن سلسلہ²⁰⁷ حاصل کریں۔ اگر $V_T \ll i_D$ حاصل کریں۔ اگر V_T ہو تو اس سلسلہ کے صرف پہلے دو جزو لیتے ہوئے ثابت کریں کہ $i_D \approx I_D + \frac{v_d}{r_d}$ کھلا 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۔ $I_S = 10 \text{ fA}$ اور $V_T = 25 \text{ mV}$ 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 $V_D = 0.69383 \text{ V}$ 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 $\omega_0 = 5 \times 10^8 \text{ rad/s}$ ، $\omega_0 = 5 \times 10^6 \text{ rad/s}$ ، $\omega_0 = 5 \times 10^{10} \text{ rad/s}$ اور v_L پر شکل میں بدلتا برقی دباؤ 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 مجسمے 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۔

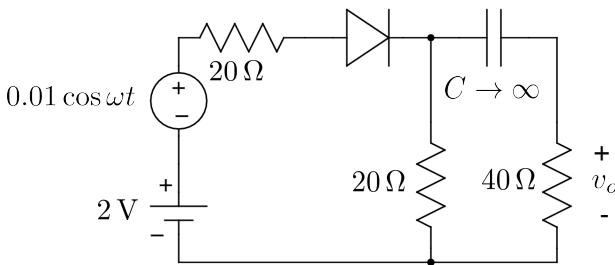
جواب: $V_o = 10 - 600I_o$

سوال 2.24: شکل 2.84 میں $I_D = 30 \text{ mA}$ پر ڈائیوڈ میں $V_D = 0.68 \text{ V}$ 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: ڈائیوڈی مارچ مساوات



شکل 2.84: خط بو جھ کا سوال

1. ڈائیوڈ کے خط پر یک سمیٰ خط بو جھ کھینچ کر نقطہ ماکل حاصل کریں۔

2. نقطہ ماکل پر ڈائیوڈ کی مزاحمت r_d حاصل کریں۔

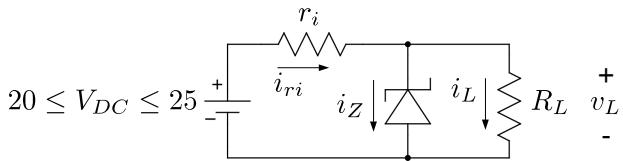
3. بدلتا برتنی دباؤ v_o حاصل کریں۔

4. نقطہ ماکل پر بدلتی رو، خط بو جھ کھپنیں۔

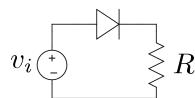
جوابات: $0.0019 \cos \omega t$ ، 36.7Ω ، $(0.68 \text{ V}, 33 \text{ mA})$

سوال 2.25: شکل 2.85 میں دکھائے زیمِ ڈائیوڈ پر اس وقت تک 12 V کا برتنی دباؤ برقرار رہتا ہے جب تک اس میں 2 mA تا 200 mA کا برتنی رو گزرا ہو۔ $R_L = 60 \Omega$ ہے۔

1. r_i کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر یک سمیٰ برتنی دباؤ 20 V تا 25 V تبدیل کرتے ہوئے زیمِ ڈائیوڈ پر 12 V برقرار رہیں۔



شکل 2.85: زیز ڈائیوڈ کا سوال



شکل 2.86: ڈائیوڈ کی برقی رو

2. زیز ڈائیوڈ میں زیادہ سے زیادہ طاقت کا ضایع حاصل کریں۔

جوابات: جب تک زیز 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 زیز ڈائیوڈ میں برقی رو تبدیل ہوتا ہے۔ 20V پر زیز میں کم سے کم 2mA رکھتے ہوئے ہو گا جس سے $i_{ri} = 39.6 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ داخلی برقی دباؤ 30V کرنے سے $i_{ri} = 0.202 \text{ A}$ ہو گا۔ یوں $i_{ri} = \frac{25-12}{39.6} = 0.1282 \text{ A}$ اور طاقت کا ضایع $i_Z = 0.3282 \text{ A}$ ہو گا۔

سوال 2.26: شکل 2.85 میں بدلتے مزاجمت R_L اور بدلتے داخلی برقی دباؤ کی صورت میں v_L کو زیز ڈائیوڈ کے مدد سے برقرار رکھا گیا ہے۔ اس سوال میں R_L کی قیمت 150Ω تا 1200Ω جبکہ داخلی برقی دباؤ 20.2 V تا 20.2 V تبدیل ہو سکتے ہیں۔ گزشتہ سوال میں اس زیز ڈائیوڈ کے خصوصیات بیان کئے گئے ہیں۔

1. درکار r_i کی قیمت حاصل کریں۔

2. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے 150Ω بوجھ اور 20.2 V داخلی برقی دباؤ پر i_L ، i_{ri} اور i_Z حاصل کریں۔

3. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے 150Ω بوجھ اور 25 V داخلی برقی دباؤ پر i_L ، i_{ri} اور i_Z حاصل کریں۔

4. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے 1200Ω بوجھ اور 20.2 V داخلي برقي دباؤ پر i_L ، i_{ri} اور i_Z حاصل کریں۔

5. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے 1200Ω بوجھ اور 25 V داخلي برقي 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۔ داخلي برقي دباؤ 20.2 V کی صورت میں $R_L = 50 \Omega$ کر دیا جاتا ہے۔ اس صورت میں v_L ، i_L اور i_Z حاصل کریں۔

جوابات: 0 A رو 134.666 mA ، 6.7333 V ہوتی ہے۔

سوال 2.28: شکل 2.86 میں آدھا سمت کار دکھایا گیا ہے جسے $v_i = 310 \cos \omega t$ داخلي برقي دباؤ مہیا کیا گیا ہے۔ استعمال شدہ ڈائیڈ زیادہ سے زیادہ 1 A کی اوسط برقي رو بروداشت کر سکتا ہے۔ مزاحمت کی کم سے کم ممکنہ قیمت حاصل کریں۔

جواب: ڈائیڈ آدھے لہر کے لئے چالو رہتا ہے۔ آدھے لہر کی اوسط برقي رو $\frac{V_p}{\pi R}$ کے برابر ہے۔ یوں $R = 98.676 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

الباب 3

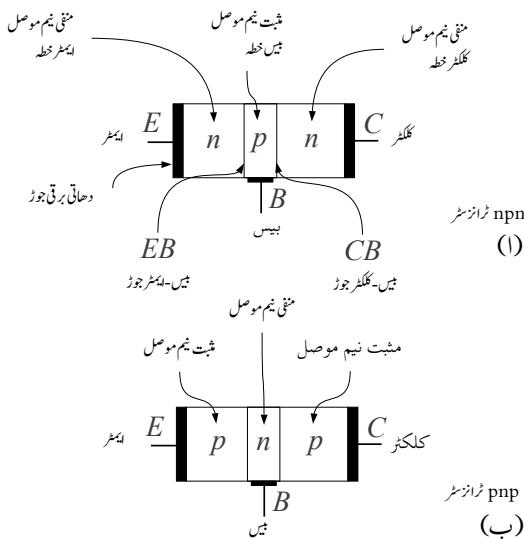
ٹرانزسٹر (دوجو ٹرانزسٹر)

برقیات میں دو اقسام کے پر زہ جات پائے جاتے ہیں۔ ان میں مزاحمت، کپیسٹر، امالہ اور ڈائیوڈ کو غیر عامل¹ پر زہ جات پکارا جاتا ہے جبکہ ٹرانزسٹر² کے دیگر اقسام کو عامل³ پر زہ جات پکارا جاتا ہے۔ بر قیات 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 بر قی میدان سے چلنے والے ٹرانزسٹر پر غور کیا جائے گا۔ بر قی 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 خطوں کے مابین ایک ثابت نیم موصل خطہ سمیانا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر یا *npn* ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ ان تین نیم موصل خطوں کو ایمپٹ خطہ⁵، بیس خطہ⁶ اور کلکٹر خطہ⁷ کہتے ہیں۔ شکل میں ان کی وضاحت کی گئی۔

passive¹
transistor²
active³
field effect transistor⁴
emitter⁵
base⁶
collector⁷

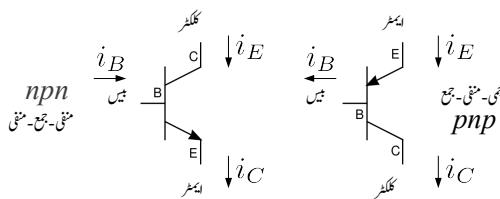


شکل 1.3: منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر اور منفی-جمع ٹرانزسٹر کی بناء

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 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 میں-ایمٹر BE جوڑ اور میں-کلکٹر BC جوڑ کہتے ہیں۔

شکل 3.2 میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے دو اقسام کے علامات دکھائے گئے ہیں۔ میں-ایمٹر جوڑ پر تیر کا نشان ٹرانزسٹر میں اس جوڑ سے گزرتی برقی روکی صحیح سمت دکھلاتا ہے۔ یوں npn ٹرانزسٹر میں ایمٹر سرے سے برقی رو i_E باہر کی جانب کو جبکہ باقی دو سروں پر برقی رو ٹرانزسٹر کے اندر جانب کو ہوگی۔ pnp ٹرانزسٹر میں ایمٹر سرے پر برقی رو اندر جانب جبکہ باقی دو سروں پر برقی روکی سمت ٹرانزسٹر کے باہر جانب کو ہوگی۔ ٹرانزسٹر کے میں-ایمٹر جوڑ اور میں-کلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل یا الٹا مائل کر کے ٹرانزسٹر کو تین مختلف طریقوں پر چلا جا سکتا ہے۔ جدول 3.1

emitter⁸
collector⁹
base¹⁰



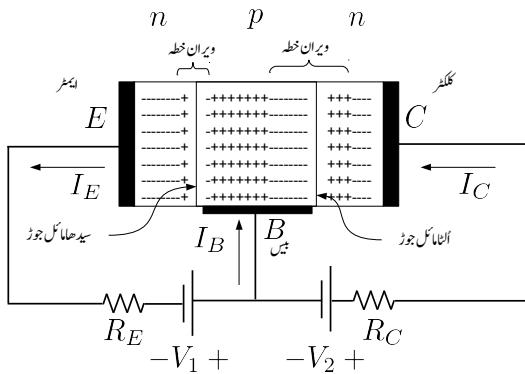
شکل 3.2: ٹرانزسٹر کے علامات

جدول 3.1: ٹرانزسٹر کے تین مختلف انداز کا کارکردگی	
انداز کا کارکردگی	بیس-لئنٹر جوڑ میں-لئنٹر جوڑ
افراستنده حال	سیدھا مائل غیر چالو یا اتنا مائل
غیر افزائندہ حال	سیدھا مائل چالو
منقطع حال	الاتما مائل

میں ٹرانزسٹر مائل کرنے کے تین ممکنہ طریقے دکھائے گئے ہیں۔ ٹرانزسٹر کو بطور ایک پیغام بر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ حال میں رکھا جاتا ہے۔ عددی ادوار¹¹ میں ٹرانزسٹر کے غیر افزائندہ حال اور منقطع حال دونوں استعمال ہوتے ہیں۔

3.2 افزائندہ حال منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل 3.3 میں منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کو اس طرح برتقی دباؤ مہیا کئے گئے ہیں کہ اس کا بیس-ایمپٹر BE جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا بیس-لکٹر BC جوڑ الٹا مائل ہو۔ یوں بیس-ایمپٹر BE جوڑ پر پیدا ویران خطے کی لمبائی کم ہو جائے گی جبکہ بیس-لکٹر BC جوڑ پر پیدا ویران خطے کی لمبائی بڑھ جائے گی۔ شکل میں منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کے برتقی سروں پر برتقی روکی سمتیں دکھائی گئی ہیں۔ شکل میں میں خطے کے لمبائی کو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے۔ npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی کا دارو مدار دو n خطوں کا انتہائی قریب قریب ہونے پر ہے۔ یوں حقیقت میں بیس خطے کی لمبائی چند مائیکرو میٹر μm ہوتی ہے۔ شکل 3.4 میں اس ٹرانزسٹر میں باروں کے حرکت کی وضاحت کی گئی ہے۔ بیس-ایمپٹر جوڑ بالکل ڈائیوڈ کی مانند عمل کرتا ہے۔ بیروفی برتقی دباؤ کی وجہ سے آزاد ایکٹر ان ایمپٹر خطے سے



شکل 3.3: میں-ایمپٹر جوڑ سیدھا مائل جبکہ میں-کلکٹر جوڑ اٹلامائیل کیا گیا ہے

میں خطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان الیکٹرونوں کو شکل میں مداخل الیکٹران¹² کہا گیا ہے۔ اسی طرح میں خطے سے آزاد خول ایمپٹر خطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان خولوں کو شکل میں مداخل خول¹³ کہا گیا ہے۔ منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر کی کارکردگی مداخل الیکٹرونوں پر مخصوص ہوتی ہے جبکہ مداخل خول اس میں کوئی کردار ادا نہیں کرتے۔ چونکہ مداخل الیکٹرونوں کی تعداد ایمپٹر خطے میں ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت¹⁴ N_D پر مخصوص ہے جبکہ مداخل خولوں کی تعداد میں خطے میں ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت N_A پر مخصوص ہے لہذا ٹرانزسٹر کے ایمپٹر خطے میں N_D کی قیمت میں خطے میں N_A کی قیمت سے کمی درجہ زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل 3.5 میں منفی-جمع-منفی $n-p-n$ ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ رواتی برقی رو اور الیکٹران کے بہاو کی سمتیں آپس میں الٹ ہوتی ہیں لہذا اس ٹرانزسٹر کے ایمپٹر سرے پر الیکٹران کا بہاو اندر کی جانب ہو گا۔ فرض کریں کہ ایمپٹر سرے پر ہر سینٹ x الیکٹران ٹرانزسٹر میں داخل ہوتے ہیں۔ الیکٹران کا برقی بار¹⁵ q ۔ لکھتے ہوئے یوں ایمپٹر سرے پر برقی رو I_E کی قیمت

$$(3.1) \quad I_E = xq$$

ہو گی۔ بیرونی برقی دباو میں ایمپٹر جوڑ کو سیدھا مائل کئے ہوئے ہیں۔ یوں اس جوڑ میں بالکل سیدھے مائل ڈایوڈ کی طرح برقی رو کا گزر ہو گا اور تمام کے تمام x الیکٹران میں خطے میں پہنچ جائیں گے۔¹⁶ میں خطے میں مداخل

injected electrons¹²

injected holes¹³

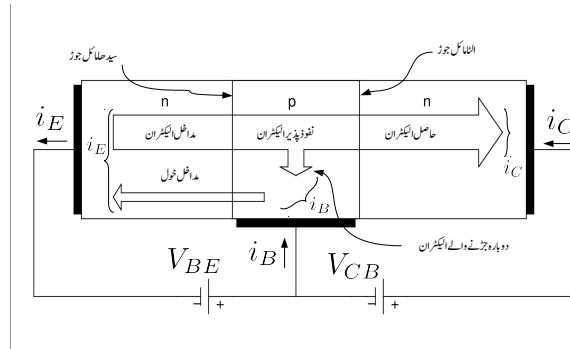
number density¹⁴

charge¹⁵

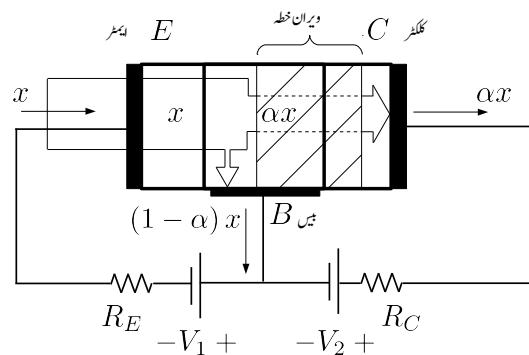
¹⁶ پہلے خول کے بہاو کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس کی بات آگے جا کر ہو گی

3.2. افراستنده حالت منفی-جمع-منفی $n-p-n$ ٹرانزسٹر کی کارکردگی

217



شکل 3.4: npn ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت



شکل 3.5: npn ٹرانزسٹر میں الیکٹرون کا بہاؤ

الیکٹران ہر جانب نفوذ پذیر ہوں گے۔ جیسا پہلے ذکر ہوا ہیں خطے کا بیشتر حصہ ویران خطے بن چکا ہے۔ ہیں خطے میں مداخل الیکٹران اس باریک لمبائی والے ہیں خطے سے ٹرانزسٹر کے بیرونی سرے B تک پہنچنے کی کوشش کریں گے۔ ایسے الیکٹران حرارتی توہائی کی بدولت ہیں خطے میں ہر جانب نفوذ پذیر ہوں گے تاہم بیرونی بر قی دباؤ V_I کی وجہ سے ان کی اوست رفتار بر قی سرے B کی جانب ہوتی ہے۔ ان الیکٹرانوں میں سے متعدد الیکٹران اس سفر کے دوران میں۔ لکھر جوڑ کے ویران خطے میں داخل ہو جاتے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ اس ویران خطے سے منقی باد تیزی سے دیکھ جانب یعنی لکھر خطے میں منتقل ہو جاتے ہیں۔ یوں x الیکٹرانوں کا بیشتر حصہ لکھر خطے میں پہنچ جاتا ہے اور یہاں سے ٹرانزسٹر کے بیرونی لکھر سرے پر پہنچ کر بر قی رو I_C پیدا کرتا ہے۔ لکھر خطے پہنچنے والے الیکٹرانوں کی تعداد کو αx لکھا جاسکتا ہے جہاں α کی قیمت عموماً 0.9 تا 0.99 ہوتی ہے۔ یوں لکھر سرے پر بر قی رو I_C کی قیمت

$$(3.2) \quad I_C = \alpha x q$$

ہو گی۔ یقایا الیکٹران یعنی $x(1 - \alpha)$ الیکٹران ٹرانزسٹر کے بیرونی ہیں سرے پہنچ کر بر قی رو I_B کو جنم دیتے ہیں یعنی

$$(3.3) \quad I_B = (1 - \alpha)x q$$

ان تین مساواتوں سے حاصل ہوتا ہے

$$(3.4) \quad \begin{aligned} I_E &= x q \\ I_C &= \alpha x q = \alpha I_E \\ I_B &= (1 - \alpha)x q = (1 - \alpha)I_E \\ I_E &= I_B + I_C \end{aligned}$$

ان سے مزید حاصل ہوتا ہے

$$(3.5) \quad \begin{aligned} I_C &= \alpha I_E = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B = \beta I_B \\ I_E &= I_C + I_B = (\beta + 1) I_B \end{aligned}$$

جہاں

$$(3.6) \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

لکھا گیا ہے۔ مساوات 3.5 کو ٹکڑوں میں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$(3.7) \quad I_C = \alpha I_E$$

$$(3.8) \quad \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$(3.9) \quad I_E = (\beta + 1) I_B$$

چونکہ $1 \approx \alpha$ 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:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.9}{1-0.9} = 9 . 1$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.99}{1-0.99} = 99 . 2$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.999}{1-0.999} = 999 . 3$$

current gain¹⁷

مثال 3.2: میں اس کے لئے $\alpha = 74$ اور $\beta = 74$ حاصل کریں۔

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{74}{74+1} = 0.987$$

مثال 3.3: ایک ٹرانزسٹر میں ہر سینڈ $10^{15} \times 6$ الیکٹران بیس-ایمپٹ جوڑ سے گزرتے ہیں۔ اگر $\alpha = 0.993$ ہو تو اس کے برقی سروں پر برقی رو حاصل کریں۔

حل: الیکٹران 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 گلکٹر 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 گلکٹر سرے پر برقی رو کی قیمت 35 گناہم یا زیادہ ہو گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس سرے پر تھوڑی مقدار میں برقی رو گلکٹر سرے پر زیادہ مقدار کے برقی رو کو قابو کرتی ہے۔ اس عمل کو افراش ¹⁸ کہتے ہیں۔ یوں β کو ٹرانزسٹر کی افراش برقی رو ¹⁹ کہیں گے۔ ٹرانزسٹر کے افراش کی صلاحیت ہی کی وجہ سے برقيات کے میدان کا وجود ہے۔

¹⁸ gain
¹⁹ current gain

ٹرانزسٹر کا BE جوڑ بالکل سادہ ڈائیوڈ کی طرح کردار ادا کرتا ہے۔ یوں اس جوڑ کے بر قی روکو

$$I_E = I'_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

لکھتے ہوئے

$$I_C = \alpha I'_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

$$I_B = \frac{\alpha I'_S}{\beta} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر ہم $\alpha I'_S$ کو 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۔ بیس۔ ایکسٹر جوڑ پر بر قی 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 خولوں کا I_C کے پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اسی لئے جیسا شروع میں ذکر ہوا مداخل خولوں کی تعداد کم سے کم رکھی جاتی ہے۔

مندرجہ بالا گنتگو میں میں۔ ٹرانزسٹر جوڑ کو اُنکے مائل رکھا گیا۔ اُنکے مائل ڈائیوڈ کی طرح اس جوڑ میں اٹی جانب بر قی رو I_S گزرے گی۔ ڈائیوڈ کی طرح حقیقت میں اٹی بر قی رو کی اصل قیمت تجویز سے حاصل I_S کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے اور اس کی قیمت اٹی بر قی دباؤ پر مختصر ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر میں اس بر قی رو کو I_{CB0} لکھا

جاتا ہے۔ I_{CB0} سے مراد ایکٹر سرے کو کھلے سرے رکھتے ہوئے ہیں۔ گلٹر جوڑ پر الٹی برقی رو ہے۔ اوپر مساوات حاصل کرتے وقت I_{CB0} کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ یوں حقیقت میں

$$(3.13) \quad I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$$

کے برابر ہے۔ I_{CB0} کی قیمت درج حرارت 10°C بڑھانے سے تقریباً 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 افراہندہ رہتا ہے جب اس کے بیس-ایکٹر جوڑ کو سیدھا مائل جکبہ اس کے بیس۔ گلٹر جوڑ کو غیر چالو رکھا جائے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افراہندہ حال رکھنے کی خاطر اس کے بیس۔ گلٹر جوڑ پر برقی دباؤ V_{BE} ثابت رکھی جاتی ہے جکبہ اس کے بیس۔ گلٹر جوڑ پر برقی دباؤ V_{BC} کو یا تو منفی رکھا جاتا ہے اور یا اسے چالو کر دہ برقی دباؤ یعنی 0.5V سے کم رکھا جاتا ہے۔ سیدھے مائل بیس۔ یکٹر جوڑ پر کسی بھی سیدھے مائل جمع۔ منفی جوڑ کی طرح برقی دباؤ کو 0.7V تصور کیا جاتا ہے۔

اب تک کے بحث میں β کو مستقل تصور کیا گیا۔ وہ حقیقت میں β کی قیمت از خود i_C پر منحصر ہوتی ہے۔ شکل 3.6 میں کسی ایک ٹرانزسٹر کو مثال بناتے ہوئے β اور i_C کا تعلق دکھایا گیا ہے۔ کسی بھی ٹرانزسٹر کو عموماً کسی خاص برقی رو کے لگ بھگ استعمال کیا گیا جاتا ہے۔ شکل میں اس کی نشاندہی کی گئی ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس خطے میں β کی قیمت بہت زیادہ تبدیل نہیں ہوتی اور یوں β میں تبدیلی کو نظر انداز کرتے ہوئے اس خطے میں اوسط β کے قیمت کو ٹرانزسٹر کا β تصور کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں i_C کے تبدیلی سے β کے تبدیلی کو نظر انداز کیا جائے گا۔

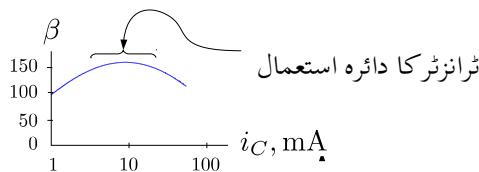
β دو یہ سمجھی برقی رو یعنی I_B اور I_C کی شرح ہے جسے عموماً h_{FE} بھی لکھا جاتا ہے یعنی

$$(3.14) \quad \beta = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

ٹرانزسٹر کو اشارے کی افزاش کے لئے استعمال کیا جاتا ہے جو کہ یہ 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 $\frac{i_c}{i_b}$ سے زیادہ دلچسپی ہے۔ اس شرح کو h_{fe} کہتے ہیں یعنی

$$(3.15) \quad h_{fe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{i_c}{i_b}$$

یوں h_{FE} کو ٹرانزسٹر کا یہ سمجھی افزاش برقی رو جکبہ h_{fe} کو اس کا بدلتا افزاش برقی رو کہا جاتا ہے۔ اگرچہ h_{FE} اور h_{fe} کے قیتیں مختلف ہوتی ہیں لیکن ان میں فرق بہت زیادہ نہیں ہوتا۔ اس کتاب میں h_{FE} اور h_{fe} میں فرق کو نظر انداز کرتے ہوئے انہیں ایک ہی قیمت کا تصور کرتے ہوئے β سے ظاہر کیا جائے گا۔



شکل 6: افزائش بالقابل بر قی رہو

3.3 غیر افزائندہ کردہ برقی دباؤ

شکل 3.7 میں ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل میں۔ ایمپر جوڑ پر $V_{BE} = 0.7V$ جبکہ اس کے میں۔ 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 0.2V ہوتی ہے۔ اگر بیس۔ کلکٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو اس حد (یعنی چالو کردہ برقی دباؤ) سے بڑھایا جائے تو V_{CE} کی قیمت 0.2V سے کم ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر غیر افزائندہ صورت اختیار کر لے گا۔ لہذا افزائندہ حال ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ V_{CE} کی قیمت 0.2V سے زیادہ رہتی ہے۔ V_{CE} کے اس قیمت کو ٹرانزسٹر کا غیر افزائندہ برقی دباؤ غیر افزائندہ $V_{CE, \text{sat}}$ کہتے ہیں²⁰ یعنی

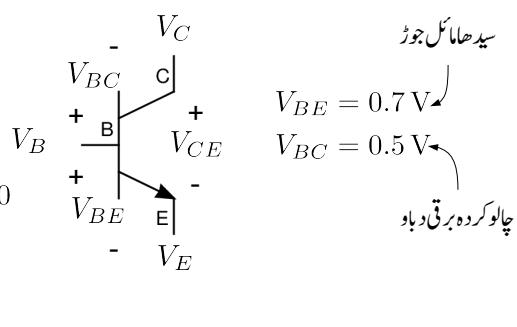
$$(3.16) \quad V_{CE, \text{sat}} = 0.2 \text{ V}$$

3.4 افزائندہ حال جمع- منفی- جمع pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی

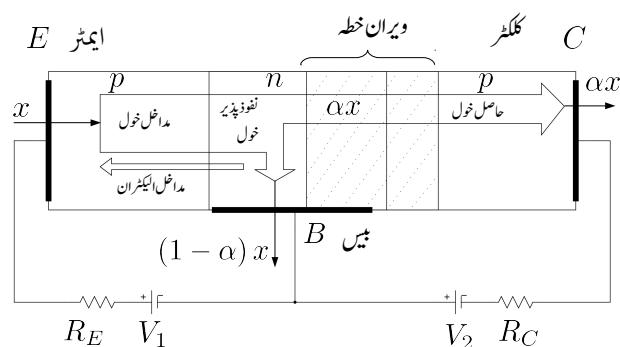
شکل 3.8 میں pnp ٹرانزسٹر کے میں۔ ایمپر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ میں۔ کلکٹر جوڑ کو الٹا مائل کرتے ہوئے اسے افزائندہ خطے میں رکھا گیا ہے۔ pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی بالکل npn ٹرانزسٹر کی طرح ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ npn ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں الیکٹرانوں کی حرکت سے ہوتا ہے جبکہ pnp ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں خولوں کی حرکت سے ہوتا ہے۔

$V_{CE, \text{sat}}$ ²⁰

$$\begin{aligned}
 V_{BC} &= V_B - V_C \\
 V_{BE} &= V_B - V_E \\
 V_{CE} &= V_C - V_E \\
 V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} &= 0 \\
 V_{CE} &= V_{BE} - V_{BC} \\
 &= 0.7 - 0.5 \\
 &= 0.2 \text{ V}
 \end{aligned}$$



شکل 3.7: ٹرانزسٹر کی غیر افراستہ کردہ برقی دباؤ



شکل 3.8: pnp ٹرانزسٹر میں خول کا بہاؤ

جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، بیروفنی لا گو بر قی دباؤ V_1 ایمپٹر۔ میں 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 کئی 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 کئی درجے زیادہ ہوتی ہے۔ میں خطے کی لمبائی نہایت کم ہوتی ہے اور یوں میں خطے میں داخل ہونے والے خولوں کا پیشتر حصہ بیس۔ کلکٹر جوڑ پر پائے جانے والے ویران خطے تک پہنچتا ہے۔ ویران خطے میں خول داخل ہوتے ہیں پہاں پائے جانے والے بر قی میدان کی وجہ سے کلکٹر میں دھکیل دئے جاتے ہیں۔ یوں ایمپٹر سے بیس میں خارج کئے جانے والے خولوں کا پیشتر حصہ کلکٹر پہنچ کر I_C پیدا کرتا ہے۔ کلکٹر کے دھانقی جوڑ پر پہنچنے والا ہر خول، ٹرانزسٹر میں باہر سے آنے والے الیکٹران کے ساتھ مل کر ختم ہوتا ہے۔ یوں بیروفنی دور میں بر قی رو الیکٹران کے حرکت سے جبکہ pnp کے اندر بر قی رو خول کے حرکت سے پیدا ہوتا ہے۔

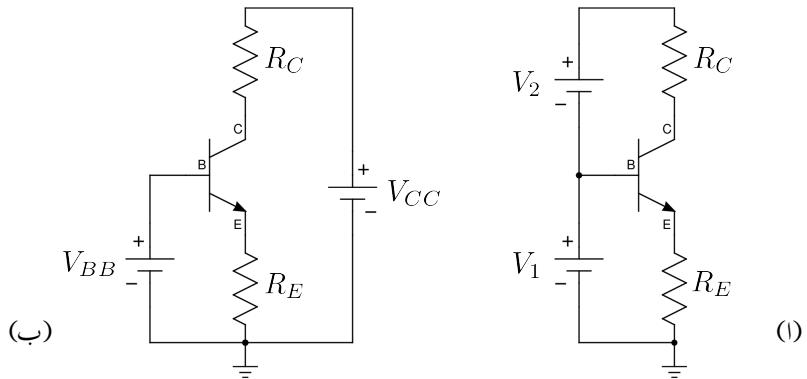
V_{EC} اور V_{EB} کے pnp 3.4.1

npn ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس۔ ایمپٹر جوڑ پر $V_{BE} = 0.7\text{ V}$ پایا جاتا ہے اور 0.2 V غیر افراہندہ پر ٹرانزسٹر غیر افراہندہ ہو جاتا ہے۔ pnp ٹرانزسٹر میں کبھی ایسا ہی ہوتا ہے پہنچنے کے نام اللہ لکھنے پڑتے ہیں یعنی pnp کے سیدھے مائل ایمپٹر۔ میں جوڑ پر $V_{EB} = 0.7\text{ V}$ پایا جاتا ہے اور 0.2 V غیر افراہندہ پر ٹرانزسٹر غیر افراہندہ ہو جاتا ہے۔

3.5 نقطہ کار کر دگی اور یک سمی ادوار کا تحلیلی تجزیہ

ٹرانزسٹر کے ساتھ مزاحمت (مزاجتیں) اور یک سمی متعین بر قی دباؤ (بر قی رو) منسلک کر کے اسے تین مختلف طرز پر چلایا جا سکتا ہے۔ ان تین طریقوں کو جدول میں بیان کیا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کر دگی (نقطہ مائل) پر اس کے یک سمی بر قی رو کو I_E ، I_C ، I_B اور یک سمی بر قی 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} ، V_{CEQ} ، I_{EQ} ، I_{CQ} وغیرہ ہے۔ اس کتاب میں جہاں غلطی 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 سمی ادوار حل کرنے پر غور کیا جائے گا جہاں ٹرانزسٹر کے مختلف حال یعنی افراہندہ حال، غیر افراہندہ حال اور منقطع حال پاری دیکھے جائیں گے۔



شکل 3.9: ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال مائل کرنے کے طریقے

3.5.1 افزائندہ ٹرانزسٹر کے یک سمتی ادوار کا حال

ٹرانزسٹر کی علامت استعمال کرتے ہوئے شکل 3.5 کو شکل 3.9 کو ٹرانزسٹر کے طرز پر بھی بنایا جاسکتا ہے جہاں V_1 کی جگہ V_{BB} لکھا گیا ہے اور $(V_1 + V_2)$ کی جگہ V_{CC} لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً شکل ب کی طرز پر بنایا جاتا ہے۔

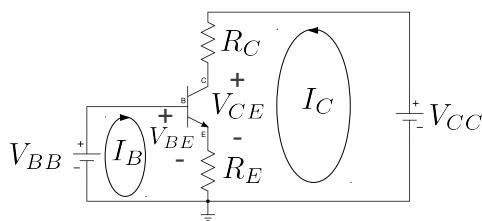
مثال 3.4: شکل 3.9 کی قیمت تین ولٹ اور V_2 کی قیمت آٹھ ولٹ ہونے کی صورت میں اس کے مساوی دور شکل 3.9 ب میں V_{CC} اور V_{BB} کی قیمتیں حاصل کریں۔

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۔



$$\begin{aligned}V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\&= V_{BE} + I_E R_E \\I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\&\approx I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\V_{CE} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E)\end{aligned}$$

شکل 3.10: ٹرانزسٹر کا نیا دور

شکل 3.10 میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے۔ داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ہم ٹرانزسٹر میں برقی رو I_C یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\(3.19) \quad I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\I_C &= \alpha I_E \\I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1}\end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر $I_B + I_C = I_E$ لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے عموماً I_C کو کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس۔ ایمپٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو V_{BE} لکھا جاتا ہے جس کی عمومی قیمت کسی بھی سیدھے مائل ڈالیوڈ کی طرح 0.7V تصور کی جاتی ہے۔ یعنی

$$(3.20) \quad V_{BE} = 0.7\text{V}$$

اسی طرح خارجی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ٹرانزسٹر کے گلکٹر۔ ایمپٹر 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 نیز احمد

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

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

ہونے کی صورت میں برقی رو I_C اور برقی دباؤ V_{CE} حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.19 کی مدد سے

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 0.5 \text{ mA}$$

اور مساوات 3.21 کی مدد سے

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C(R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.5 \times 10^{-3}(10000 + 1000) \\ &= 6.5 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

مثال 3.6: مثال 3.5 میں ٹرانزسٹر کی افزائش برقی رو $\beta = 99$ تصور کرتے ہوئے برقی رو I_C اور برقی دباؤ V_{CE} کی اصل قیمتیں حاصل کریں۔ ان قیمتیں کا گزشتہ مثال میں حاصل کی گئی قیمتیں سے موازنہ کریں۔

$$\text{حل: مساوات } 3.10 \text{ سے } \alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{99}{99+1} = 0.99 \text{ ہے۔}$$

$$\text{یوں مساوات سے } 3.21 \text{ جبکہ } I_C = \alpha I_E = 0.99 \times 0.5 \text{ mA} = 0.495 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ &= 12 - (0.495 \times 10^{-3} \times 10000) - (0.5 \times 10^{-3} \times 1000) \\ &= 6.55 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت نیز اندازہ سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراہندہ حال ہے اور یوں 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

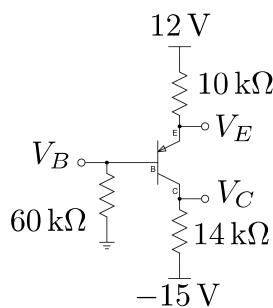
$$\left| \frac{0.495 \times 10^{-3} - 0.5 \times 10^{-3}}{0.495 \times 10^{-3}} \right| \times 100 = 1.01\%$$

اسی طرح دونوں مثالوں میں حاصل کئے گئے بر قی دباؤ V_{CE} میں 0.76% فی صد کا فرق ہے یعنی

$$\left| \frac{6.55 - 6.5}{6.55} \right| \times 100 = 0.76\%$$

گزشتہ دو مثالوں سے ظاہر ہے کہ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے α کی قیمت ایک (1) تصور کی جاسکتی 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_B کا مطلب لینے کا مطلب $I_C \approx I_E$ کو نظر انداز کرنا ہے۔

مثال 3.7: شکل 3.11 میں $V_E = 2.584 \text{ V}$ اور $V_B = 1.884 \text{ V}$ کا بھی تخمینہ لگائیں۔



شکل 3.11: ٹرانزسٹر کے β کا حصول۔

حل: شکل کو دیکھ کر

$$I_B = \frac{1.884}{60000} = 31.4 \mu\text{A}$$

$$I_E = \frac{12 - 2.584}{10000} = 0.942 \text{ mA}$$

لکھے جاسکتے ہیں جن سے

$$\beta + 1 = \frac{I_E}{I_B} = \frac{0.942 \text{ mA}}{31.4 \mu\text{A}} = 30$$

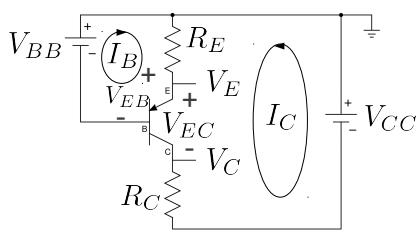
یعنی $29 = \beta$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$I_C = \beta I_B = 29 \times 31.4 \mu\text{A} = 0.91 \text{ mA}$$

اور

$$V_C = 0.91 \times 10^{-3} \times 14000 - 15 = -2.26 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔



$$\begin{aligned}V_{BB} &= (I_B + I_C) R_E + V_{EB} \\&= I_E R_E + V_{EB}\end{aligned}$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} \approx I_C$$

$$\begin{aligned}V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\&\approx I_C R_E + V_{EC} + I_C R_C \\V_{EC} &= V_{CC} - I_C (R_E + R_C)\end{aligned}$$

شکل 3.12: جمع منقی جمع تراز نظر کا سادہ دور

مثال 3.8: شکل 3.12 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ I_C اور V_{EC} حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$\begin{aligned}V_{BB} &= (I_B + I_C) R_E + V_{EB} \\&= I_E R_E + V_{EB}\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر I_E کو $I_B + I_C$ لکھا گیا ہے۔ یوں

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 0.5 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح کر خوف 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 برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے I_E حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\ &= \frac{1.1 - 0.7}{900} \\ &= 0.44 \text{ mA} \end{aligned}$$

عموماً I_C کو I_E کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے لیکن چونکہ بیان خصوصی طور پر تمام برقی رو مانگی گئی ہیں لذا ہم

ان کی اصل قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\ &= \frac{36}{36 + 1} \\ &= 0.97297\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_C &= \alpha I_E \\ &= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\ &= 0.432 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\ &= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\ &= 12.01 \mu\text{A}\end{aligned}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ β کی قیمت کم ہونے کی صورت میں I_C اور I_E کی 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۔

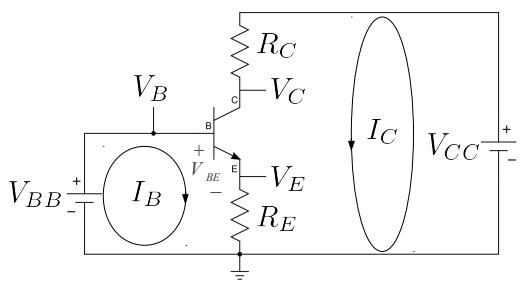
ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\ &= 15 - 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\ &= 12.581 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_E &= I_E R_E \\ &= 0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\ &\approx 0.4 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_B &= V_E + V_{BE} \\ &= 0.4 + 0.7 \\ &= 1.1 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CE} &= V_C - V_E \\ &= 12.581 - 0.4 \\ &= 12.181 \text{ V}\end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= V_{BE} + I_E R_E \\
 I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C \\
 V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\
 V_E &= I_E R_E \\
 V_B &= V_E + V_{BE} \\
 &= I_E R_E + V_{BE} \\
 V_{CE} &= V_C - V_E \\
 &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E
 \end{aligned}$$

شکل 3.13: ٹرانزسٹر دور کی مثال

چونکہ ٹرانزسٹر کے میں پر 1.1 V لاگو کیا گیا ہے لہذا ایکٹر پر بر قی دباؤ کو یوں بھی حاصل کیا جا سکتا ہے

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1.1 - 0.7 = 0.4 \text{ V}$$

مثال 3.10: شکل 3.12 میں دکھائے گئے ٹرانزسٹر دور میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

$$\beta = 36$$

ہیں۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر بر قی دباؤ اور بر قی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے I_E حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} \\I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} \\&= \frac{1.1 - 0.7}{900} \\&= 0.44 \text{ mA}\end{aligned}$$

عموماً I_E اور I_C کے ٹھیک ٹھیک قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\&= \frac{36}{36 + 1} \\&= 0.97297\end{aligned}$$

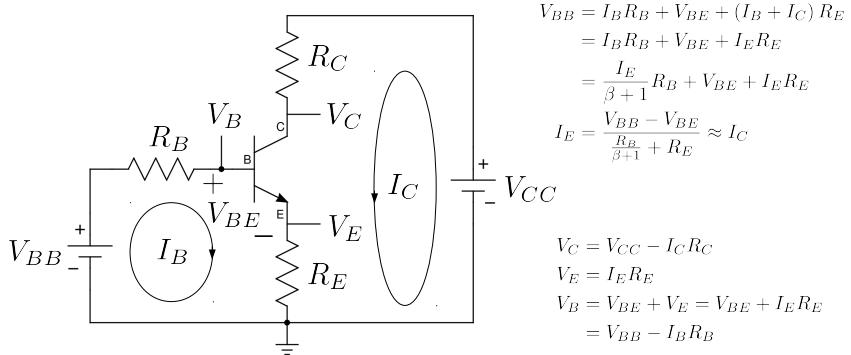
$$\begin{aligned}I_C &= \alpha I_E \\&= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\&= 0.432 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\&= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\&= 12.01 \mu\text{A}\end{aligned}$$

ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_C &= -V_{CC} + I_C R_C \\&= -15 + 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\&= -12.581 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_E &= -I_E R_E \\&= -0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\&\approx -0.4 \text{ V}\end{aligned}$$



شکل 3.14: ٹرانزسٹر دور چہاں تینوں سروں کے ساتھ مزاحمت ممکن ہے

$$\begin{aligned}
 V_B &= V_E - V_{EB} \\
 &= -0.4 - 0.7 \\
 &= -1.1 \text{ V}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{EC} &= V_E - V_C \\
 &= -0.4 + 12.581 \\
 &= 12.181 \text{ V}
 \end{aligned}$$

چونکہ بیس پر بر قی دباؤ -1.1 V لگ کر بھی حاصل کیا جاسکتا ہے لگو کیا گیا ہے لہذا $V_E = V_B + V_{EB}$ یعنی

$$V_E = V_B + V_{EB} = -1.1 + 0.7 = -0.4 \text{ V}$$

شکل 3.14 میں دکھائے دور کے داخلی جانب R_B نصب کیا گیا ہے۔ اس دور کو بھی گزشتہ دوروں کی طرح

حل کیا جاتا ہے۔ داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$(3.22) \quad \begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ V_{BB} &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح دور کے خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.23) \quad V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E$$

$$(3.24) \quad V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$(3.25) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$(3.26) \quad V_{CE} \approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

مثال 3.11: شکل 3.15 میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

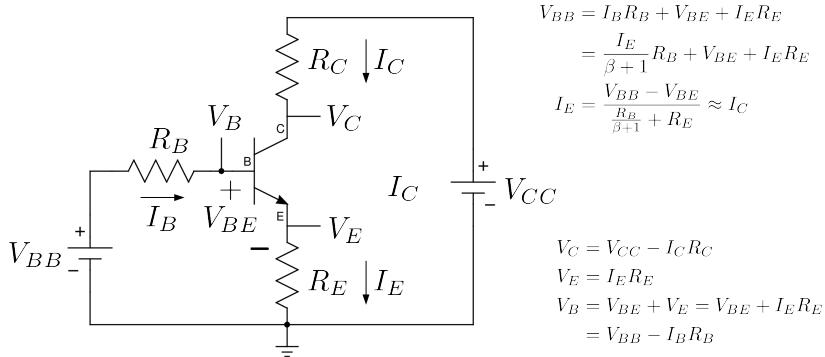
$$R_B = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 36$$

ہونے کی صورت میں I_C اور V_{CE} حاصل کریں۔

حل: شکل میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر ٹرانزسٹر کے برقی روکھے گئے ہیں۔ یوں میں جانب

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \left(\frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \left(\frac{R_B}{\beta + 1} \right) I_E + V_{BE} \end{aligned}$$



: 3.15

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$I_E = \frac{1.1 - 0.7}{\frac{3300}{36+1} + 900} = 0.404 \text{ mA} \approx I_C$$

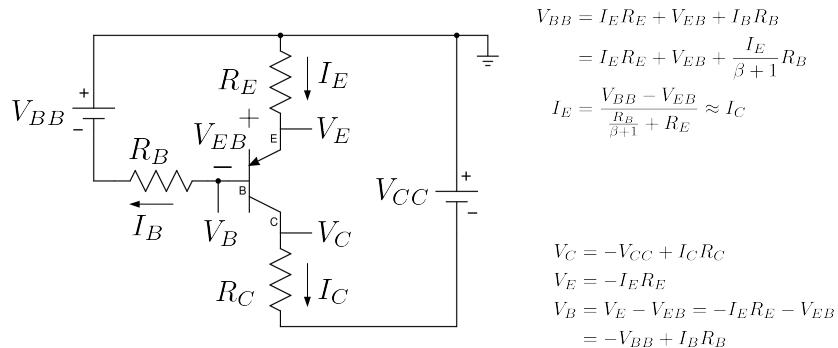
حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\ &\approx (R_C + R_E) I_C + V_{CE} \end{aligned}$$

۔

$$V_{CE} = 15 - 4.04 \times 10^{-4} \times (5600 + 900) = 12.374 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $V_{CE} < V_{CE}$ نہ اخراجی، اور V_{CE} کا یہی درست جواب ہے۔



: 3.16

مثال 3.12: شکل 3.16 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 2.8 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 27$$

ہونے کی صورت میں V_{EC} اور I_C حاصل کریں۔

حل: بیں جانب

$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\
 &= I_E R_E + V_{EB} + \left(\frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B \\
 &= V_{EB} + \left(R_E + \frac{R_B}{\beta + 1} \right) I_E
 \end{aligned}$$

سے

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E + \frac{R_B}{\beta+1}} \\ &= \frac{1.2 - 0.7}{1200 + \frac{2800}{27+1}} \\ &= 0.385 \text{ mA} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\ &\approx V_{EB} + I_C (R_E + R_C) \end{aligned}$$

جس سے

$$\begin{aligned} V_{EC} &= V_{CC} - I_C (R_E + R_C) \\ &= 12 - 0.385 \times 10^{-3} \times (1200 + 4700) \\ &= 9.73 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ حاصل V_{EC} کی قیمت 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائشیہ ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔

ٹرانزسٹر کو افزائشیہ حال رکھنے کی خاطر اس کے بیس۔ اینٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ اس کے بیس۔ مکلٹر جوڑ کو غیر چالو رکھا جاتا ہے۔ اب تک دکھائے گئے ادوار میں ایسا کرنے کی خاطر دو عدد منع بر قی دباؤ یعنی V_{BB} اور V_{CC} استعمال کئے گئے۔ ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑوں کو صرف ایک عدد منع بر قی دباؤ کی مدد سے بھی درست مائل کیا جا سکتا ہے۔ اس عمل کو دیکھتے ہیں۔

شکل 3.17 اف میں داخلی جانب R_1 اور R_2 نصب کئے گئے ہیں۔ شکل 3.17 ب میں اسی دور کو قدر مختلف طرز پر بنایا گیا ہے جہاں داخلی جانب کے حصے کو نقطے دار لکیر سے گھیرا گیا ہے۔

مسئلہ تھونن کے مطابق کسی بھی خطی دور کا مساوی تھونن دور حاصل کیا جا سکتا ہے جو ایک عدد تھونن مزاحمت R_{th} اور ایک عدد تھونن بر قی دباؤ V_{th} پر مشتمل ہوتا ہے۔

جن دو برقی سروں پر تھونن مساوی دور درکار ہو ان سروں کو آزاد یعنی کھلے سرے رکھ کر یہاں کا برقی دباؤ حاصل کیا جاتا ہے۔ یہی تھونن برقی دباؤ V_{th} کہلاتا ہے۔ یہ عمل شکل 3.17 پ میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح تھونن مزاحمت R_{th} حاصل کرنے کی خاطر دور کے اندر ونی مشق برقی دباؤ کو قصر دور²¹ کر کے انہیں دو سروں پر برقی مزاحمت حاصل کی جاتی ہے۔ یہی تھونن مزاحمت ہوتی ہے۔ یہ عمل شکل 3.17 ت میں دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.27) \quad \begin{aligned} V_{th} &= \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} \\ \frac{1}{R_{th}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \\ R_{th} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

یوں نقطے دار لکیر میں لگیرے حصے کا مساوی تھونن دور شکل 3.17 ت میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.17 الف میں داخلی جانب اس مساوی تھونن دور کے استعمال سے شکل 3.17 ت حاصل ہوتا ہے جو کہ ہوبہ شکل 3.14 میں دکھایا دور ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ V_{th} اور R_{th} کو R_B کو لکھا گیا ہے۔

شکل ت 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

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

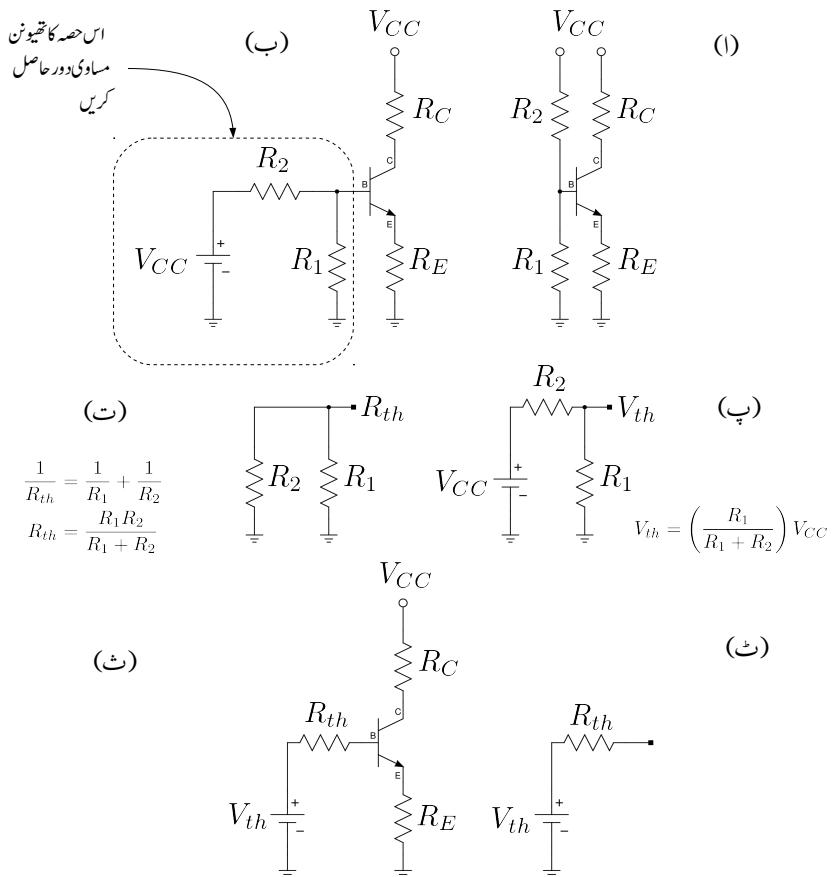
$$R_E = 820 \Omega$$

$$R_1 = 8.9 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 99 \text{ k}\Omega$$

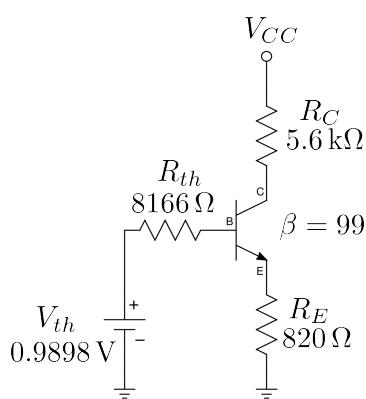
$$\beta = 100$$

²¹ اندر ونی مشق برقی دور کو کھلے سرے کیا جاتا ہے



شکل 3.17: ایک عدد منج برتی دباؤ کی مدد سے ٹرانزسٹر کا مکمل کرنا

3.5. نقطہ کار کردگی اور یک سمتی ادوار کا تحلیل تجزیہ



$$\begin{aligned}V_{th} &= I_B R_{th} + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\&= \frac{I_E}{\beta+1} R_{th} + V_{BE} + I_E R_E \\I_E &= \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta+1} + R_E} \\&= \frac{0.9898 - 0.7}{\frac{8166}{99+1} + 820} = 0.3214 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\&= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\&\approx I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\&= 12 - 0.3214 \times 10^{-3} \times (5600 + 820) \\&= 9.9366 \text{ V}\end{aligned}$$

شکل 3.18: مسئلہ تھونن کی مدد سے دور حل کرنے کا عمل

ہیں۔ ٹرانزسٹر کی برقی رو I_C اور اس پر برتقی دباؤ V_{CE} حاصل کریں۔

حل: اس طرح کے ادوار حل کرنے کا طریقہ شکل 3.17 میں قدم بقدم دکھایا گیا ہے۔ مساوات 3.27 کی مدد سے

$$\begin{aligned}V_{th} &= \frac{12 \times 8900}{8900 + 99000} = 0.9898 \text{ V} \\R_{th} &= \frac{8900 \times 99000}{8900 + 99000} = 8166 \Omega\end{aligned}$$

ان مساوی 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 نیافراہندہ V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزاں نہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

مثال 3.14: شکل 3.19 اف میں

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 20 \text{ V}, \quad R_C = 10 \text{ kΩ}, \quad R_B = 200 \text{ kΩ} \\R_E &= 100 \text{ Ω}, \quad \beta = 99\end{aligned}$$

ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے لکٹر پر کرنوف 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 کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{CC} = I_E R_C + I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

لکھ کر $i_B = \frac{I_E}{\beta+1}$ پر کرتے حاصل ہوتا ہے

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

دئے گئے قیمتیں پر کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{20 - 0.7}{10000 + \frac{200000}{99+1} + 100} \\ &= 1.595 \text{ mA} \end{aligned}$$

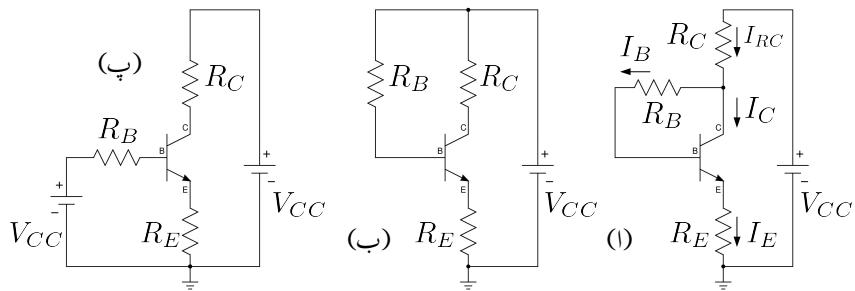
حاصل ہوتا ہے۔ کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ کو خارجی جانب یوں لکھا جاسکتا ہے

$$V_{CC} = I_E R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

جس سے

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_E (R_C + R_E) \\ &= 20 - 1.595 \times 10^{-3} \times (10000 + 100) \\ &= 3.89 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.19: یک عدد منبع برقی دباؤ کے استعمال سے نقطہ کار کردگی کے دیگر امکانات

مثال 3.19 ب میں شکل 3.19 ب میں

$$V_{CC} = 20 \text{ V}, \quad R_C = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_B = 500 \text{ k}\Omega \\ R_E = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

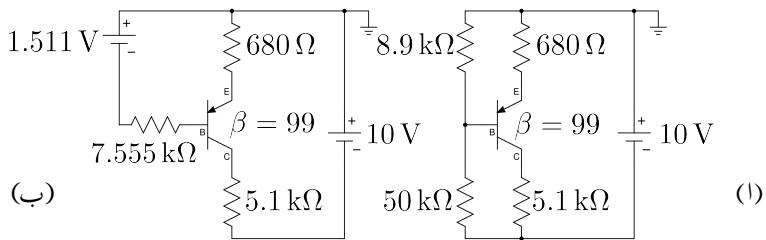
ہیں۔ نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اسی کو دوبارہ بنایا گیا ہے جہاں داخلی اور خارجی جانب بالکل علیحدہ واضح نظر آتے ہیں۔ داخلی جانب کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ = \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ = V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right)$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں دی گئی قیمتیں پر کرنے سے

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \\ = \frac{20 - 0.7}{\frac{500000}{99+1} + 1000} \\ = 3.21 \text{ mA}$$



: 3.20

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

میں ملٹیپلیکٹر میں $I_C \approx I_E$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ &= 20 - 3.21 \times 10^{-3} (1000 + 1000) \\ &= 13.58 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.16: شکل 3.20 میں V_{EC} اور I_C حاصل کریں۔

حل: مسئلہ تھونن کی مدد سے شکل 3.20 ب حاصل ہوتا ہے جس میں

$$V_{th} = \frac{-10 \times 8900}{8900 + 50000} = -1.511 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{8900 \times 50000}{8900 + 50000} = 7.555 \text{ k}\Omega$$

بیل-بیوں شکل ب سے

$$\begin{aligned} 1.511 &= 680 \times I_E + 0.7 + 7555 \times I_B \\ &= 680 \times I_E + 0.7 + 7555 \times \frac{I_E}{99+1} \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$I_C \approx I_E = 1.07 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح شکل ب سے ہی

$$\begin{aligned} 10 &\approx I_C (680 + 5100) + V_{EC} \\ &= 1.07 \times 10^{-3} \times (680 + 5100) + V_{EC} \end{aligned}$$

یعنی

$$V_{EC} = 3.81 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ حاصل V_{EC} کی قیمت 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزاں نہ ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔

مثال 3.17: شکل 3.21 میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ حاصل کریں۔

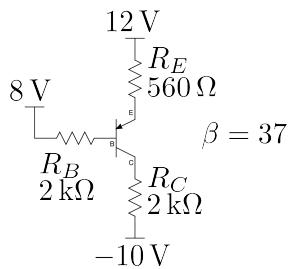
حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$12 - 8 = I_B R_B + V_{EB} + I_E R_E$$

لکھا جاسکتا ہے جس میں $I_B = \frac{I_E}{\beta+1}$ پُر کرنے ہیں۔

$$4 = \frac{I_E}{37+1} \times 2000 + 0.7 + I_E \times 560$$

$$I_E = 5.39 \text{ mA}$$



شکل 3.21

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$V_E = 12 - I_E R_E = 12 - 5.39 \times 10^{-3} \times 560 = 8.98 \text{ V}$$

$$V_B = V_E - V_{EB} = 8.98 - 0.7 = 8.28 \text{ V}$$

$$V_C = -10 + I_C R_C \approx -10 + 5.39 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.78 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 3.18: مثال 3.13 کے تمام مزاحمت میں برقی طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑ پر بھی طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔

حل: مزاحمت R_E میں $P_{RE} = I_E^2 R_E$ یعنی 0.3214 mA برقی رو سے اس میں برقی طاقت کا ضیاع $84.7 \mu\text{W}$ ہے۔ اسی طرح $R_C = I_E R_C$ لیتے ہوئے $I_C = 84.7 \mu\text{W}$ میں 578 μW حاصل ہوتا ہے۔

ٹرانزسٹر کے اینٹر سرے پر برقی دباؤ V_E کی قیمت $I_E R_E = 0.26 \text{ V}$ اور یوں اس کے بیٹیں سرے پر $0.26 + 0.7 = 0.96 \text{ V}$ ہو گا۔ یوں R_1 میں طاقت کا ضیاع $\frac{0.96 \times 0.96}{8900} \text{ mW}$ یعنی $104 \mu\text{W}$ جبکہ R_2 میں $\frac{(12 - 0.96)^2}{99000} \text{ mW}$ یعنی $1.23 \mu\text{W}$ ہو گا۔

ٹرانزسٹر کے لکٹر پر $V_C = 12 - 0.3214 \text{ mA} \times 5.6 \text{ k}\Omega = 10.2 \text{ V}$ ہے لہذا اس کا بیس-لکٹر جوڑ $V_C - V_B = 10.2 - 0.96 = 9.24 \text{ V}$ ہے اس کا نتالک ہے۔ اس جوڑ پر طاقت کا ضایع $9.24 \times 0.3214 \text{ mA} = 2.97 \text{ mW}$ ہو گا۔ بیس-لکٹر جوڑ سے I_E کے برابری لیا گیا ہے۔ بیس-لکٹر جوڑ پر بر قی 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-لکٹر 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-لکٹر جوڑ کو ٹھنڈا رکھنے کی خاطر لکٹر کو دھاتی ڈبے کے ساتھ جوڑا جاتا ہے۔ جوڑ سے دھات میں گرمی کے منتقلی سے جوڑ ٹھنڈا ہوتا ہے۔ ہوا لگنے سے دھاتی ڈبے ٹھنڈا رہتا ہے۔ اگر ضرورت درپیش آئے تو دھاتی ڈبے کو از خود زیادہ بڑی جسامت کے سردار²² کے ساتھ جوڑا جاتا ہے جس سے گرمی کی منتقلی مزید بڑھ جاتی ہے۔

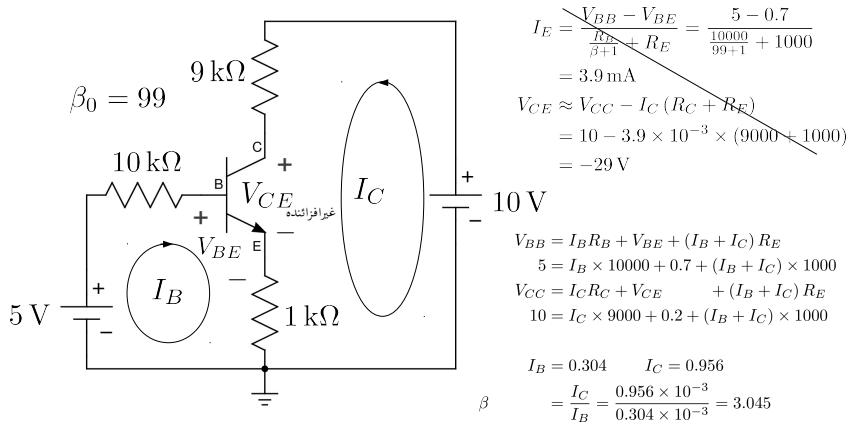
جب بھی کوئی دور بنایا جائے، اس میں استعمال تمام اجزاء میں طاقت کا ضایع حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر کسی پر زے میں طاقت کا ضایع اس پر زے کی بروادشت حد سے تجاوز کر جائے تو ایسا پر زہ جل کر تباہ ہو جائے گا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر یا تو ڈیرائن کو تبدیل کیا جائے گا اور یا پھر زیادہ بروادشت والا پر زہ استعمال کیا جائے گا۔

3.5.2 غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے دور کا حل

شکل 3.22 میں دکھائے دور میں اگر ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال تصور کرتے ہوئے حل کیا جائے تو V_{CE} کی قیمت مخفی ایکس وولٹ 29 V ۔ حاصل ہوتی ہے جو کہ غیر افزائندہ V_{CE} سے کم ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افزائندہ تصور کرنادرست نہیں اور اس جواب کو رد کرنا ہو گا۔ شکل میں اس جواب پر ترجیحی لکیر لگا کر رد کیا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر ادوار حل کرتے ہوئے اسی طرح پہلے ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال تصور کرتے ہوئے دور کو حل کیا جاتا ہے۔ اگر حاصل V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} سے زیادہ یا اس کے برابر ہو تو جوابات کو درست تسلیم کر لیا جاتا ہے ورنہ ان جوابات کو رد کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر کو غیر افزائندہ تصور کر کے دور کو دوبارہ حل کیا جاتا ہے۔

heat sink²²



شکل 3.22: غیر افزائندہ مائل ٹرانزسٹر کا حل

غیر افزائندہ ٹرانزسٹر پر پائے جانے والے برقی دباؤ V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} یعنی 0.2 V ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ مساوات 3.7 اور مساوات 3.8 غیرہ صرف افزائندہ حال ٹرانزسٹر کے لئے بیان کئے گئے۔ ان حقائق کو مد نظر رکھتے ہوئے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے β_0 کو زیر استعمال نہیں لایا جاتا۔ دور کو بالکل ایک سادہ برقی دور کے طرز پر حل کیا جاتا ہے جہاں $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$ اور $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ اور $I_C = 0.956 \text{ mA}$ جاتا ہے۔ شکل 3.22 میں دور کے حل کرنے کا درست طریقہ دکھایا گیا ہے جہاں $I_B = 0.304 \text{ mA}$ اور $I_C = 0.956 \text{ mA}$ حاصل کیا گیا ہے۔ ان قیتوں سے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کی افزائش $\beta_0 = 3.045$ غیر افزائندہ β حاصل کی گئی ہے جو کہ اس کے دئے گئے افزائش $\beta_0 = 99$ سے نہیں کم ہے۔

اگر دور حل کرنے سے پہلے یہ غیر افزائندہ β معلوم ہو تو اسے بالکل افزائندہ حال کی طرح حل کیا جاسکتا ہے۔ قوی برقيات کے میدان میں ٹرانزسٹر بطور برقياتی سوچ استعمال کیا جاتا ہے جہاں اسے فی سینڈ کئی مرتبہ غیر افزائندہ اور منقطع کیا جاتا ہے۔ افزائندہ صورت میں یہ چالو سوچ اور منقطع صورت میں منقطع سوچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ تجھیق کار قبل از تخلیق فیصلہ کرتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو کس حد تک غیر افزائندہ کیا جائے گا۔

مثال 3.19: شکل 3.22 میں

$$V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta_0 = 99$$

ہی رکھتے ہوئے V_{BB} کی وہ قیمت دریافت کریں جہاں ٹرانزسٹر افراستنہ حال سے نکل کر غیر افراستنہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

حل: جس لمحہ ٹرانزسٹر افراستنہ سے غیر افراستنہ صورت حال اختیار کرتا ہے اس وقت دور حل کرنے کی خاطر اس کی عمومی افراش β_0 قابل استعمال ہوتی ہے یعنی مساوات 3.8 اور مساوات 3.9 قابل استعمال ہیں۔ مزید یہ کہ اس لمحہ پر $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$ ہی ہوا لذا ہم کہ سکتے ہیں کہ

$$\alpha = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} = \frac{99}{99 + 1} = 0.99$$

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E \right) \\ &= 0.7 + I_E \times 1100 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= V_{CE} + I_E (\alpha R_C + R_E) \\ &= 0.2 + I_E \times 99100 \end{aligned}$$

چلی مساوات میں چونکہ $I_E = 0.9889 \text{ mA}$ ہے لہذا اس سے $V_{CC} = 10 \text{ V}$ 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 $\beta = 30$ ہے۔ اس کو یوں بھی بیان کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو تین گناہ غیر افزائندہ کریں یعنی β_0 کی قیمت سے تین گناہ کم ہو۔

حل: یہاں 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

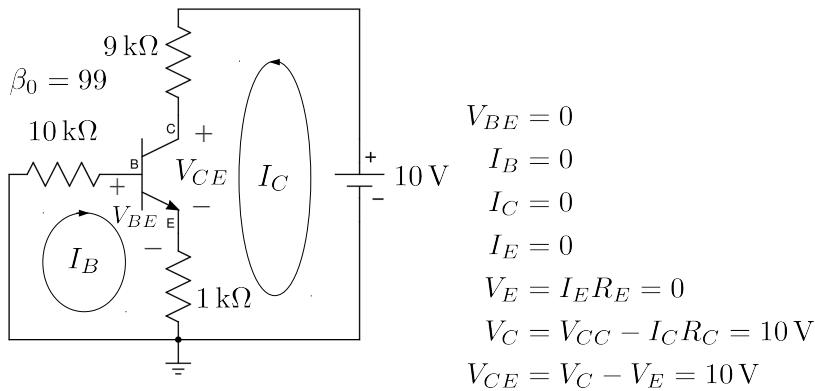
$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right)$$

$$5 = 0.7 + 1.009 \times 10^{-3} \times \left(\frac{R_B}{30 + 1} + 1000 \right)$$

$$R_B = 101.1 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔



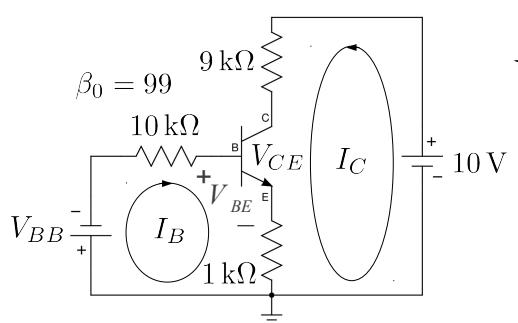
شکل 3.23: منقطع حال ٹرانزسٹر۔ میں۔ یہ سڑکوں پر ٹرانزسٹر کی نسبت میں ہے

3.5.3 منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل

جدول کے تحت میں۔ یہ سڑکوں پر ٹرانزسٹر کی طرح عمل کرتا ہے یعنی اس میں سے کوئی برقی رو نہیں گزرتی۔ عموماً منقطع کرنے کی خاطر اس کے میں۔ یہ سڑکوں پر ٹرانزسٹر کے قابلہ برداشت اٹ برقی دباؤ کی حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ عموماً اٹ 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 میں۔ یہ سڑکوں پر 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۔

مثال 3.24: شکل 3.21 میں داخلی جوڑ اتنا 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 قصور کریں کہ ٹرانزسٹر



داخلی جانب میں کردہ برقی دباؤ
میں۔ بیٹری جوڑ کو اٹا مکل کرتا ہے۔
المیں جوڑ سے برقی رو نہیں
گزرے گا۔ یہ داخیلی برقی رو صفر
ہو گی جس کی وجہ سے خارجی
برقی رو بھی صفر ہو گی۔

شکل 3.24: اٹا مکل داخیلی جوڑ

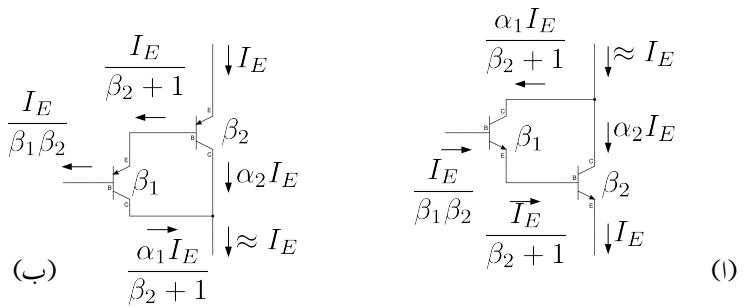
افرا نکدہ حال ہے۔ یوں آپ $V_{BE} = 0.7\text{V}$ میں گے۔

$$V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B + I_E R_E$$

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \\ &= \frac{-3 - 0.7}{\frac{10000}{100} + 1000} \\ &= -3.36 \text{ mA} \end{aligned}$$

اس نامکن جواب کو رد کیا جاتا ہے

یہاں دھیان رہے کہ $V_{BB} = -3\text{V}$ ہے۔ حاصل جواب منفی ہونے کا مطلب ہے کہ برقی رو کی سمت عمومی سمت کے الٹ ہے۔ جب بھی ٹرانزسٹر میں الٹی جانب یک سمیتی برقی رو پیدا کرنے کی کوشش کی جائے یہ منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے المیں جواب کو رد کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کو منقطع تصور کیا جائے گا اور اس کے تمام سروں پر برقی رو کی قیمت صفر تصور کی جائے گی۔ یوں $V_{CE} = 10\text{V}$ ہو گا۔



شکل 3.25: ڈارلنگٹن جوڑیاں

3.6 ڈارلنگٹن جوڑی

شکل 3.25 الف میں دو عدد $n-p-n$ ٹرانزسٹر کو مخصوص طرز پر جوڑا گیا ہے ہے $n-p-n$ ڈارلنگٹن جوڑی²³ یا ڈارلنگٹن ٹرانزسٹر²⁴ کہتے ہیں۔ شکل ب میں $p-n-p$ ڈارلنگٹن جوڑی دکھائی گئی ہے۔

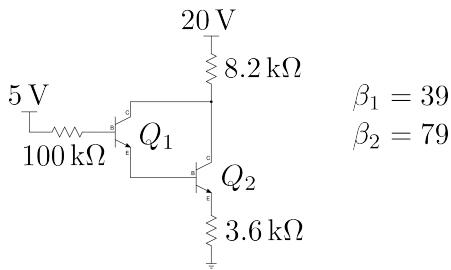
شکل الف میں اگر Q_2 کے ایمپر پر I_E بر قی رو پایا جائے تو اس کے کلکٹر پر $\alpha_2 I_E$ اور اس کے بیس پر $\frac{I_E}{\beta_2+1}$ بر قی رو پایا جائے گا۔ Q_2 کے بیس پر بر قی رو Q_1 کے ایمپر پر بر قی رو ہی ہے لہذا Q_1 کے ایمپر پر $\frac{I_E}{\beta_2+1}$ ہی پایا جائے گا۔ یوں Q_1 کے کلکٹر پر $\alpha_1 \frac{I_E}{\beta_2+1}$ اور اس کے بیس پر $\frac{I_E}{(\beta_1+1)(\beta_2+1)}$ پایا جائے گا جو تقریباً $\frac{I_E}{\beta_1 \beta_2}$ کے برابر ہے۔ یہ تمام شکل پر بھی دکھائے گئے ہیں۔ یوں اس جوڑی کو اخنو ٹرانزسٹر قصور کیا جاسکتا ہے جس کی افزائش $\beta_1 \beta_2$ کے برابر ہے۔ اسی طرز پر تین ٹرانزسٹر جوڑ کر $\beta_1 \beta_2 \beta_3$ حاصل ہو گا۔ یقیناً زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر زیادہ β حاصل کرنا ممکن ہے۔

مثال 3.26: شکل 3.22 کو حل کریں۔

حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے بر قی دباؤ سے

$$5 = I_{B1} \times 100000 + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2} \times 3600$$

²³ جناب مسلمی ڈارلنگٹن نے اس شکل کو دریافت کیا۔
²⁴ npn darlington pair



شکل 3.26: ڈارلکٹن جوڑی کا دور

لیتے ہوئے کھا جاتا ہے۔ اس میں $I_{B1} = \frac{I_{E2}}{(\beta_1+1)(\beta_2+1)}$ اور $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$

$$5 = \frac{I_{E2}}{40 \times 80} \times 100000 + 0.7 + 0.7 + I_{E2} \times 3600$$

$$I_{E2} = 0.991 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$V_{E2} = I_{E2} R_{E2} = 0.991 \times 10^{-3} \times 3600 = 3.5676 \text{ V}$$

$$V_{B2} = V_{E2} + V_{BE2} = 3.5676 + 0.7 = 4.2676 \text{ V}$$

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE1} = V_{B2} + V_{BE1} = 4.9676 \text{ V}$$

$$V_{C2} \approx 20 - 0.991 \times 10^{-3} \times 8200 = 11.87 \text{ V}$$

اور

$$I_{B2} = I_{E1} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1} = \frac{0.991 \times 10^{-3}}{79 + 1} = 12.39 \mu\text{A}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1 + 1} = \frac{12.39 \times 10^{-6}}{39 + 1} = 309.7 \text{ nA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

3.7. تعین نقطے سے نقطہ کارکردگی کا انحراف

3.7 تعین نقطے سے نقطہ کارکردگی کا انحراف

3.7.1 تبدیلی β سے لاحق مسائل استوار نے 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

$$(3.28) \quad \beta_{\text{من}} \approx 3 \times \beta_{\text{بندز}}$$

مزید یہ کہ $\beta_{\text{من}} \approx \beta_{\text{بندز}}$ کے تقریباً تین گناہوں ہے یعنی

$$(3.29) \quad \beta_{\text{من}} = 3 \times \beta_{\text{بندز}}$$

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 افراش بر قی 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_{CEQ} حاصل کریں۔

2. بکر β اور بلدر β پر بھی I_C 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 نیز افرائندہ V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراہندہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

2. آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $50 = \beta_0$ اور $150 = \beta$ بلدر β کے برابر ہیں چونکہ ان دو حدود کے مابین عمومی قیمت 100 ہے یعنی

$$\beta_0 = \frac{\beta_0 + \beta}{2} = \frac{150 + 50}{2} = 100$$

اور آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\beta_0 \approx \beta$ بلدر β بھی ہے۔

بلدر β کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{50+1} + 1000} \\ &= 0.6755 \text{ mA} \end{aligned}$$

3.7. تھیں نقطے نقطے کا ردگی کا خلاف

259

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 بذریعہ استعمال کرتے ہوئے جوابات تبدیل ہو گئے ہیں۔ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت V_{CE} سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر اب بھی افراہندہ حال ہو گا۔
غیر افراہندہ V_{CE} کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

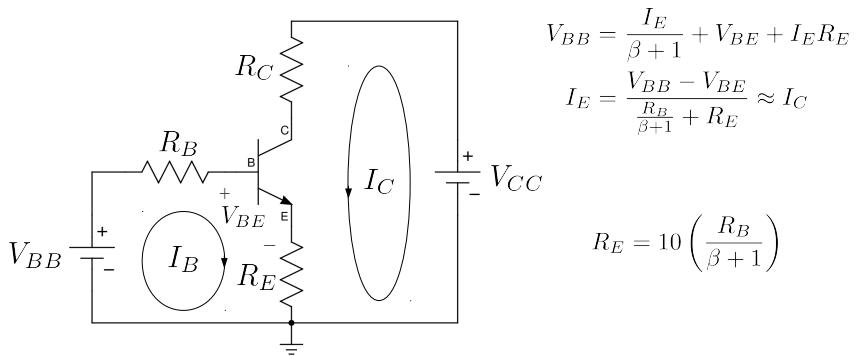
$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{150+1} + 1000} \\ &= 1.2032 \text{ mA} \end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.203 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= -0.03 \text{ V} \quad \text{اس ناممکن جواب کو رد کیا جاتا ہے} \\ &= 0.2 \text{ V} \quad \text{لہذا درست جواب یہ ہے} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت غیر افراہندہ V_{CE} سے کم ہے لہذا ٹرانزسٹر غیر افراہندہ حال ہو گا اور یہ بطور ایک پلیٹار 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 قیمتیں اس کے عمومی قیمت β_0 سے انحراف کر سکتے ہیں لہذا وہ بالکل ایک ہی طرح بنائے گئے ادوار میں ٹرانزسٹروں کے



شکل 3.27: تبدیلی β سے لاحق مسئلہ استوار نے کا شرط

نقاط کارکردگی اپنی معین جگہ سے سرک عکتی ہے۔ جیسا اس مثال میں دکھایا گیا، یعنی ممکن ہے کہ کسی ایک دور میں ٹرانزسٹر افراہندہ حال اور دوسرے میں غیر افراہندہ حال ہو۔

آج کل لاتعداد بر قیاتی آلات مثلاً موبائل فون وغیرہ بنائے جاتے ہیں اور ایسے ہر ایک عدد آلمہ میں لاتعداد ٹرانزسٹر استعمال ہوتے ہیں۔ ان آلات کے درست کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ ان میں استعمال کئے گئے ٹرانزسٹر، ڈیڑائے کارکردگی پر ہی رہیں۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ ایسا کس طرح ممکن بنایا جا سکتا ہے۔

شکل 3.27 میں مزاجتوں اور منع برقی دباؤ کی مدد سے ٹرانزسٹر مائل کیا گیا ہے۔ یاد دہانی کی خاطر مساوات 3.22 اور مساوات 3.23 کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ (3.30) \quad &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\ (3.31) \quad &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \end{aligned}$$

مساوات 3.30 کے مطابق اگرچہ I_C پر β کے اثر کو ختم نہیں کیا جاسکتا مگر R_E کی قیمت کو $\frac{R_B}{\beta+1}$ کے قیمت سے بڑھا کر اس اثر کو کم سے کم کرنا ممکن ہے یعنی

$$(3.32) \quad R_E \gg \frac{R_B}{\beta+1}$$

عموماً شکل 3.27 کے طرز پر بنائے گئے ادوار میں β کے اثرات کو کم کرنے کی خاطر R_E کی قیمت کو 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

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 12 \text{ V} \\ V_{BB} &= 1.8 \text{ V} \\ R_C &= 9 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 1 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 10.1 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

ہیں جبکہ β_0 کی عمومی قیمت 100 ہے۔ اس دور میں برقراری I_C اور V_{CE} کی ممکنہ حدود حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں دئے گئے R_E اور R_B کے قیمتیں مساوات 3.33 کے عین مطابق ہیں۔ جیسا مثال 3.23 میں دیکھا گیا کہ $\beta = 50$ اور $\beta = 150$ بندوقی 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 $\beta_{\text{نئی}} = 50$ پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{نئی}} + 1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{50+1} + 1000} = 0.918 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.918 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 2.82 \text{ V} \end{aligned}$$

ہوں گی۔ برقی رو اپنی عمومی قیمت سے 8.2% کم ہو گئی ہے یعنی

$$\frac{1 \times 10^{-3} - 0.918 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \times 100 = 8.2\%$$

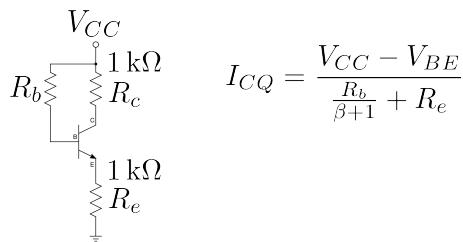
3. بلند تر افراش $\beta_{\text{نئی}} = 150$ پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{نئی}} + 1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{150+1} + 1000} = 1.031 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.031 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 1.69 \text{ V} \end{aligned}$$

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 اخراج کرتی ہے۔ اس مثال میں زیادہ سے زیادہ اخراج 8.2 فی صد رہا ہے۔ منع برقی دباؤ اور مزاحموں کے استعمال سے ٹرانزسٹر مائل کرتے ہوئے تخلیق کار مساوات 3.33 کو بروئے کار لاما کر اس بات کو یقینی بناتا ہے کہ ٹرانزسٹر تخلیق کردہ نقطہ کار کردگی 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 $V_{CC} = 12\text{V}$ ، $R_b = 150\text{k}\Omega$ ، $I_{CQ} = 50\text{mA}$ کی قیمت ٹھیک حاصل کریں۔

حل: داخلی جانب کر خوف 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

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_{CQ} R_c + V_{CEQ} + I_{EQ} R_e \\ &\approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_c + R_e) \end{aligned}$$

بس سے

$$V_{CEQ} = 6.35 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

3.7.2 V_{BE} سے نقطہ کار کردگی کا سرک جانا

ڈائیوڈ کے باب میں صفحہ 99 پر شکل 2.4 میں درجہ 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 درجہ حرارت کے ساتھ تبدیل ہوتا ہے۔ مساوات 3.30 پر دوبارہ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ V_{BE} کے تبدیل ہونے سے I_C تبدیل ہو گا اور یوں نقطہ کار کردگی اپنے معین جگہ سے سرک جائے گا۔ آئیں نقطہ کار کردگی کے سرک کا تخمینہ لگائیں اور اس سے نجات حاصل کرنے کے طریقے سمجھیں۔

دو مختلف درجہ حرارت T_1 اور T_2 پر V_{BE1} اور V_{BE2} لکھتے ہوئے مساوات 3.30 کے تحت دو مختلف برقی رو I_{C1} اور I_{C2} حاصل ہوں گے جہاں

$$(3.34) \quad I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$(3.35) \quad I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

3.7. تغیین نقطے سے نقطے کارکردگی کا خلاف

برقی روکی 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_{BE}) کو $\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1}$ کا لکھا گیا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر کا یہ دور مساوات 3.33 پر پورا اترتا ہو تو R_E کی قیمت $\frac{R_B}{\beta+1}$ سے بہت زیادہ ہو گی اور اس صورت میں اسے یوں لکھا جاسکے گا۔

$$(3.37) \quad \begin{aligned} \Delta I_C &= - \left(\frac{\Delta V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right) \\ &\approx - \left(\frac{\Delta V_{BE}}{R_E} \right) \end{aligned}$$

مساوات 3.37 تبدیلی V_{BE} کی وجہ سے نقطے کارکردگی کے سرک جانے کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_E بڑھانے سے I_C میں تبدیلی کم کی جاسکتی ہے۔

3.7.3 نقطے کارکردگی سوارنے کے اسباب

حصہ 3.7.1 اور حصہ 3.7.2 میں نقطے کارکردگی سرک جانے کے وجوہات بتائے گئے۔ اس مسئلے کو نہایت عدمگی سے یوں پیش کیا جاسکتا 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 مختصر 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 جاسکتا ہے۔

$$(3.41) \quad \Delta I_C = S_\beta \Delta \beta + S_{V_{BE}} \Delta V_{BE} + \dots$$

جہاں $S_{V_{BE}}$ ، S_β 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 جاسکتا 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) متفق کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{I_{C2}}{I_{C1}} &= \left(\frac{\beta_2(V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_2 + 1)R_E} \right) \times \left(\frac{R_B + (\beta_1 + 1)R_E}{\beta_1(V_{BB} - V_{BE})} \right) \\
 &= \frac{\beta_2[R_B + (\beta_1 + 1)R_E]}{\beta_1[R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \\
 \frac{I_{C2}}{I_{C1}} - 1 &= \frac{\beta_2[R_B + (\beta_1 + 1)R_E] - \beta_1[R_B + (\beta_2 + 1)R_E]}{\beta_1[R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \\
 \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} &= \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \frac{\beta_2 R_B + \beta_2 \beta_1 R_E + \beta_2 R_E - \beta_1 R_B - \beta_1 \beta_2 R_E - \beta_1 R_E}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \\
 \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} &= \frac{(\beta_2 - \beta_1)(R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \\
 &= \frac{(R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \Delta \beta
 \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر $(\beta_2 - \beta_1)$ کو $\Delta \beta$ لکھا گیا ہے۔ اس سے S_β حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.45) \quad S_\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[\frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1)R_E} \right]$$

اسی طرز پر آپ V_{BB} میں تبدیلی سے پیدا $S_{V_{BB}}$ حاصل کر سکتے ہیں وغیرہ وغیرہ۔

مساوات 3.41 میں مساوات 3.42 اور مساوات 3.45 استعمال کرتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.46) \quad \Delta I_C = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[\frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1)R_E} \right] \Delta \beta - \frac{1}{R_E} \Delta V_{BE} + \dots$$

تمام نقطے کار کردگی سوارنے کے اسباب کی مدد سے برقرار I_C کے کل تبدیلی کو مندرجہ بالا مساوات کے طرز پر لکھا جا سکتا ہے۔ نقطے 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

شکل 3.29 الف میں برقی رو کو I_{Ca} لکھتے ہوئے اس کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.47) \quad I_{Ca} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

اسی طرح شکل ب میں برقی رو کو I_{Cb} لکھتے ہوئے اس کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ ہم دیکھتے ہیں کہ R'_B اور R_E سلسلہ وار جڑے ہیں اور ان کا کردار بالکل ایسا ہی ہے جیسے یہاں ایک ہی مزاحمت R''_E نسب ہو جس کی قیمت $(R'_B + R_E)$ شکل 3.30 الف میں یہ تصور دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.48) \quad I_{Cb} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R''_E} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R'_B + R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر اس مساوات میں R'_B کی قیمت مساوات 3.47 کے $\frac{R_B}{\beta+1}$ کے برابر ہو تو I_{Ca} اور I_{Cb} برابر ہوں گے یعنی اگر

$$(3.49) \quad R'_B = \frac{R_B}{\beta+1}$$

ہوتے

$$(3.50) \quad I_{Ca} = I_{Cb}$$

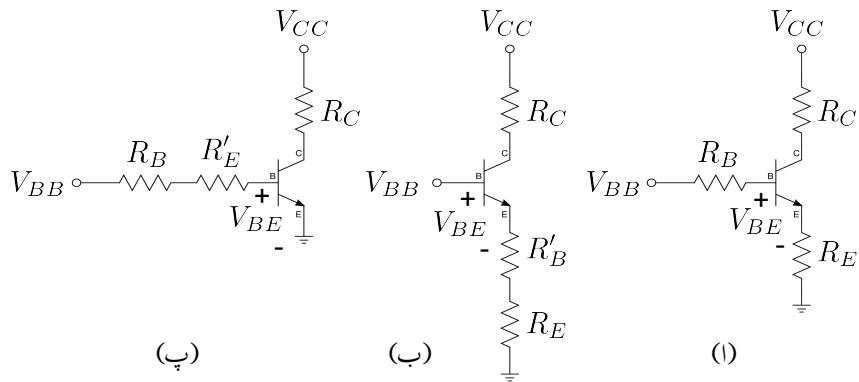
ہو گا، اگرچہ ان دو اشکال کے V_{CE} مختلف ہوں گے چونکہ

$$V_{CEa} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

$$V_{CEb} = V_{CC} - I_C R_C$$

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 $(R_B + R'_E)$ شکل 3.30 ب میں یہ تصور دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.51) \quad I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R''_B}{\beta+1} \right)} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R_B}{\beta+1} + \frac{R'_E}{\beta+1} \right)}$$



شکل 3.29: مراجعت کے عکس

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں اگر $R_E = \frac{R'_E}{\beta+1}$ کی قیمت مساوات 3.47 کے برابر ہو یعنی اگر

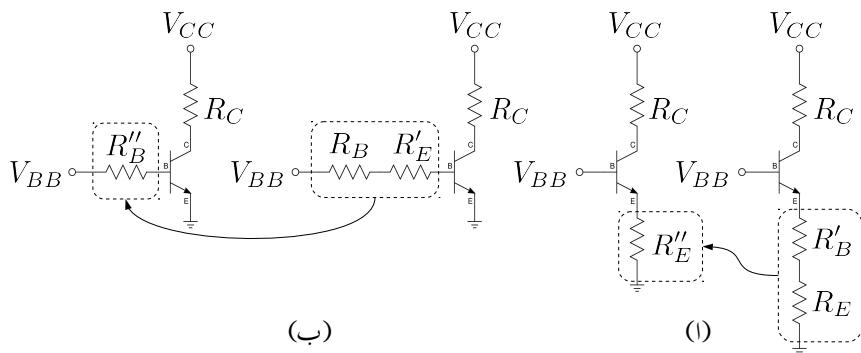
$$(3.52) \quad \frac{R'_E}{\beta+1} = R_E$$

ہوتے

$$(3.53) \quad I_{Cc} = I_{Ca}$$

ہوں گے، اگرچہ مساوات 3.52 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.54) \quad R'_E = (\beta + 1) R_E$$



شکل 3.30: مزاحمت کے حصے

مثال 3.26: شکل 3.29 الف میں

$$\beta = 99$$

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 6.2 \text{ V}$$

$$R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 50 \text{ k}\Omega$$

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 ٹکل 3.30 الف 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 ٹکل 3.30 ب میں

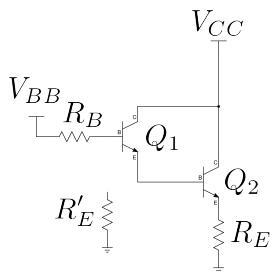
$$R''_B = R_B + R'_E = 50k\Omega + 500k\Omega = 550k\Omega$$

ہو گا اور یوں

$$I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R''_B}{\beta+1}\right)} = \frac{6.2 - 0.7}{\left(\frac{550000}{99+1}\right)} = 1 \text{ mA}$$

ہی حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 3.49 اور مساوات 3.54 اہم نتائج ہیں۔ ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر دیکھتے ہوئے R_E کا کردار بالکل ایسا ہوتا ہے جیسے بیس سرے کے ساتھ مزاحمت R'_E جڑا ہو۔ اس تمام کو یوں بھی کہا جا سکتا ہے کہ ایکسٹر پر جڑے



شکل 3.31: ڈار لگن میں مزاحمت کا عکس

مزاحمت R_E ، ٹرانزسٹر کے بیس سرے سے بالکل R'_E معلوم ہوتا ہے۔ اسی لئے R'_E کو عکس کہا جاتا ہے۔

اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس سرے کے ساتھ جو ہے مزاحمت R_B کو اگر ٹرانزسٹر کے ایمپٹر سرے سے دیکھا جائے تو یہ بالکل ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ایمپٹر سرے کے ساتھ مزاحمت R'_B جڑا ہے۔ اسی لئے R'_B کو عکس کہا جاتا ہے۔

مندرجہ بالا کا نجوئی ہے کہ ٹرانزسٹر ادوار میں بر قی رو I_C حاصل کرتے وقت، ایمپٹر پر موجود مزاحمت کا عکس لیتے ہوئے اسے بیس جانب منتقل کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس جانب مزاحمت کا عکس لیتے ہوئے ایمپٹر جانب منتقل کیا جا سکتا ہے۔ یاد رہے کہ یہ صرف اور صرف حساب کتاب آسان بنانے کا ایک گرہ ہے۔ اصل ٹرانزسٹر دور کی جگہ کبھی بھی عکس استعمال کرتے حاصل دور کام نہیں کرے گا۔

مثال 3.27: شکل 3.31 میں بیس جانب R_E کا عکس حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے بر قی دباؤ سے

$$V_{BB} = I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2}R_E$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں $I_{E2} = \frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}$ لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}R_E \\ &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{R_E}{\beta_1\beta_2}I_{B1} \\ &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{B1}R'_E \end{aligned}$$

ملتا ہے جہاں $\frac{R_E}{\beta_1\beta_2} \approx R'_E$ لکھا گیا ہے۔ اس مساوات کے تحت بیس جانب برقی رو I_{B1} دو مزاحمت سے گزرتی ہے۔ پہلا مزاحمت R_B اور دوسرا R'_E ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے بیس جانب مزاحمت R'_E نظر آتا ہے اور یہی R_E کا بیس جانب عکس ہے۔

3.9 ٹرانزسٹر کے خط

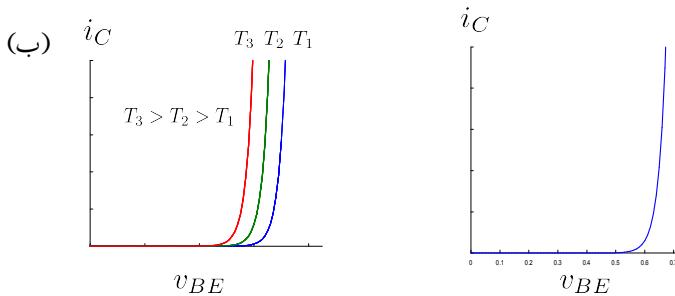
ٹرانزسٹر کے تین سرے ہونے کی بدولت اس کے تین برقی رو اور تین برقی دباؤ ممکن ہیں۔ ان میں کسی دو کو آپس میں گراف کیا جا سکتا ہے۔

$i_C - v_{BE}$ 3.9.1

شکل 3.32 الف میں $n-p-n$ ٹرانزسٹر کا $i_C - v_{BE}$ خط دکھایا گیا ہے جو بالکل ڈائڈ کے خط کی طرح کا ہے۔ $i_C - v_{EB}$ اور $p-n-p$ 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 3.32: ٹرانزسٹر کے خط اور اس پر درجہ حرارت کے اثرات

جنہیں $e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$ کی صورت میں عموماً

$$(3.57) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

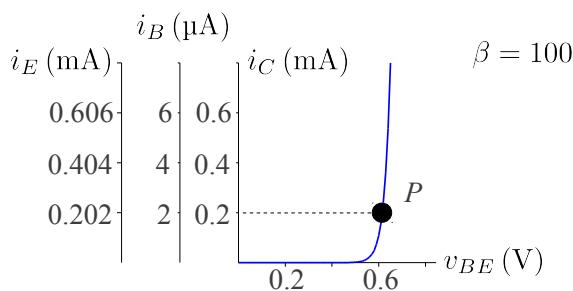
$$(3.58) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{EB}}{V_T}}$$

لکھا جاتا ہے۔ چونکہ $i_C = \alpha i_E$ اور $i_E - v_{BE} = i_B - v_{BE}$ ہوتے ہیں لہذا $i_C = \beta i_B$ اور $i_E - v_{BE}$ 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 افقي محدود ہے جو v_{BE} کو ظاہر کرتا ہے جبکہ عمودی محدود کی تعداد تین ہے جو i_C ، i_E اور i_B کو ظاہر کرتے ہیں۔ v_{BE} کی پیمائش وولٹ V میں دی گئی ہے جبکہ i_C اور i_E کی μA mA میں اور i_B کی μA میں دی گئی ہے۔ $\beta = 100$ تصور کرتے ہوئے نقطہ P پر $v_{BE} = 0.61 V$ پر جبکہ $i_C = 0.2 mA$ اور $i_E = 0.202 mA$ اور $i_B = 2 \mu A$ ہیں۔ بالکل ڈائیوڈ کی طرح، جہاں اشد درستگی درکار نہ ہو وہاں، ٹرانزسٹر کے ادوار کے یک سمتی حل حاصل کرتے وقت سیدھے مائل بیس-ایمپٹر جوڑ پر برقی دباؤ v_{BE} کو 0.7 V ہی لیا جاتا ہے اسی طرح یہاں بھی $v_{BE} = 0.5 V$ سے کم برقی دباؤ پر برقی رو i_C کی قیمت 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 3.33: بر قی رو بال مقابل بر قی دباؤ

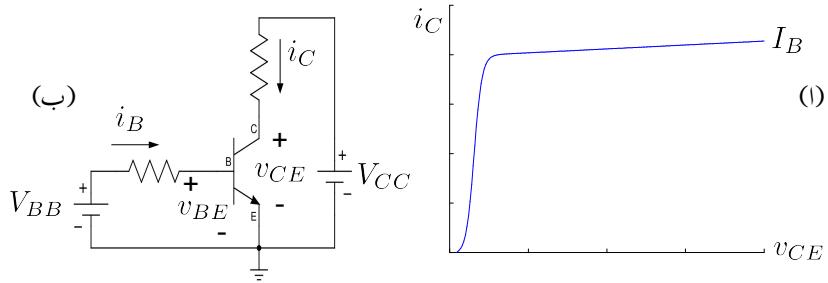
بالکل ڈائیوڈ کی طرح i_C برقرار رکھتے ہوئے، ایک ڈگری سمنی گریڈ درج حرارت بڑھانے سے v_{BE} کی قیمت گھٹتی ہے یعنی 2 mV

$$(3.61) \quad \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$$

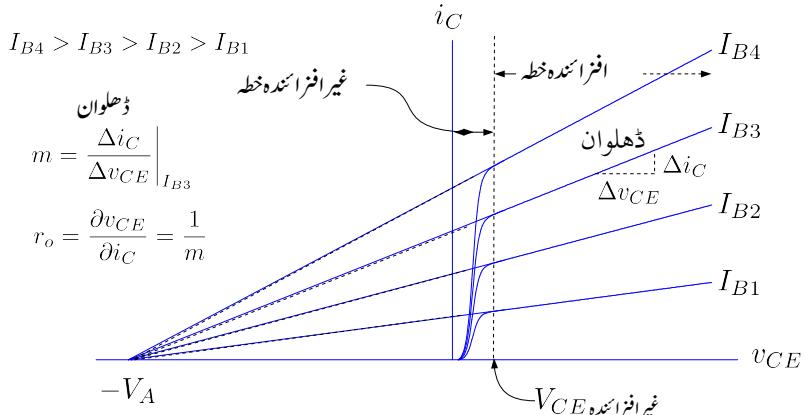
شکل 3.34 میں $n-p-n$ ٹرانزسٹر کا v_{EB} بھی اسی شرح سے حرارت کے ساتھ گھٹتا ہے۔

خط $i_C - v_{CE}$ 3.9.2

شکل 3.34 میں $n-p-n$ 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۔ 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 صفر ولٹ 0V سے بڑھایا جاتا ہے اور ہر قدم پر ٹرانزسٹر کی بر قی رو i_C اور بر قی دباؤ v_{CE} ناپے جاتے ہیں۔ یوں ناپ شدہ i_C اور v_{CE} کا گراف شکل اف 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 قیمتوں پر رکھ کر مختلف $i_C - v_{CE}$ کے خط حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ اس طرح کے خطوط شکل 3.35 میں دکھائے گئے ہیں۔ ان گراف کو دیکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ v_{CE} کی قیمت



کل $i_C - v_{CE}$ ک $n-p-n : 3.34$



بندرنج کم کرتے ہوئے ایک مقام آتا ہے جہاں i_C کی قیمت نہیں تیزی سے گھٹنے شروع ہوتی ہے۔ اس مقام سے کم v_{CE} کے نقطے کو غیر افزاندہ خط²⁶ جبکہ اس سے زیادہ v_{CE} کے نقطے کو افزاندہ خط²⁷ کہتے ہیں۔ اس حصہ میں ہم افزاندہ خط پر غور کریں گے۔

افزاندہ نقطے میں $v_{CE} - i_C$ کے خط سیدھی شکل اختیار کر لیتے ہیں۔ ہر خط ایک خاص ڈھلوان رکھتا ہے۔ اگر ان تمام خطوط کو منقی v_{CE} کے جانب فرضی طور نقش کیا جائے تو یہ ایک ہی نقطہ پر جاملاً ہیں جہاں $v_{CE} = V_A -$ ہوتا ہے۔ اس فرضی نقش کو نقطہ دار لکیر وں سے دکھایا گیا ہے۔ کسی بھی ٹرانزسٹر کے V_A کی قیمت کو بطور ثابت عدد کے بیان کیا جاتا ہے جسے ارلی برق 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 میا کرتے ہیں۔

شکل 3.35 میں کسی ایک نقطہ پر خط کی ڈھلوان m دکھائی ہے یعنی

$$m = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{I_B3}$$

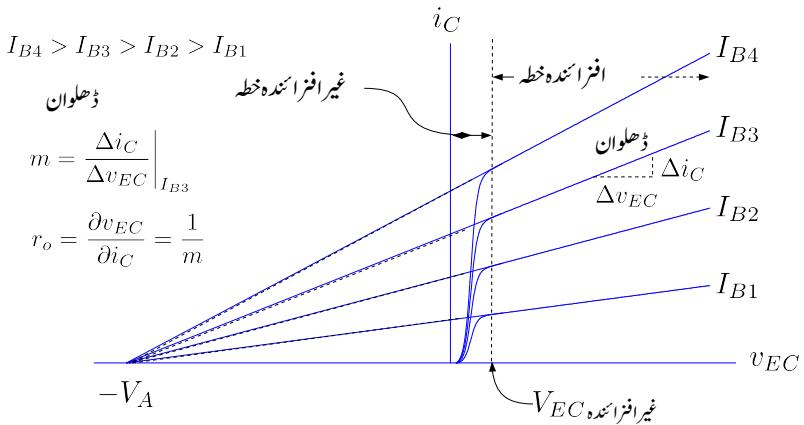
ٹرانزسٹر کے خارجی جانب خارجی مزاحمت r_o کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned} r_o &= \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_{I_B} \\ &= \frac{1}{m} \\ &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B}^{-1} \end{aligned}$$

چونکہ $v_{CE} - i_C$ کے خط اور فرضی نقش کئے گئے نقطہ دار لکیر کی ڈھلوان برابر ہیں لہذا ہم خارجی مزاحمت کو یوں بھی حاصل کر سکتے ہیں

$$(3.62) \quad r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$$

saturation region²⁶
active region²⁷
Early voltage²⁸
₂₉



شکل 3.36: $i_C - v_{EC}$ خطوط pnp ٹرانزسٹر

حقیقت میں افراکنڈہ خط کے نچلے حد پر (یعنی غیر افراکنڈہ خط 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 افراکنڈہ خط میں v_{CE} کے تبدیلی سے I_C کی قیمت تبدیل ہوتی ہے مگر اس تبدیلی کو یک سمتی مطالعہ کے دوران نظر انداز کیا جاتا ہے۔ البتہ بدلتے رو مطالعہ میں r_o اہمیت رکھتا ہے۔

شکل 3.36 میں pnp ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{EC}$ خطوط دکھائے گئے ہیں۔ $V_{EC, \text{افراکنڈہ}} = 0.2 \text{ V}$ ہی ہے۔ اس سے کم v_{EC} پر ٹرانزسٹر غیر افراکنڈہ جبکہ اس سے زیادہ پر افراکنڈہ ہوتا ہے۔

مثال 3.28: ایک ایسے npn ٹرانزسٹر جس کی اولیٰ برقی دباؤ کی قیمت پچاس ولٹ $V_A = 50 \text{ V}$ ہے کی خارجی مزاحمت 10 mA اور $100 \mu\text{A}$ کی برقی رو پر حاصل کریں۔

حل:

3.10. یک سمی ادوار کا ترسمی تجزیہ

279

.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 سمی ادوار کا ترسمی تجزیہ

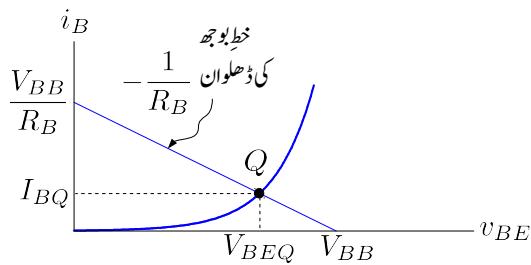
اگرچہ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً الجبرائی طریقہ سے حل کیا جاتا ہے مگر گراف کے استعمال سے بہت گہری سمجھ پیدا ہوتی ہے۔ اس طریقہ کو سمجھنے کے بعد ٹرانزسٹر ادوار تخلیق دینے میں آسانی پیدا ہوتی ہے۔ آئیں شکل 3.38 میں دئے دور کو گراف کی مدد سے حل کرتے ہیں۔

3.10.1 یک سمی روندبو جھ

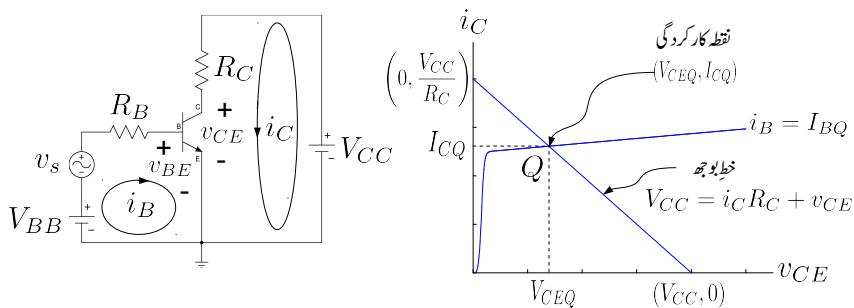
شکل 3.38 میں، بدلتے اشارہ v_s کو نظر انداز کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر دور کے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.64) \quad V_{BB} = i_B R_B + v_{BE}$$

چونکہ ٹرانزسٹر کا بیس-ایمپل جوڑ بالکل ایک ڈائیڈ کی مانند ہوتا ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو داخلی جانب کا یک سمی بوجھ کا خط کہا جاسکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے $i_B - v_{BE}$ خط پر اس کو مساوات کو کھینچنے سے نقطہ مائل حاصل ہوتا ہے جس سے V_{BEQ} اور I_{BQ} حاصل ہوتے ہیں۔ یہ عمل شکل 3.37 میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح، بدلتے اشارات



شکل 3.37: داخلي جانب کے نقطہ مائل کا حصول



شکل 3.38: یک سمتی خطِ بوجھ۔

کو نظر انداز کرتے ہوئے، شکل 3.38 میں ٹرانزسٹر دور کے خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.65) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE}$$

اس مساوات کو ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{CE}$ خط پر گراف کیا گیا ہے۔ بوجھ کا خط بر قی دباؤ کے محور کو $(V_{CC}, 0)$ پر اور بر قی رو کے محور کو $\left(0, \frac{V_{CC}}{R_C}\right)$ پر تکرنا ہے اور اس کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_C}$ ہے۔ یہاں اس بات کو مد نظر رکھنا ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{CE}$ خطوں میں سے صرف اس خط کو گراف کیا گیا ہے جس پر $i_B = I_{BQ}$ کے لئے ہے جہاں I_{BQ} شکل 3.38 میں حاصل کی گئی۔ خطِ بوجھ کی مساوات میں i_C اور v_{CE} دو آزاد متغیرات ہیں۔ دو آزاد متغیرات کو حاصل کرنے کی خاطر دو مساوات درکار ہوتے ہیں۔ خطِ بوجھ کی مساوات پہلی مساوات ہے جبکہ ٹرانزسٹر کا $i_C - v_{CE}$ خط دوسرے مساوات کا گراف ہے۔ جہاں دو مساوات کے گراف ملتے ہیں یہی ان کا حل ہوتا ہے۔ شکل میں اسے نقطہ کارکردگی Q کہا گیا ہے اور اس نقطے پر متغیرات کی قیمت

(V_{CEQ} , I_{CQ}) ہے۔ یوں اس دور میں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب برقی روکی قیمت جبکہ اس کے بیس۔ گلگھر سروں کے ماہین برقی دباؤ کی قیمت V_{CEQ} ہو گی۔

3.10.2 باریک اشارات

آئیں اب شکل 3.38 میں باریک اشارات پر غور کریں۔ باریک اشارہ v_s کے موجودگی میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کل برقی دباؤ ($V_{BB} + v_s$) ہو گا اور ہم اس جانب خط بوچھ کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.66) \quad V_{BB} + v_s = i_B R_B + v_{BE}$$

خط بوچھ کی یہ مساوات $i_B - v_{BE}$ کے گراف پر کھینچی گئی شکل 3.39 میں دکھائی گئی ہے جہاں

$$(3.67) \quad v_s = V_p \sin \omega t$$

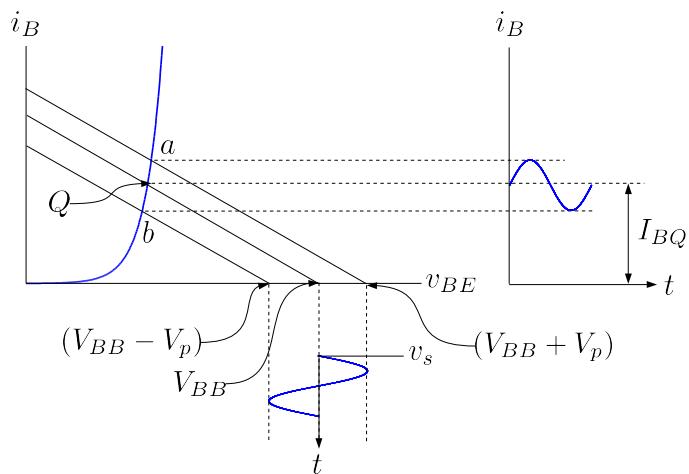
تصور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خط بوچھ اپنی جگہ سے ہلتا ہے جس کی وجہ سے نقطہ کارکردگی $i_B - v_{BE}$ خط پر Q کے قریب قریب رہتے ہوئے a اور b کے درمیان چال قدی کرتا ہے جس سے i_B کی قیمت بھی I_{BQ} سے انحراف کرتی ہے۔ i_B کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.68) \quad i_B = I_{BQ} + I_p \sin \omega t$$

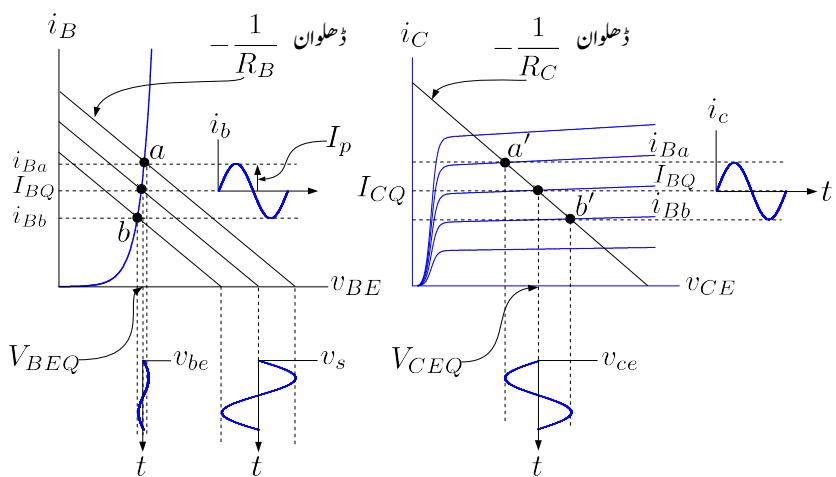
جہاں نقطہ کارکردگی کے قریب $i_B - v_{BE}$ خط کو سیدھا تصویر کیا گیا ہے۔ شکل 3.40 میں باریک اشارہ v_s اور اس کے پیدا کردہ i_b , v_{be} , i_c , v_{ce} اور i_b , v_s , i_b , v_{be} , i_c , v_{ce} اور i_c ہم زاویہ ہیں جبکہ v_{ce} ان سب سے 180 کے زاویہ پر ہے۔ یاد رہے کہ تمام اشارات کا دوری عرصہ کیساں ہے چونکہ ایکلیفائر اشارے کے تعداد کو تبدیل نہیں کرتا۔

3.10.3 برقی دباؤ V_{CC} اور مزاحمت R_C کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

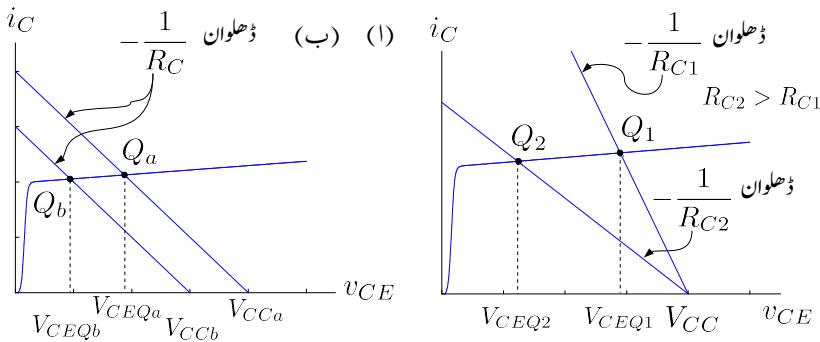
شکل 3.38 میں ایک مرتبہ R_{C1} کی قیمت R_{C2} رکھی گئی اور دوسری مرتبہ اسے R_{C2} رکھا گیا جبکہ بقاہی دور میں کوئی تبدیلی نہیں کی گئی۔ R_{C2} کی قیمت R_{C1} سے زیادہ ہے۔ ان دونوں صورتوں کو شکل 3.41 الف میں دکھایا گیا ہے۔ R_{C1} کی صورت میں خط بوچھ ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{CE}$ خط کو Q_1 پر نکلا تا ہے اور یوں



کل 3.39: باریک اشارات پذیریه گراف



کل 3.40: باریک اشارات



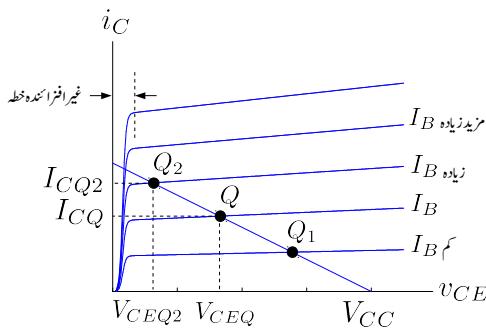
شکل 3.41: نقطہ کارکردگی پر منفی بر قی دباؤ اور مزاحمت کے اثرات

ٹرانزسٹر کے اس نقطہ کارکردگی پر بر قی 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 لکھتا 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 بر قی دباؤ کے محور کو V_{CC} پر ہی لکھاتے ہیں۔

شکل 3.41 ب میں صرف بر قی 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۔

3.10.4 داخلي بر قي رو کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

شکل 3.42 میں خطِ بوجھ مختلف داخلي بر قي رو کو I_B پر $i_C - v_{CE}$ خطوط پر نقش کیا گیا ہے۔ اگر داخلي بر قي رو کو I_B سے بڑھا کر I_{B2} کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی Q سے Q_2 منتقل ہو جائے گا۔ یوں بر قي رو I_{CQ} سے بڑھ کر I_{CQ2} ہو جائے گی جبکہ بر قي دباؤ V_{CEQ} سے کم ہو کر V_{CEQ2} ہو جائے گا۔ اگر I_B کو مزید بڑھا کر I_{B2} کیا جائے تو نقطہ کارکردگی غیر افراہندہ خطے میں داخل ہو جاتا ہے جہاں v_{CE} کی قیمت



شکل 3.42: نقطہ کارکردگی بالمقابل داخلی برقی رو

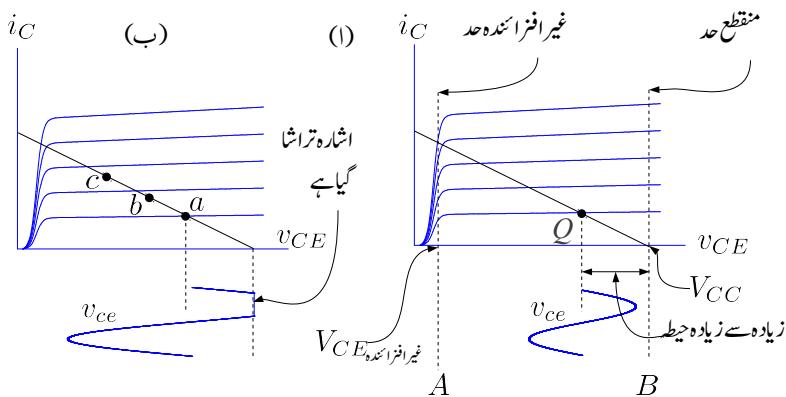
V_{CE} یعنی 0.2V سے بھی کم ہو جاتی ہے۔ I_B کو مزید بڑھانے سے نہ تو i_C اور نہ ہی v_{CE} کی قیمت میں خاطر خواہ تبدیلی رو نما ہوتی ہے۔ یہی وجہ ہے کہ اس خطے کو غیر افزائندہ خطے کہتے ہیں۔

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 گھرائی 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 برعکس اگر I_B کی قیمت بذریعہ کم کی جائے تو نقطہ کارکردگی اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب I_{CQ} کی قیمت کم ہوتی ہے۔ اگر I_B کو نہایت کم یا اسے بالکل روک کر صفر کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی افقی محور سے ٹکرا جائے گا جہاں $I_{CQ} = 0\text{A}$ اور $V_{CEQ} = V_{CC}$ ہو گا۔ اس نقطے پر ٹرانزسٹر مکمل منقطع صورت اختیار کئے ہوتا ہے اور یہ ایک منقطع برقی سوچ کا کردار ادا کرتا ہے۔

3.10.5 خارجی اشارہ کے حدود

مندرجہ بالا حصے میں ہم نے دیکھا کہ I_B کو بڑھا کر ٹرانزسٹر کو غیر افزائندہ کیا جا سکتا ہے جبکہ اسے گھٹا کر ٹرانزسٹر کو منقطع کیا جا سکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کو بطور ایکلینیٹر استعمال کرتے ہوئے اس بات کو یقینی رکھنا ضروری ہے کہ



شکل 3.43: خارجی اشارہ کے حدود

ٹرانزسٹر افراہندہ خطے میں ہی رہے۔ نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے پچھے 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 ایمپلیفیٹر کا خارجی اشارہ v_{ce} دکھایا گیا ہے۔ اگر ایمپلیفیٹر 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 تراشناگی ہے۔ اگر نقطہ کارکردگی کو 'a' سے قدر بائیں نقطہ 'b' پر منتقل کر دیا جائے تو موجودہ v_{ce} بغیر تراشے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ آپ یہ بھی دیکھ سکتے ہیں کہ اگر نقطہ کارکردگی کو مزید بائیں، نقطہ 'c' پر منتقل کر دیا جائے تو v_{ce} کا دوسرا جانب تراشنا شروع ہو جائے گا۔ جیسے شکل 3.43 الف میں دکھایا گیا ہے کہ افراہندہ ٹرانزسٹر کے v_{CE} کی کم سے کم ممکنہ قیمت $V_{CE, \text{افراہندہ}}$ ہے جبکہ اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت V_{CC} ہے۔ ان حدود کو 'A' اور 'B' نقطے دار لکیروں سے دکھایا گیا ہے۔ v_{CE} ان حدود سے تجاوز نہیں کر سکتا لہذا نقطہ کارکردگی 'Q' کے ایک جانب خارجی اشارے کی چوٹی 'A' تک اور دوسری جانب 'B' تک بغیر تراشے بڑھائی جاسکتی ہے۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے یوں ہم سائز۔ نما خارجی اشارہ v_{ce} کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کی حد کا تعین اس شکل سے کر سکتے ہیں۔

3.10.6 بدلتی رو، خط 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 354 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 لامحدود قیمت کا کپیسٹر نسب کیا گیا ہے۔ یک سمتی رو کپیسٹر سے نہیں گرتی، لہذا نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت کپیسٹر کو نظر انداز کیا جائے گا۔ لامحدود کپیسٹر 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 کپیسٹر کے راستے گزرے گا۔ بدلتی رو کو مراحت کے مقابل راستہ فراہم کرنے والا کپیسٹر قصری کپیسٹر³⁰ پکارا جاتا ہے۔ محدود کپیسٹر کے کارکردگی پر باب 6 میں غور کیا جائے گا۔ اس حصے میں لامحدود کپیسٹر نسب کرنے کے اثرات پر غور کیا جائے گا۔ اس کتاب کے حصہ 2.12.1 میں ڈائیڈ ادوار کے بدلتی رو، خط بوجہ پر غور کیا گیا۔ آئیں ٹرانزسٹر کے بدلتی رو، خط بوجہ پر غور کریں۔

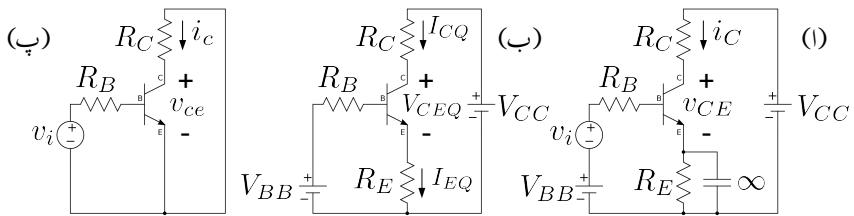
شکل 3.44 الف کے خارجی جانب

$$(3.69) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E \\ \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{یک سمتی رو، خط بوجہ}$$

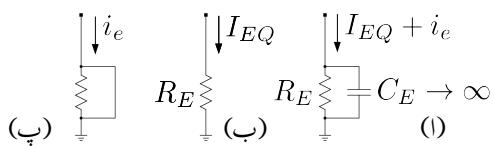
ہے جہاں $i_C \approx i_E$ لیا گیا ہے۔ ڈائیڈ کی طرح یہاں مندرجہ بالا مساوات کو یک سمتی رو، خط بوجہ پکارا جاتا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف یک سمتی خط بوجہ³¹ کہتے ہیں۔ شکل 3.45 ب میں i_E کو یک سمتی I_{EQ} اور بدلتے i_e حصوں میں لکھا گیا ہے۔ یک سمتی اشارے کے لئے کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا، جیسے شکل 3.45 ب میں دکھایا گیا ہے، I_{EQ} صرف مراحت R_E سے گزرے گا۔ یوں ٹرانزسٹر کے ایمپلیفیئر پر $V_{EQ} = I_{EQ} R_E$ ہو گا۔ کپیسٹر پر بھی یہی یک سمتی برقی دباؤ پایا جائے گا۔

جیسے شکل 3.45 پ میں دکھایا گیا ہے، بدلتے اشارے کے لئے لامحدود کپیسٹر کی برقی رکاوٹ $0 = \frac{1}{j\omega C_E}$ ہو گی اور یوں i_e کپیسٹر کے راستے گزرے گا۔ اس طرح ٹرانزسٹر کے ایمپلیفیئر پر برقی دباؤ پیدا کرنے میں i_e کوئی کردار ادا نہیں کرے گا۔ صرف I_E کے بدلت ایمپلیفیئر پر برقی دباؤ پیدا ہو گا۔ ان حقائق کو استعمال کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات میں متغیرات کو یک سمتی اور بدلتے حصوں میں لکھتے ہیں

bypass capacitor³⁰
DC load line³¹



شکل 3.44: کپیسٹر اور بدلی رو، خط بوجہ۔



شکل 3.45: یک سمی اور بدلی رو کی علیحدگی

$$(3.70) \quad V_{CC} = (I_{CQ} + i_c) R_C + (V_{CEQ} + v_{ce}) + I_{EQ} R_E$$

بدلے اشارات کے عدم موجودگی میں مساوات 3.70 کو یوں لکھا جا سکتا ہے

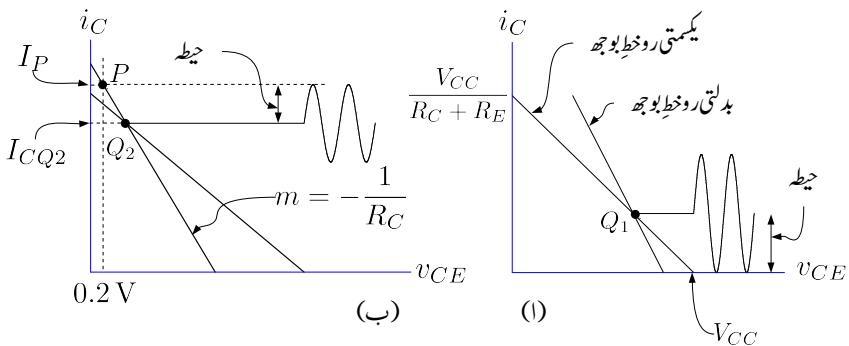
$$(3.71) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

جہاں $I_{EQ} \approx I_{CQ}$ لیا گیا ہے۔ آپ تسلی کر لیں کہ بدلے اشارے کے عدم موجودگی میں مندرجہ بالا مساوات اور مساوات 3.69 ایک ہی خط کو ظاہر کرتے ہیں لہذا مساوات 3.71 بھی یک سمی رو، خط بوجہ کی مساوات ہے۔

شکل 3.44 ب سے بھی مساوات 3.71 حاصل ہوتا ہے لہذا شکل 3.44 ب در حقیقت شکل 3.44 الف کا مساوی یک سمی دور ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یک سمی دور حاصل کرنے کی خاطر کپیسٹر کو کھلے سرے اور بدلے اشارہ v_i کو صفر کرتے ہوئے بقایا دور لیا جاتا ہے۔

بدلے اشارے کے موجودگی میں مساوات 3.70 کے یک سمی اجزاء کو مساوات کے ایک جانب جبکہ بدلے اجزاء کو دوسرے جانب لکھتے ہیں۔

$$(3.72) \quad i_c R_C + v_{ce} = \underbrace{V_{CC} - I_{CQ} R_C - V_{CEQ} - I_{EQ} R_E}_0$$



شکل 3.46: بدلتی رو، خط بوجھ پر چہل قدمی

مساوات 3.71 کو $V_{CC} - I_{CQ}R_C - V_{CEQ} - I_{CQ}R_E = 0$ لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مندرجہ بالا مساوات میں مساوی نشان کے دائیں جانب صفر لکھا جا سکتا ہے لہذا اس سے

$$(3.73) \quad i_c R_C + v_{ce} = 0 \quad \text{بدلتی رو، خط بوجھ}$$

حاصل ہوتا ہے جو بدلتی رو، خط بوجھ ہے جسے عموماً بدلتی رو خط بوجھ³² پکارا جاتا ہے۔ شکل 3.44 پ سے بھی یہی مساوات حاصل ہوتا ہے۔ بدلتی رو، مساوی شکل حاصل کرتے وقت تمام یک سمتی برتنی دباؤ کی منبع اور تمام کپیسٹروں کو قصر دور کرتے ہوئے دور کا بقايا حصہ لیا جاتا ہے۔

مساوات 3.71 سے یک سمتی خط بوجھ کی مزاحمت $R = R_C + R_E$ یکمیتی R جبکہ مساوات 3.73 سے بدلتی رو خط بوجھ کی مزاحمت $R = R_E$ پریتی R حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ایک دلچسپ صورت ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں دور کا نقطہ کارکردگی یک سمتی رو خط بوجھ پر پایا جائے گا جبکہ بدلتے اشارے کے موجودگی میں دور بدلتی رو خط بوجھ پر چہل قدمی کرے گا۔

شکل 3.46 اف میں یک سمتی رو خط بوجھ پر Q_1 نقطے کارکردگی ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں ٹرانزسٹر اسی نقطے پر رہے گا۔ بدلتی رو، خط بوجھ اسی نقطے پر کھینچا جاتا ہے۔ یک سمتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان $m = -\frac{1}{R}$ ہے۔ اسی طرح بدلتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان $m = -\frac{1}{R_C + R_E}$ ہے۔

AC load line³²

بدلتے اشارے کے موجودگی میں ٹرانزسٹر بدلتی رو، خطِ بوجہ پر چیل قدمی کرے گا۔ سائنس نمابدلتے اشارے کے موجودگی میں i_C دکھایا گیا ہے۔ شکل میں زیادہ سے زیادہ مکنہ منفی جیٹے کا i_C دکھایا گیا ہے۔ اگر داخلی اشارے کو مزید بڑھایا جائے تو i_C کا نچلا یعنی منفی حصہ تراشنا جائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی کو (3.46) پر رکھتے ہوئے زیادہ سے زیادہ مکنہ منفی جیٹے I_{CQ} حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.46 ب میں یک سمتی رو خطِ بوجہ پر Q_2 نقطہ کارکردگی ہے۔ سائنس نمابدلتے اشارے کے موجودگی میں i_C دکھایا گیا ہے۔ غیر افزانہ V_{CE} یعنی 0.2 V پر نقطے دار عمودی لکیر لگائی گئی ہے جسے بدلتی رو، خطِ بوجہ P پر نکلتا ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر غیر افزانہ V_{CE} سے کم برتنی دباو پر قوت افزائش کھو دیتا ہے لہذا i_C کی ثابت چھوٹی شکل میں دکھائے گئے ہیں۔ اس طرح i_C کا زیادہ سے زیادہ مکنہ جیٹے $I_P - I_{CQ2}$ کے برابر ہو گا۔

آئین بدلتی رو خطِ بوجہ کے خط کی مساوات حاصل کریں۔ $y - x$ 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 (3.46) پر بدلنی رو خطِ بوجہ کی مساوات درکار ہے۔ بدلتی رو خطِ بوجہ کے خط کی ڈھلوان $\frac{1}{R_c} -$ ہے لہذا اس کی مساوات

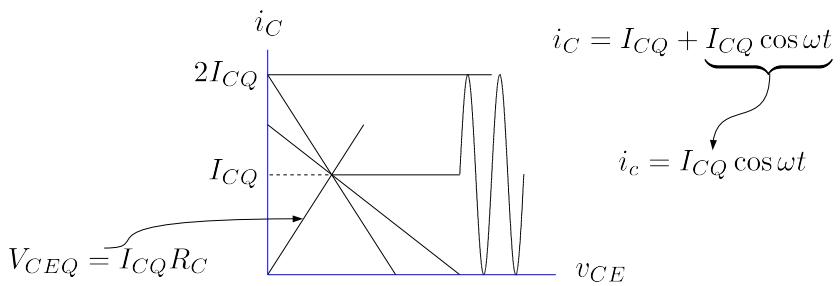
$$(3.74) \quad i_C - I_{CQ} = -\frac{1}{R_c} (v_{CE} - V_{CEQ})$$

شکل 3.46 میں نقطہ کارکردگی کو Q_1 اور Q_2 کے درمیان یوں رکھا جاسکتا ہے کہ i_C کا جیٹ دوںوں جانب برابر تراشنا جائے۔ اس طرح زیادہ سے زیادہ مکنہ جیٹے کا i_C حاصل کیا جاسکتا ہے۔ مساوات 3.74 کو استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کو حاصل کرتے ہیں۔ شکل 3.47 میں یک سمتی رو، خطِ بوجہ اور بدلتی رو، خطِ بوجہ دکھائے گئے ہیں۔ غیر افزانہ V_{CE} کو انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اگر بدلتی رو، خطِ بوجہ عمودی محدود کو $2I_{CQ}$ پر چھوئے تب i_C کے دوںوں جانب نا تراشنا جیٹے I_{CQ} ہو گا۔ مساوات 3.74 میں یوں $v_{CE} = 0$ پر $i_C = 2I_{CQ}$ رکھتے ہوئے

$$2I_{CQ} - I_{CQ} = -\frac{1}{R_c} (0 - V_{CEQ})$$

یعنی

$$(3.75) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_c$$



شکل 3.47: زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی

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 کار کردگی ہے۔ مساوات 3.71 میں $I_{CQ} \approx I_{EQ}$ لکھتے ہوئے اس میں مساوات 3.75 پر کرتے ہوئے دونوں جانب زیادہ سے زیادہ جیٹھ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی پر برقرار رہتی ہے۔

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_C + R_E}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات میں $R_{\text{پری}} = R_C + R_E$ اور $R_{\text{یکمی}} = R_C + R_E$ لکھتے ہوئے ایسا مساوات حاصل ہوتا ہے جو یاد رکھنے کے لئے زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے یعنی

$$(3.76) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{پری}} + R_{\text{یکمی}}}$$

اس مساوات کو مساوات 3.75 کے ساتھ ملاتے ہوئے

$$(3.77) \quad V_{CEQ} = \frac{R_{\text{پری}} V_{CC}}{R_{\text{پری}} + R_{\text{یکمی}}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 3.76 اور مساوات 3.77 زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھ کا خارجی بدلتا اشارہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی دیتے ہیں۔

مثال 3.29: شکل 3.44 الف میں $V_{CC} = 12 \text{ V}$ اور $R_E = 200 \Omega$ ، $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ کمپیٹر

کی قیمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے بدلتے اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھے حاصل کرنے کے لئے درکار فقط کارکردگی حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.76 اور مساوات 3.77 میں $R_{CQ} = 1000 + 200 = 1200$ اور $R_E = \frac{12}{\beta+1} = 1000$ پر بحث استعمال کرتے ہوئے

$$I_{CQ} = \frac{12}{1200 + 1000} = 5.45 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = \frac{12 \times 1000}{1200 + 1000} = 5.45 \text{ V}$$

لطفہ کارکردگی حاصل ہوتا ہے۔ یوں خارجی برتنی روکا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھے 5.45 mA ہے۔

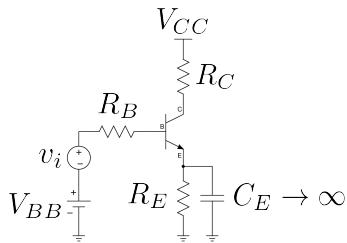
مثال 3.30: مندرجہ بالا مثال میں $R_B = 760 \Omega$ اور $\beta = 37$ لیتے ہوئے V_{BB} حاصل کریں۔

حل: R_E کے استعمال سے $R_B = 760 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برتنی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta+1} + R_E \right)$$

$$= 0.7 + 5.45 \times 10^{-3} \left(\frac{760}{37+1} + 200 \right) = 1.899 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.48: بدلتی رو، خط بوجھ کی مثال

مثال 3.31: شکل 3.48 میں $V_{CC} = 17\text{V}$, $R_C = 1.2\text{k}\Omega$ جبکہ کپیسٹر کی قیمت لاحدہ ہے۔ ٹرانزیستر کے β کی قیمت 50 تا 150 تا 0.6 تا 0.8 ممکن ہے۔ غیر اضافہ V_{CEQ} کو 0.2V لیتے ہوئے، R_E اور R_B کے ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ $i_C \mp 4\text{mA}$ کم از کم تک ممکن ہو۔

حل: شکل 3.49 میں صورت حال دکھائی گئی ہے۔ یک سمتی رو، خطِ بوجہ افی محور کو V_{CC} پر جبکہ عمودی محور کو $\frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$ پر چھوتا ہے۔ بدلتی رو، خطِ بوجہ کی ڈھلوان $\frac{1}{R_C}$ ہے۔ جب تک بدلتی رو خطِ بوجہ Q_1 اور Q_2 کے درمیان یک سمتی رو خطِ بوجہ کو لکھائے اس وقت تک i_C کا حیطہ $\mp 4\text{ mA}$ ممکن ہے۔ Q_1 اور Q_2 کے درمیان کسی اور مقام پر بدلتی رو خطِ بوجہ پائے جانے کی صورت میں i_C کا حیطہ $\mp 4\text{ mA}$ یا اس سے زیادہ ممکن ہو گا۔

I_{CQ1} کی قیمت 4 mA ہوتی ہے اور i_C کا حیطہ $\pm 4 \text{ mA}$ ممکن ہو گا۔ پس

$$(3.78) \quad I_{CO1} = 4 \text{ mA}$$

Q_2 پر پائے جانے والا بدلتی روختہ بوجھ، غیر افزاینده V_{CE} پر عمودی کھینچ خط کو نقطے P پر ملکرتا ہے۔ چونکہ غیر افزاینده V_{CE} سے کم بر قی دباؤ پر ٹرانزسٹر قوت افزائش کھو دیتا ہے لہذا i_C کا حیطہ $I_P - I_{CQ2}$ کے برابر ہو گا۔ اس طرح اگر Q_2 پر بر قی رو I_{CQ2} اور نقطے P پر $I_{CQ2} + 4 \text{ mA}$ ہو تب i_C کا حیطہ $\mp 4 \text{ mA}$ ممکن ہو گا۔

کسی بھی سیدھے خط کی مساوات $m = \frac{\Delta y}{\Delta x}$ سے $y - y' = m(x - x')$ حاصل ہوتا ہے جہاں 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

$$-\frac{1}{1200} = \frac{I_{CQ2} + 4 \text{ mA} - I_{CQ2}}{V_{CEQ2} - V_{CEQ2}}$$

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 کرخوف کے قانون سے یوں لکھی جا سکتی ہے۔

$$(3.80) \quad V_{CC} = V_{CEQ2} + I_{CQ2} (R_C + R_E)$$

مساوات 3.79 کو مندرجہ بالا مساوات میں استعمال کرتے ہیں

$$V_{CC} = 5 + I_{CQ2} (R_C + R_E)$$

جس سے I_{CQ2} کی قیمت

$$(3.81) \quad I_{CQ2} = \frac{V_{CC} - 5}{R_C + R_E} = \frac{12}{1200 + R_E}$$

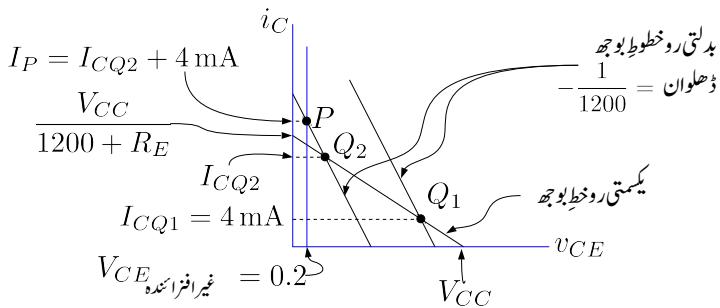
حاصل ہوتی ہے۔ نقطہ کارکردگی کو Q_1 اور Q_2 کے درمیان رکھنے کی خاطر I_{CQ} کا مندرجہ ذیل مساوات پر پورا اترتہ لازم ہے۔

$$(3.82) \quad I_{CQ1} < I_{CQ} < I_{CQ2}$$

$$4 \text{ mA} < I_{CQ} < \frac{12}{1200 + R_E}$$

جس سے $R_E < 1.8 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب β اور V_{BE} میں تبدیلی کے اثرات کو دیکھیں۔ شکل 3.48 کے داخلی جانب



شکل 3.49

$$(3.83) \quad V_{BB} = V_{BE} + I_{CQ} \left(\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right)$$

یعنی

$$(3.84) \quad I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E}$$

لکھا 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 تو $\beta = 50$ پر $R_B = 5.1\text{k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ $I_{CQ1} = 4\text{mA}$ یعنی کمتر بر قی رواں 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

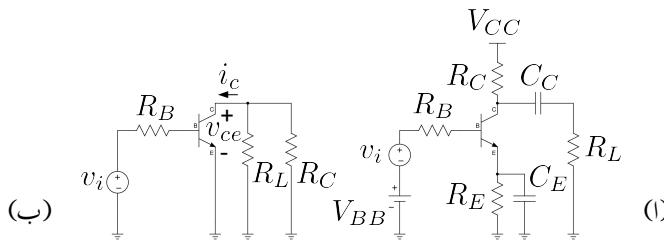
$$I_{CQ} = \frac{5.2 - 0.6}{\frac{5100}{150 + 1} + 1000} = 4.45\text{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $I_{CQ2} = 5.45\text{mA}$ پر مساوات 3.82 سے $R_E = 1\text{k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے جو کہ 4.45mA سے زیادہ ہے۔ یوں

$$R_E = 1\text{k}\Omega$$

$$R_B = 5.1\text{k}\Omega$$

$$V_{BB} = 5.2\text{V}$$



: 3.50

مطلوبہ جوابات ہیں۔

مثال 3.32: شکل 3.50 الف میں C_C کے ذریعہ ایپلینیٹر کو برقی بوجھ R_L کے ساتھ واپسہ کیا گیا ہے۔ ایسا کپیسٹر جو دو حصوں کی وابستگی پیدا کرتے ہوئے ایک حصے سے دوسرے حصے میں اشارے کی منتقلی کرنے جفتی کپیسٹر³³ لپڑا جاتا ہے۔ شکل میں i_C کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ اور اس کے لئے درکار نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔ کپیسٹروں کی قیمت لا محدود تصور کریں۔

حل: یک سمی رو کے لئے کپیسٹروں کو کھلے سرے کرتے ہوئے یک سمی رو، خط بوجھ کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.85) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E$$

$$(3.86) \quad \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{یک سمی رو، خط بوجھ}$$

بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.87) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E) \quad \text{یک سمی رو، خط بوجھ}$$

³³ coupling capacitor

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 بہاں بھی مساوات 3.87 اور

$$(3.90) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{بوجھ}} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

کو آپس میں حل کرتے ہوئے نقطہ کارکردگی حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{CC} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

جس سے

$$(3.91) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{بوجھ}} + R_{\text{کمکتی}}}$$

$$(3.92) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{بوجھ}} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{\text{کمکتی}}}{R_{\text{بوجھ}}}}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ زیادہ سے زیادہ کمکنہ جیطہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی ہے۔ جیسے شکل 3.47 میں دکھایا گیا ہے یوں i_C کا زیادہ سے زیادہ ناتراشنا جیطہ مندرجہ بالا مساوات میں دئے I_{CQ} کے برابر ہو گا۔ چونکہ i_c متوازی جڑے R_L اور R_C 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 $R_E = 400\Omega$ ، $V_{CC} = 12V$ اور $R_C = R_L = 2k\Omega$ ہیں۔ زیادہ سے زیادہ جیٹے کا i_C حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

حل: چونکہ $R_{EQ} = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_C}} = \frac{1}{\frac{1}{400} + \frac{1}{2k\Omega}} = 1k\Omega$ جبکہ $R_{CEQ} = \frac{R_C}{1 + \frac{R_C}{R_E}} = \frac{2k\Omega}{1 + \frac{2k\Omega}{400}} = 2.4k\Omega$

$$I_{CQ} = \frac{12}{2400 + 1000} = 3.529 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = 3.529 \times 10^{-3} \times 1000 = 3.529 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں i_C کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹے 3.529 mA اور R_L سے گزتے 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 کافند 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 ایبر-مال ریاضی نمونہ

ایبر-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 تعدد کے اشارات کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ کمپیوٹر کا پروگرام سپاٹ 34 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 ایمپر برقی رو i_{EF} اور نیک 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۔

$$(3.97) \quad i_{BF} = I_S \left(\frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

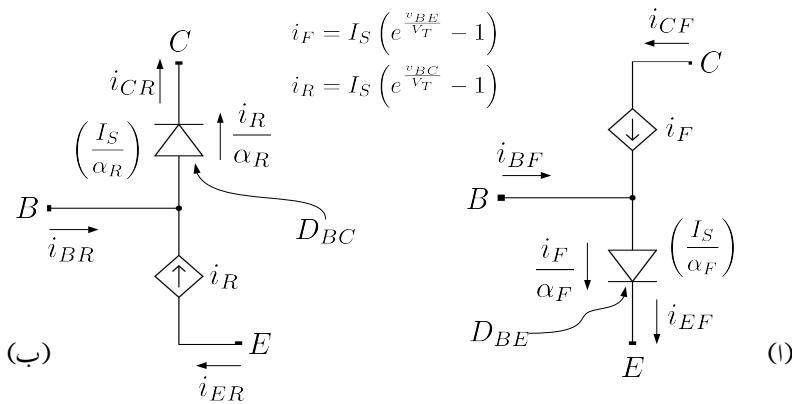
جہاں

$$(3.98) \quad \left(\frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) = \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} = \frac{1}{\beta_F}$$

کا استعمال کیا گیا۔

ان مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $i_{CF} = \beta_F i_{EF}$ اور $i_{CF} = \alpha_F i_{BF}$ یہیں جو کہ ٹرانزسٹر کے جانے پہچانے مساوات ہیں۔ یوں شکل 3.51 الف عمومی طرز پر مائل npn ٹرانزسٹر کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔

مساوات 3.94، مساوات 3.95 اور مساوات 3.96 (یا اس کا مساوی مساوات 3.97) ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی رو



شکل 3.51: npn ٹرانزسٹر کے ایبر-مال ریاضی نمونہ کا حصول

کے مساوات ہیں۔ ایک ایسا دور جس کے تین سرے ہوں اور جسے حل کر کے اس کے سروں پر یہی تین مساوات حاصل ہوں کو ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جاتا ہے۔

شکل 3.51 الف میں تابع منبع رو³⁵ کا استعمال کیا گیا ہے جس کی قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.99) \quad i_F = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس کے علاوہ اس شکل میں ایک عدد 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 کرخوف 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 بھوٹرانزسٹر 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 کاریاضی نمونہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

اب تصور کریں کہ ٹرانزسٹر کے ایکٹر اور گلکٹر سروں کو استعمال کے نقطہ سے آپس میں بدل دیا جائے یعنی میں۔ ایکٹر جوڑ کو غیر چالو جکبہ میں۔ گلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل کر دیا جائے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جو غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کاریاضی 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 گلکٹر سروں پر برقی رو کی سمیتیں اٹھیں ہوں گی۔

شکل ب میں میں۔ گلکٹر 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 کر خوف کے قانون برائے برقی رو سے i_{BR} یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.110) \quad i_{BR} = i_{CR} - i_{ER} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس آخری مساوات کو حاصل کرتے وقت مساوات 3.108 اور مساوات 3.109 استعمال کئے گئے۔ اس آخری مساوات کو مزید حل کر کے یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

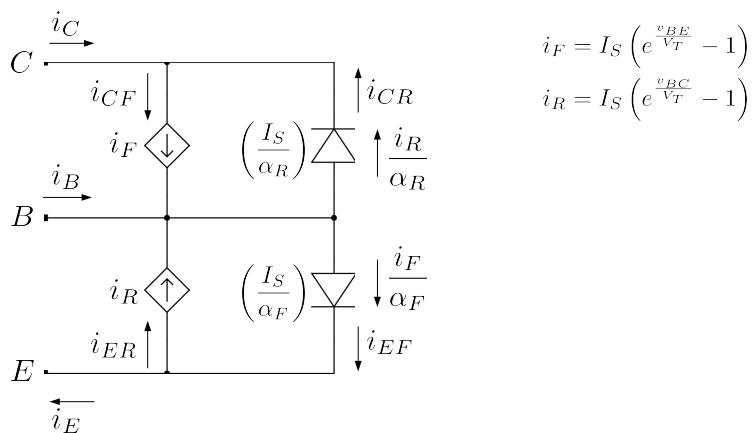
$$(3.111) \quad i_{BR} = I_S \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

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۔

3.51 npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی کو افراہندہ، غیر افراہندہ اور مقطوع تینوں خطوں میں بیان کرنے کی خاطر شکل اور شکل ب کے ادوار آپس میں متوالی جوڑ کر شکل 3.52 حاصل کیا جاتا ہے جو npn ٹرانزسٹر کا ابیر-مال ریاضی نمونہ ہے۔ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کا بیس-اینٹر جوڑ سیدھا مائل ($v_{BE} \geq 0 \text{ V}$) ہوتا ہے جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ غیر چالو (یعنی $v_{BC} \leq 0.5 \text{ V}$) ہوتا ہے۔ یوں مثلاً اگر $v_{BE} = 0.65 \text{ V}$ اور



شکل 3.52: npn کا ٹرانزسٹر کا ایک مال مذہل

$i_R = 10^{-14} \text{ A}$ ہوں تو $v_{BC} = -0.5 \text{ V}$ لیتے ہوئے ہوتے ہیں۔ اس طرح i_R اور اس پر منحصر جزو نظر انداز کئے جاسکتے ہیں۔ شکل 3.53 اف 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 $I_S = 10^{-14} \text{ A}$ ، $\alpha_R = 0.01$ ، $\alpha_F = 0.99$ اور $V_{BE} = 0.65 \text{ V}$ ہیں۔ اس ٹرانزسٹر کو عمومی طرز پر

$$V_{BE} = 0.65 \text{ V}$$

پر مائل کیا جاتا ہے۔ یوں

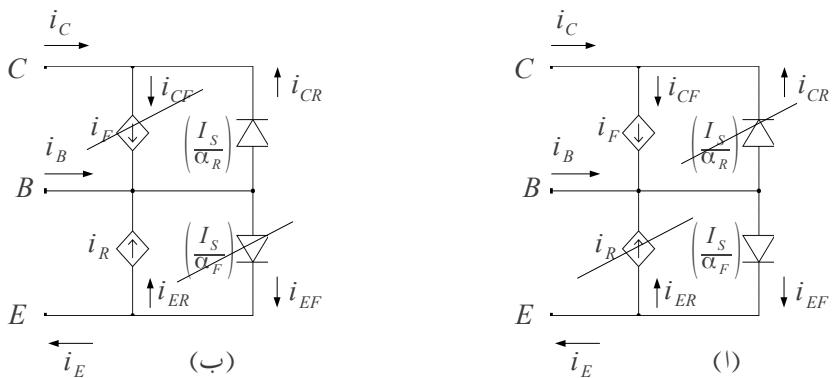
$$I_F = 1.9573 \text{ mA}$$

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 ایبر زمال یا خی 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۔ ایمپر جوڑ اور بیس۔ لکھر 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 یا خی 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 جاسکتا 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 جاسکتا 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 تو سین کے باہر نکلنے سے اسے یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.120) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(e^{\frac{v_{BE}-v_{BC}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)$$

شکل 3.54 میں ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ کے مابین تعلق بیان کیا گیا ہے یعنی

$$(3.121) \quad v_{CE} = v_{BE} - v_{BC}$$

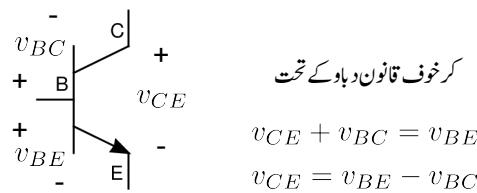
جسے استعمال کرتے ہم اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$(3.122) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)$$

یہی طریقہ مساوات 3.119 پر استعمال کرتے ہیں یعنی

$$(3.123) \quad i_B = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(\frac{e^{\frac{v_{BE}-v_{BC}}{V_T}}}{\beta_R} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$

$$(3.124) \quad = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(\frac{e^{\frac{v_{CE}}{V_T}}}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$



شکل 3.54: ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ کا آپس میں تعلق

مساوات 3.122 کو مساوات 3.123 پر تقسیم کرنے سے حاصل ہوتا ہے

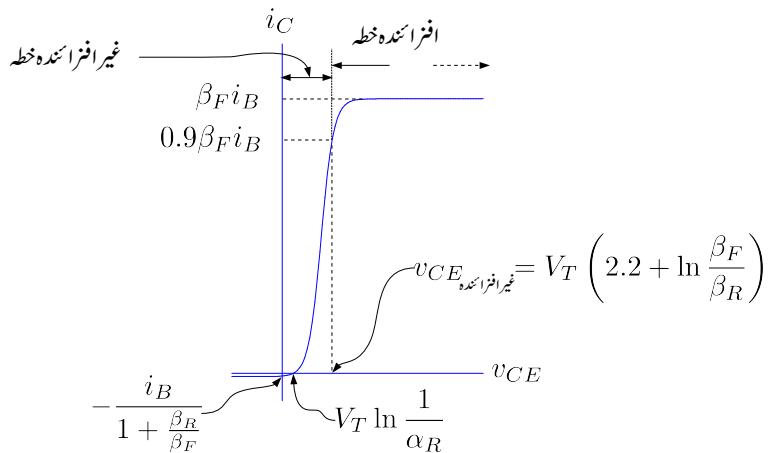
$$(3.125) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right) = \beta_F \frac{\left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{\left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} + \frac{\beta_F}{\beta_R} \right)}$$

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 اجبرا سے ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے بیٹر اور گلکٹر 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 ر 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 $V_{CE} = 0.9\beta_F i_B$ 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

$$(3.127) \quad V_{CE} = V_{CE_{\text{no load}}} = V_T \ln \left(\frac{\frac{1+\beta_R}{\beta_R} + \frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right)$$



نکل 3.55: ابیرز-مال ریاضی نمونے سے حاصل کردہ ٹرانزسٹر کا خط

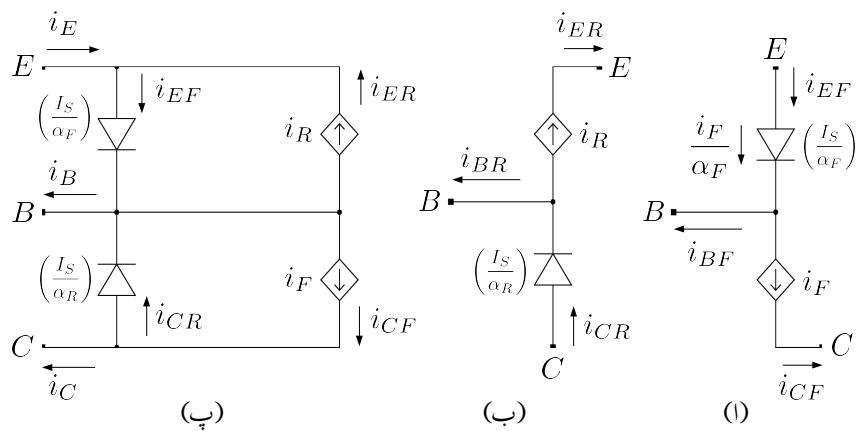
جسے $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} = V_{CE, \text{گذشتہ}} - V_T \ln \frac{0.9\beta_F}{\beta_R}$ لکھتے ہیں۔ عموماً β_F کی قیمت β_R سے کئی گناہ زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو اس طرح بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.128) \quad V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} \approx V_T \ln \left(\frac{\frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right) = V_T \ln \frac{9\beta_F}{\beta_R} = V_T \left[2.2 + \ln \left(\frac{\beta_F}{\beta_R} \right) \right]$$

اگر $\beta_F = 180$ اور $\beta_R = 0.01$ تو $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} = 0.2995 \text{ V}$
 اگر $\beta_F = 100$ اور $\beta_R = 0.15$ تو $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} = 0.21756 \text{ V}$
 میں جہاں خاص طور بتایا ہے جائے گا $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} = 0.2 \text{ V}$

صفحہ 276 پر شکل 3.35 میں دئے خطوط سے یہ غلط تاثر ملتا ہے کہ $v_{CE} = 0 \text{ V}$ پر $i_C = 0 \text{ A}$ ہوتا ہے۔ شکل 3.55 سے صاف ظاہر ہے کہ ایسا ہر گز نہیں۔ $v_{CE} = V_T \ln \frac{1}{\alpha_R} i_C = 0 \text{ A}$ کے برابر ہوتا ہے۔ اسی طرح i_C کی قیمت بھی بیہاں 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 ایبرز-مال ماذل

3.11.2 pnp ٹرانزسٹر کا ایبرز-مال ماذل

شکل 3.56 میں ایبرز-مال ریاضی نمونہ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل اف میں عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ان دونوں کو متوازی جوڑ کر شکل پ میں pnp ٹرانزسٹر کا مکمل ایبرز-مال ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ چونکہ عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر میں ایبرز-میں (E - B) جوڑ سیدھا مائل کیا جاتا ہے لہذا 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۔ ایمپر جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا میں۔ ٹکلٹر جوڑ غیر چالو رکھا جاتا ہے۔ اس شکل میں تابع منج رو i_F استعمال کیا گیا ہے۔ وہ برقی رو ہے جو ایمپر خطيہ اور ٹکلٹر خطيہ کے ذریعہ باروں کی مال برداری سے پیدا ہوتا ہے۔ اسے سیدھے رخ مال برداری سے پیدا برقی رو کہہ سکتے ہیں۔

اس ریاضی نمونہ میں ایک عدد ڈائیڈ استعمال کیا گیا ہے جو دراصل ٹرانزسٹر کے میں۔ ایمپر جوڑ کے ڈائیڈ D_{BE} کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈائیڈ کے لبریزی برقی رو کو I_{SBE} لکھتے ہیں۔ موجودہ استعمال میں I_{SBE} کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.129) \quad I_{SBE} = \frac{I_S}{\beta_F}$$

شکل الف میں ڈائیڈ 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 ڈائیڈ 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

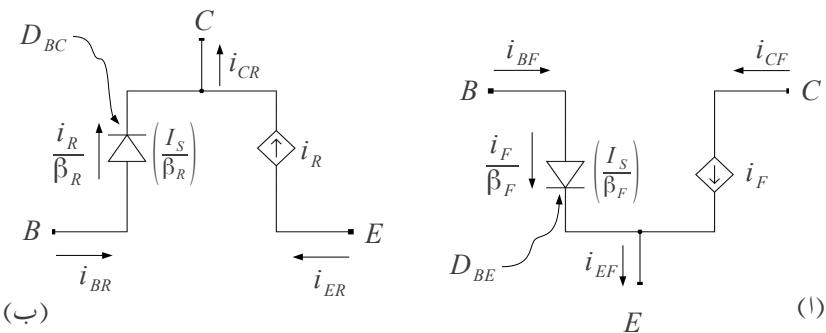
$$(3.131) \quad i_{CF} = i_F = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.132) \quad i_{BF} = i_{DF} = \frac{i_F}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.133) \quad i_{EF} = i_{BF} + i_{CF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل 3.58 ب میں ٹرانزسٹر کے میں۔ ٹکلٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ میں۔ ایمپر جوڑ کو غیر چالو رکھ کر ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر (یعنی اتنا) مائل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ڈائیڈ D_{BC} استعمال کیا گیا ہے جو ٹرانزسٹر کے میں۔ ٹکلٹر جوڑ کے ڈائیڈ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس ڈائیڈ کے لبریزی برقی رو I_{SBC} کی قیمت مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.134) \quad I_{SBC} = \frac{I_S}{\beta_R}$$



شکل 3.57: npn ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

شکل (ب) میں یاد دہانی کی خاطر ڈائوڈ کے قریب اس تیمت کو تو سین میں بند لکھا گیا ہے۔ ڈائوڈ کے علاوہ ایک عدد قابو منع برقی رو i_R استعمال کیا گیا ہے جو ایکثر اور گلکھر 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۔

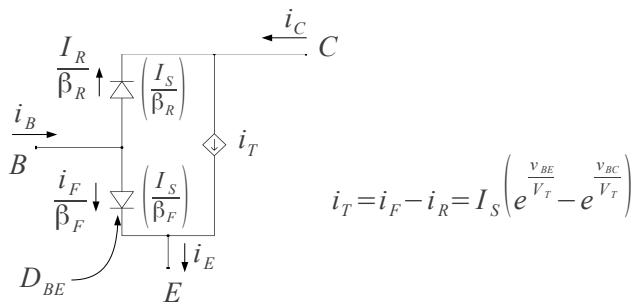
$$(3.136) \quad i_{ER} = i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.137) \quad i_{BR} = \frac{i_R}{\beta_R} = \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.138) \quad i_{CR} = i_{BR} + i_{ER} = \frac{i_R}{\alpha_R} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

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۔

npn ٹرانزسٹر کو افراستنڈہ، غیر افراستنڈہ اور منقطع تینوں خطوں میں ظاہر کرنے کی خاطر شکل 3.57 الف اور شکل ب کو متوازی جوڑ کر شکل 3.58 حاصل کیا گیا ہے جو npn ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ ہے۔ دونوں



شکل 3.58: npn ٹرانزسٹر کا مل برداری مذہل

اشکال کو متوازی جوڑتے وقت i_T اور i_R کے مجموع کو کھاگیا ہے یعنی

$$\begin{aligned}
 i_T &= i_F - i_R \\
 (3.139) \quad &= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right)
 \end{aligned}$$

یوں i_T کو کسی بھی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر میں باروں کے مال برداری سے حاصل بر قی رو تصور کیا جاسکتا ہے۔ شکل 3.58 میں دکھائے مال برداری ریاضی نمونہ کو دیکھتے ہوئے، مساوات 3.131 اور مساوات 3.136 کے استعمال سے کسی بھی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کے مساوات حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ آئیں ان مساوات کو حاصل کریں۔ ایسا کرتے وقت دھیان رہے کہ i_{EF} کا 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 بیس نقطے میں کل باروں کی مال برداری سے پیدا بر قی رو i_T کو ظاہر کرتا ہے جس کی قیمت 3.57 الف روپے 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 اور i_E بر قی رو حاصل کریں۔

حل: شکل 3.58 کو دیکھتے ہوئے دو ڈائوڈ کے بر قی رو یوں لکھے جا سکتے 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 کر خوف کے قانون برائے بر قی رو سے i_B حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$(3.149) \quad i_B = i_{D_{BE}} + i_{D_{BC}}$$

$$(3.150) \quad = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

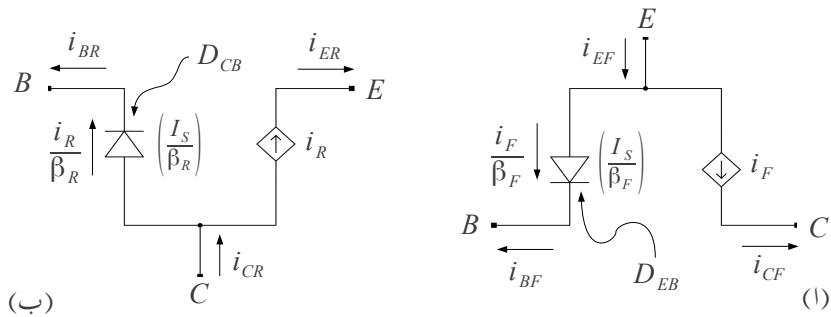
یہ بالکل مساوات 3.145 ہی حاصل ہوا ہے۔ اسی طرح کلکٹر اور ایمپٹر سروں پر کر خوف کے قانون برائے بر قی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.151) \quad i_C = i_T - i_{D_{BC}} = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.152) \quad i_E = i_T + i_{D_{BE}} = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

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۔

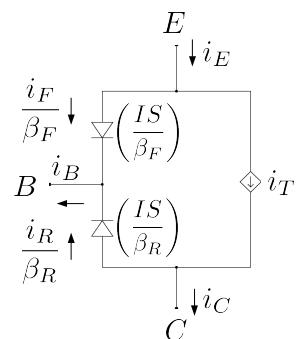


شکل 3.59: pnp ٹرانزسٹر کے مال برداری یا خی نمونہ کا حصول

ڈاپوڈ کے لبریزی بر قرو
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 یا خی 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 رُخ اور اٹھے رُخ باروں کے مال برداری سے پیدا برتنی روکے مساوات مندرجہ ذیل ہوں گے۔

$$(3.153) \quad i_F = I_S \left(e^{\frac{v_{FB}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.154) \quad i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1 \right)$$

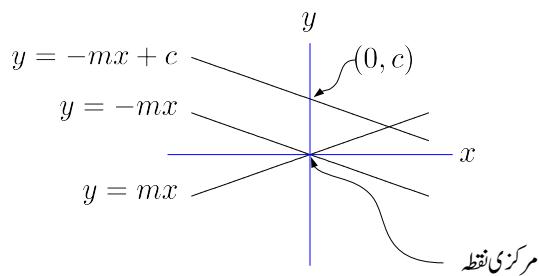
3.12 نفی کار

شکل 3.61 میں چند خطوط دکھائے گئے ہیں۔ آپ $y = mx$ کے خط سے بخوبی واقف ہیں۔ یہ خط کار تینی محدود کے مرکزی نقطہ $(0,0)$ سے گزرتا ہے۔ اسی شکل میں $y = -mx$ کو بھی دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ x محور میں $y = mx$ کا عکس لینے سے $y = -mx$ حاصل ہوتا ہے۔ اگر $y = mx$ کو $(0,0)$ سے $(0,c)$ منتقل کیا جائے تو $y = -mx + c$ حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح $y = -mx$ کو $(0,0)$ سے $(0,c)$ منتقل کرنے سے $y = mx + c$ حاصل ہوتا ہے۔

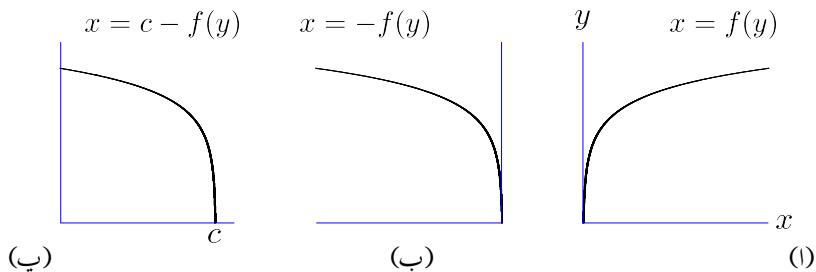
اسی طرح $y = f(x)$ کا y محور میں عکس $(y) = -f(x)$ ہو گا اور خط کو ثابت x جانب c اکائی منتقل کرنے سے $x = f(y)$ حاصل ہوتا ہے۔ ان حقائق کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے۔

• y محور میں $x = f(y)$ کا عکس لینے سے $x = -f(y)$ حاصل ہوتا ہے۔

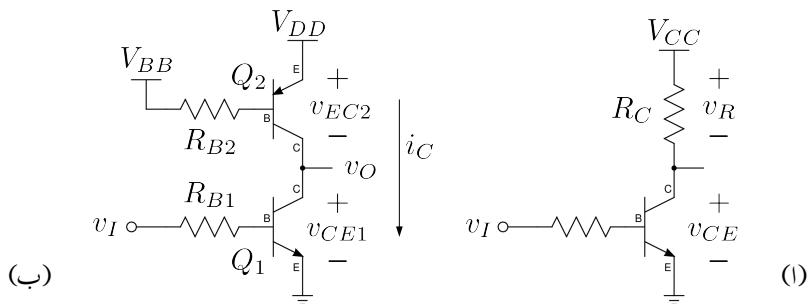
• x کو y محور پر ثابت جانب c اکائی منتقل کرنے سے $x = f(y) + c$ حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.61: افقی محور میں عکس اور عمودی سمت میں منتقلی



شکل 3.62: عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی



شکل 3.63: نفی کار

شکل 3.62 اف میں $x = f(y)$ جکہ شکل ب میں اسی کا عمودی محور میں عکس $(y) - f$ = x دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں عکس کو داعیں جانب c اکائی منتقل کرتے ہوئے $y = c - f(x)$ حاصل کیا گیا ہے۔

ان معلومات کو مد نظر رکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ شکل 3.63 میں ٹرانزسٹر کا سادہ دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور پر ہم تفصیلیًّا بحث کر چکے ہیں۔ آئیں اس کے خط بوجھ کھپین۔ اس دور کے لئے لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_{CE} = V_{CC} - v_R$$

پیہاں $v_R = i_C R_C$ کے برابر سے المذا اسی مساوات کو پوں لکھا جا سکتا ہے

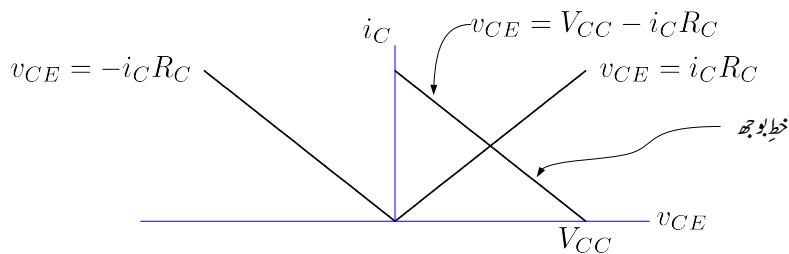
$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$$

v_{CE} کو افقي محور اور i_C کو عمودي محور پر رکھتے ہوئے $v_{CE} = f(i_C)$ کو طرز پر کھینچا جا سکتا ہے۔ عمودی محور میں اس خط کا لکھن لینے سے $v_{CE} = -i_C R_C$ حاصل ہوتا ہے جسے V_{CC} کا ایسا افقي محور پر داعی منتقل کرتے ہوئے خط بوجھ کر کے شکل 3.64 میں قدم با کمایا گیا ہے۔

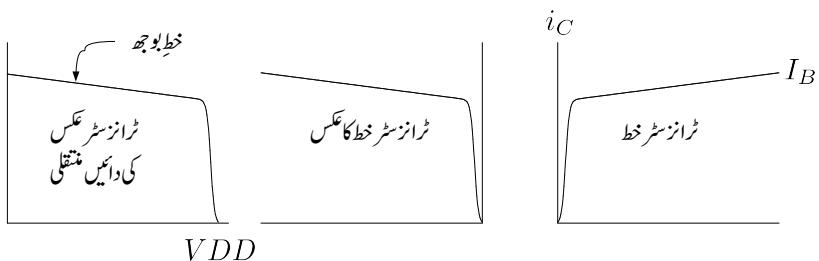
آنئں اب اصل موضوع پر غور کریں۔ شکل 3.63 ب میں نفی کار³⁷ دکھایا گیا ہے جو عددی ادوار³⁸ کا اہم ترین دور ہے۔ عددی ادوار میں ثبت منبع کو عموماً V_{DD} لکھا جاتا ہے۔ اسی لئے شکل میں V_{EE} یا V_{CC} کی جگہ V_{DD} لکھا گیا ہے۔ یہاں Q2 بطور رقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_{CE1} = V_{DD} - v_{EC2}$$

NOT gate³⁷
digital circuits³⁸



شکل 3.64: خطِ بوجھ کا حصول۔



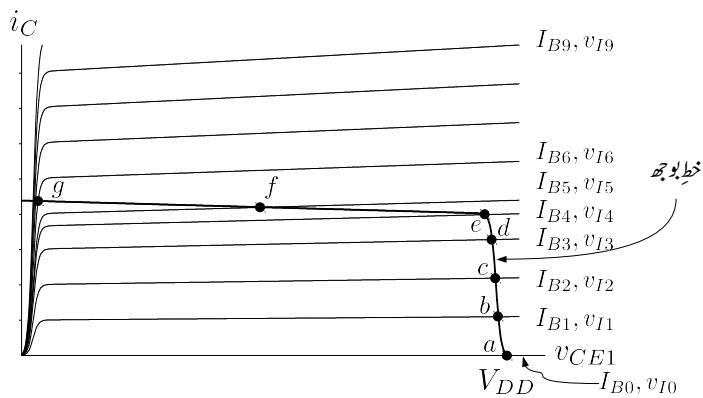
شکل 3.65: ٹرانزسٹر کے خط کی عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی۔

لکھا جا سکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی خطِ بوجھ کی مساوات ہے۔ عمودی محور میں $f(i_C) = v_{EC2}$ 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 ایمپٹر اور بیس پر یک سمتی برقی دباؤ 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 $v_{EC2} = f(i_C)$ خطوط سے مراد pnp ٹرانزسٹر کے i_C بال مقابل v_{EC} خطوط ہیں جنہیں صفحہ 278 پر شکل 3.36 میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ موجودہ صورت میں Q_2 کے بیس پر برقی رو تبدیل نہیں ہو رہی لہذا ان خطوط میں سے صرف اس خط کو چنانچہ گا جو حاصل کردہ I_B پر پایا جائے۔



شکل 3.66: ٹرانزسٹر خطوط پر خط بوجھ کھینچا گیا ہے۔

شکل 3.66 میں Q_1 کے خطوط پر خط بوجھ کو کھینچا گیا ہے۔ اگر اس دور کو بطور ایمپلیفائر استعمال کرنا مقصود ہو تو نقطہ کار کردگی کو f کے قریب رکھ کر زیادہ سے زیادہ حیطے کا خارجی اشارہ حاصل کرنا ممکن بنایا جاسکتا ہے۔ نقطہ کار کردگی کو f پر رکھنے کی خاطر Q_1 کے بیس پر I_{B5} برقی رو دکار ہو گی۔ شکل 3.63 کو دیکھتے ہوئے Q_2 کے بیس پر برقی رو کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے

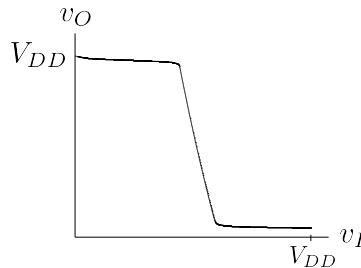
$$i_B = \frac{v_I - v_{BE}}{R_{B1}}$$

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} , v_{I2} , v_{I1} وغیرہ بھی لکھتے ہوئے 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_I کی قیمت 5V تا 0V 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 $v_O = V_{DD} = 5\text{V}$ 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_O بال مقابل v_I کا خط کھینچا جائتا ہے۔

صفحہ 503 پر حصہ 4.12 میں بہتر نفی کار پر غور کیا جائے گا۔



شکل 3.67: نفی کارکرد کا خارجی اشارہ بال مقابل داخلی اشارہ خط

3.13 باریک اشاراتی تجزیہ

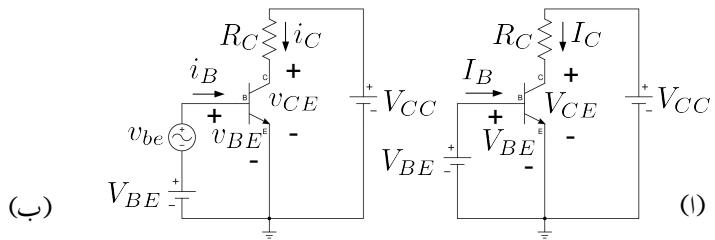
اس حصے میں کم تعداد پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جس کی مدد سے اگلے حصے میں ٹرانزسٹر کا پست تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کیا جائے گا۔ اسی ریاضی نمونے میں ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹروں کی شمولیت سے بلند تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے حصہ 6.11.1 میں حاصل کیا گیا ہے۔

3.13.1 ترمیمی تجزیہ

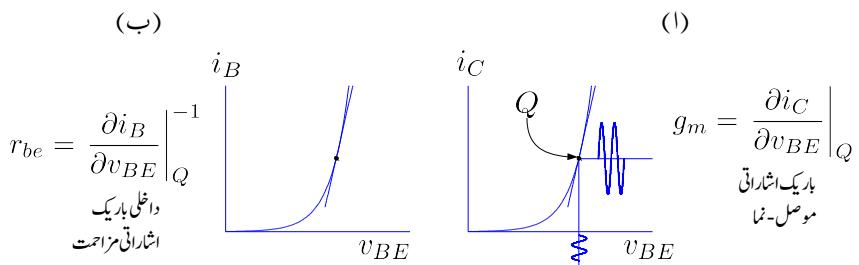
شکل 3.68 الف میں ٹرانزسٹر کا دور و کھایا گیا ہے جس کے داخلی جانب مائل کرنے والا بر قی دباؤ ٹرانزسٹر کو V_{BE} پر مائل کرتا ہے۔ شکل 3.69 الف میں یوں حاصل نقطہ کارکردگی Q دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.68 ب میں داخلی بر قی دباؤ V_{BE} کے ساتھ سلسہ وار بدلتا باریک اشارہ v_{be} جوڑا گیا ہے۔ v_{be} کسی بھی شکل کا ہو سکتا ہے۔ یہاں اسے سائن نما تصور کیا گیا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر نقطہ مائل کے قریب قریب رہتے ہوئے خط $v_{BE} - v_C - i$ پر چال قدی کرتا ہے۔ شکل 3.69 الف 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 حصہ 2.11 کو ایک مرتبہ دوبارہ دیکھیں۔

شکل 3.69 الف 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 افراکشن موصل-نمای اور باریک اشاراتی داخی مزاجت

ہے جہاں

$$(3.156) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q$$

ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات حصہ 2.11 میں بطور مساوات 2.20 اور مساوات 2.21 پیش کئے گئے۔ مساوات 3.155 میں $i_c(t)$ اور $v_{be}(t)$ کی جگہ i_c اور v_{be} لکھا گیا ہے۔ مساوات میں بار بار تو سین میں بند t نہ لکھنے سے مساوات کچھ صاف دکھائی دیتے ہیں۔ مساوات 3.155 کے تحت ٹرانزسٹر کا خارجی باریک اشاراتی برقی رو i_c اس کے داخلی باریک اشاراتی برقی دباؤ v_{be} کے g_m گناہ ہے۔ اسی لئے g_m کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی افزائش موصليت۔ غا³⁹ کہتے ہیں جسے عموماً چھوٹا کر کے افزائش موصليت۔ غا یا صرف موصليت۔ غا⁴⁰ 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۔ غا⁴¹ 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_{be} اور r_{BE}

ٹرانزسٹر کے داخلی جانب برقی دباؤ v_{BE} مہیا کرنے سے اس کے بیس سرے پر برقی رو i_B اور ایکٹر 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 کار کردگی پر $i_B - v_{BE}$ خط سے ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_{be} یوں حاصل کیا جاتا ہے۔

$$(3.157) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q$$

یعنی اگر نقطہ کار کردگی 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 مراجحت حاصل کرتے وقت i_B کے بجائے اگر i_E لیا جائے تو ٹرانزسٹر کا باریک اشارتی مراجحت r_e حاصل ہو گا یعنی

$$(3.159) \quad r_e = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_Q$$

اگر نقطہ کار کردگی 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 تخلیلی تجربہ

اس حصے میں ارلی برق دباؤ V_A کو نظر انداز کیا جائے گا تیجھاً v_{CE} کا i_C پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس اثر کو بعد میں شامل کیا جائے گا۔ شکل 3.68 الف کے لئے مساوات 3.55 اور کرخوف کا قانون استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.162) \quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.163) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

جبکہ شکل ب میں

$$(3.164) \quad v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

اور

(3.165)
$$i_C = I_C + i_c$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned}
 (3.166) \quad i_C &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
 &= I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} \\
 &= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}}
 \end{aligned}$$

مساوات 3.162 کی مدد سے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

(3.167)
$$i_C = I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$$

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 جا سکتا 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۔ چونکہ

$$2 \times V_T = 2 \times 0.025 = 0.05 \text{ V}$$

کے برابر ہے لہذا v_{be} کو اس صورت باریک اشارہ تصور کیا جائے گا جب اس کی قیمت 0.05 V (یعنی پچاس ملی 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 کہ $v_{be} = 10 \text{ mV}$ 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

$$\frac{1.48 - 1.4}{1.48} \times 100 = 5.4\%$$

کافر ق آتا ہے جو کہ قابلِ 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 برتنی رو i_C کے دو جزو ہیں۔ اس کا پہلا جزو وہی یک سمتی برتنی رو I_C ہے جسے شکل 3.68 میں حاصل کیا گیا جبکہ اس کا دوسرا جزو $(\frac{I_C}{V_T} v_{be})$ باریک اشارہ پر مخصوص بدلتا 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 ٹکٹر برتنی 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۔ نمایا صرف موصلیت۔ غما⁴³ 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 ہی ہیں۔ مساوات 3.174 سے ہم دیکھتے ہیں کہ افزائش موصلیت۔ نمایکی قیمت ٹرانزسٹر کے یک سمتی برتنی رو I_C کے برابر راست تناسب ہے۔ یوں I_C کی قیمت دگنی کرنے سے g_m کی قیمت بھی دگنی ہو جائے گی۔

مثال 3.36: افزائش موصلیت۔ نمایکی قیمت 0.1 mA ، 1 mA اور 10 mA کے یک سمتی برتنی 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 $I_C = 10 \text{ mA}$ اور

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS}$$

$I_C = 10 \text{ mA}$ اور

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{10 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.4 \text{ S}$$

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 v_{be} اور i_c باریک اشارات ہیں۔ مساوات 3.164 میں باریک اشارہ v_{be} کو Δv_{be} لکھتے ہوئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.176) \quad v_{BE} = V_{BE} + \Delta v_{BE}$$

ایسا لکھنے سے مساوات 3.171 کی جگہ مندرجہ ذیل حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.177) \quad i_C = I_C + \frac{I_C}{V_T} \Delta v_{BE}$$

یوں

$$(3.178) \quad i_C = I_C + \Delta i_C$$

لکھتے ہوئے مساوات 3.172 کی نئی شکل یوں ہو گی۔

$$(3.179) \quad \Delta i_C = \frac{I_C}{V_T} \Delta v_{BE}$$

جس سے

$$(3.180) \quad \Delta i_C = g_m \Delta v_{BE}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.181) \quad g_m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}}$$

جیسا کہ شکل 3.69 میں دکھایا گیا ہے، مندرجہ بالا مساوات کے مطابق $g_m = i_C / v_{BE}$ ٹرانزسٹر 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-نا g_m کی ترسیلی تعریف ہے۔

جیسا کہ شکل 3.69 سے واضح ہے کہ $i_C - v_{BE}$ خط کی ڈھلوان ہر نقطے پر مختلف ہے۔ یوں g_m کی مقدار اسی نقطے پر حاصل کرنا ضروری ہے جس پر ٹرانزسٹر مائل کیا گیا ہو۔ مساوات 3.182 میں دیکھ باتھ تفرق لیتے وقت نقطہ کارکردگی 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 گلکٹر 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 ہی g_m ہے۔ نقطہ کارکردگی پر اس مساوات کی قیمت حاصل کرنے کی خاطر $v_{BE} = V_{BE}$ استعمال کرتے ہیں جہاں (V_{BE}, I_C) نقطہ مائل ہے۔

$$g_m = \left. \frac{i_C}{V_T} \right|_{v_{BE}=V_{BE}}$$

$$= \frac{I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{V_T}$$

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۔

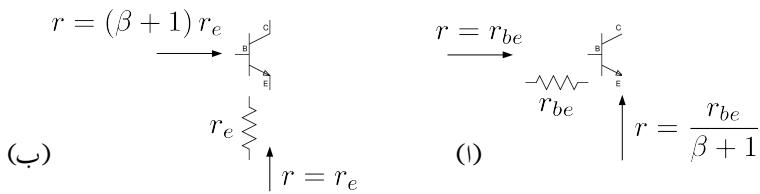
$$(3.193) \quad r_e = \frac{r_{be}}{\beta+1}$$

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 نتائج 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 تصور 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 تصور کیا جائے تو



شکل 3.70: باریک اشاراتی داخلی مزاحمت اور ان کے عکس

ٹرانزسٹر کے ایمپ جانب سے r_e نظر آئے گا جبکہ اس کے بیس جانب سے دیکھتے ہوئے ہمیں $r_e (\beta + 1)$ نظر آئے گا۔ مساوات 3.194 میں کہتا ہے۔ شکل 3.70 ان حقائق کے تصوراتی اشکال پیش کرتا ہے۔

مثال 3.37: ٹرانزسٹر کے pnp میں r_o ، r_{be} اور r_e کے مساوات حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.55 کو استعمال کرتے ہوئے

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{EB}} \right|_Q$$

$$= \frac{I_S e^{\frac{V_{FB}}{V_T}}}{V_T}$$

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 ایک 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 تعدادی ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے باریک اشارات

گزشتہ حصے میں ہم نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی 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۔

$$(3.201) \quad i_c = g_m v_{be}$$

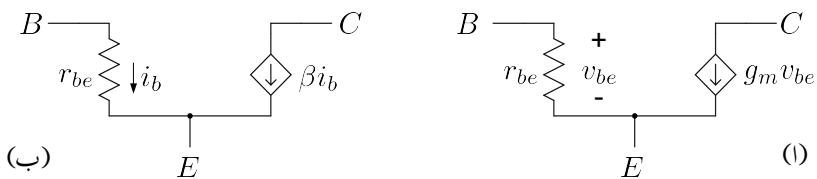
$$(3.202) \quad i_b = \frac{v_{be}}{r_{be}}$$

ان مساوات کے مطابق مائل کردہ ٹرانزسٹر پر داخلی جانب باریک اشارہ v_{be} لاگو کرنے سے اس کے داخلی جانب میں سرے پر بر قی رو i_b پیدا ہوتا ہے جبکہ اس کے خارجی جانب بر قی رو i_c پیدا ہوتا ہے۔ یہ دو مساوات ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی کار کردگی 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 بر قی 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 کار کردگی بیان کرنے والے مساوات مان لیتے ہیں۔

شکل 3.71 الف پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس دورے سے

$$v_{be} = i_b r_{be}$$

$$i_c = g_m v_{be}$$



شکل 3.71: پست تعددی مارک اشاراتی پائے رماضی نمونہ

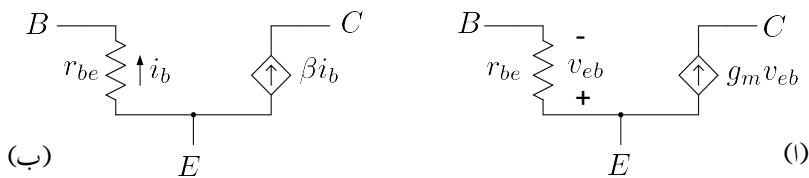
مساوات حاصل ہوتے ہیں جو کہ مساوات 3.202 اور مساوات 3.203 ہی ہیں۔ یوں یہ دور ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی کارکردگی ہی بیان کرتا ہے، المذا یہ دور ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ ہی ہے۔ اس کا عمومی نام ٹرانزسٹر کا پست تعددی باریک اشاراتی پائیے (π) ریاضی نمونہ⁴⁵ ہے جسے چھوٹا کر کے صرف π ریاضی نمونہ یا پائیئر ریاضی نمونہ یا کارا چاتا ہے۔

شکل 3.71 ب میں ریاضی نمونہ کا قدر مختلف دور دکھایا گیا ہے۔ مساوات 3.188 اور مساوات 3.202 کے استعمال سے

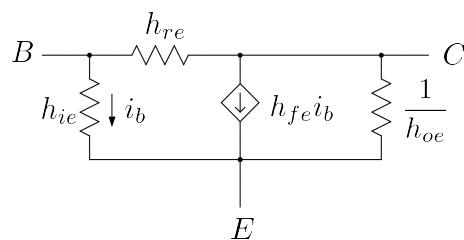
$$\beta i_b = \beta \frac{v_{be}}{r_{he}} = g_m v_{be}$$

لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ دونوں اشکال سے حاصل جوابات یکساں ہیں۔ شکل 3.71 اور شکل ب اس کتاب میں بار بار استعمال کئے جائیں گے۔

شکل 3.72 میں pnp ٹرانزسٹر کے پائے 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} لکھا جائے تو تابع منج 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 جاسکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔ شکل 3.73 میں پائے ریاضی نمونے کی ایک اور نہایت مقبول شکل وکھانی گئی ہیں جہاں تمام اجزاء



شکل 3.72: کاپڈیک اشاراتی π ریاضی نمونہ



شکل 3.73: پائے ریاضی نمونے کی ایک اور مقبول شکل

کے نام h سے شروع ہوتے ہیں۔ ان اجزاء کو h اجزاء ہی پکارا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دراصل

$$h_{ie} = r_{be}$$

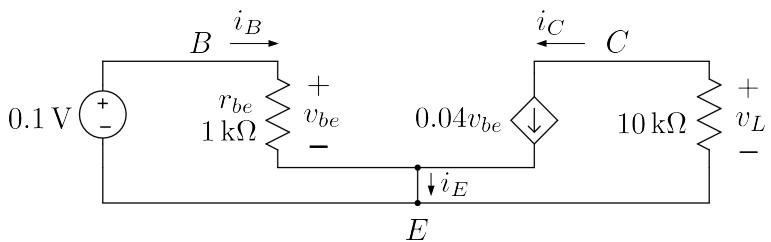
$$h_{fe} = \beta$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o}$$

$$h_{re} = \infty$$

ہیں۔ صنعت کار عموماً 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 0.1 V کا برقی دباؤ مہیا کریں اور C اور E کے درمیان $10\text{ k}\Omega$ کی مزاحمت نسب کریں۔ اگر $g_m = 0.04\text{ S}$ اور $r_{be} = 1\text{ k}\Omega$ ہوں تو نسب کچے گے مزاحمت پر برقی دباؤ کیا ہو گا۔ شکل 3.71 کی جگہ شکل 3.72 استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔



شکل 3.74

حل: شکل 3.74 میں دور دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$v_{BE} = 0.1 \text{ V}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یہاں

$$i_C = 0.04 \times 0.1 = 4 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ E جوڑ پر کرنوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

$$i_E = i_B + i_C = 4.1 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

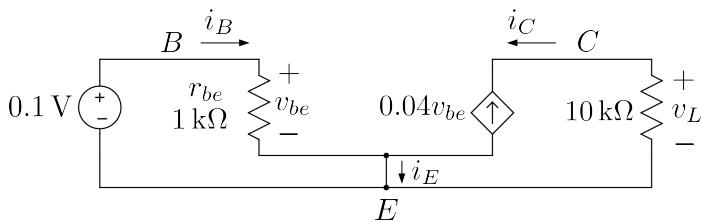
آئیں شکل 3.75 کو استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ اس شکل میں شکل 3.72 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ یہاں

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$v_{eb} = -0.1 \text{ V}$$

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۔ یہاں

$$i_C = -0.04 \times (-0.1) = 4 \text{ mA}$$



: 3.75 ٹکل

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

$$i_E = i_B + i_C = 4.1 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

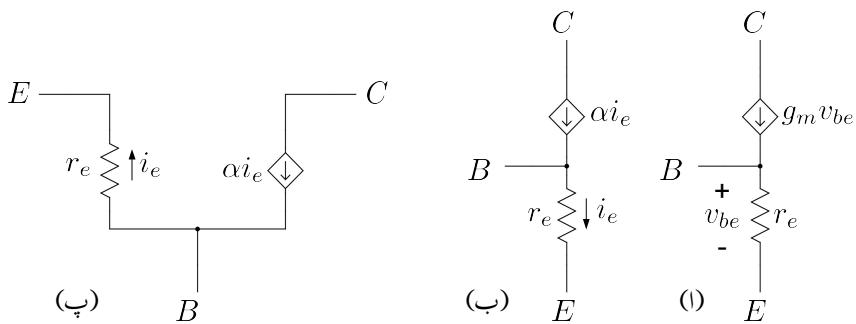
دونوں اشکال کے جوابات بالکل یکساں ہیں۔ یہی وجہ ہے کہ pnp کے لئے بھی شکل 3.71 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔

3.14.1 T ریاضی نمونہ

گزشتہ حصے میں ہم نے دیکھا کہ پائے ریاضی نمونہ کو حل کرنے سے ٹرانزسٹر کے مساوات (یعنی مساوات 3.201 اور مساوات 3.202) حاصل ہوتے ہیں اور یوں اسے ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جا سکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے کے علاوہ بھی ادوار بنائے جا سکتے ہیں جن سے انہیں 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۔ ایمپر مشترک⁴⁷ اور کلکٹر مشترک

⁴⁶ ٹی ریاضی نمونہ کی شکل انگریزی کے حروف تہجی T کی مانند ہے۔ اسی لئے اس کو ٹی ریاضی نمونہ کہتے ہیں۔

⁴⁷ مشترک ایمپ، مشترک کلکٹر اور مشترک میں کی پیچان حصہ 3.19 میں کی گئی ہے۔



شکل 3.76: ریاضی نمونہ

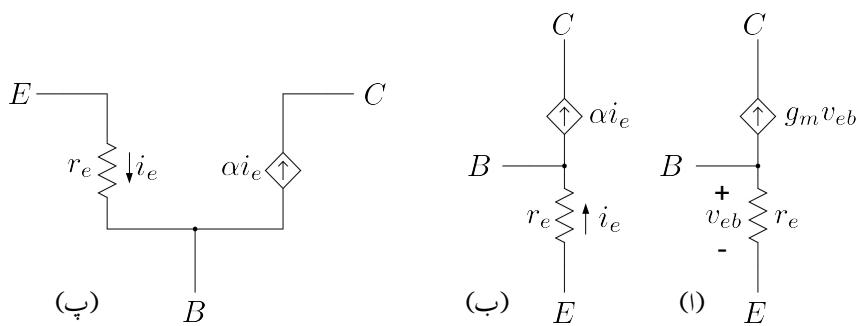
ادوار حل کرتے ہوئے عموماً پائے ریاضی نمونے ہی استعمال کیا جاتا ہے جبکہ بیس مشترک ادوار کو T ریاضی نمونے کی مدد سے زیادہ آسانی سے حل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے ہوئے npn کے T ریاضی نمونے کے مختلف اشکال کو شکل 3.76 میں دکھایا گیا ہے۔ انہیں ریاضی نمونے میں C اور E کے مابین r_o نسب کرتے ہوئے r_o کے اثر کو بھی شامل کیا جاسکتا ہے۔

شکل 3.76 الف میں چونکہ C سرے کے ساتھ تابع منبع روسلسلہ وار جڑا ہے لہذا $i_c = g_m v_{be}$ ہو گا۔ اُوہم کے قانون کے مطابق اگر r_e پر v_{be} برقراری دباو پایا جائے تو $i_e = \frac{v_{be}}{r_e}$ ہو گا۔ کرخوف کے قانون برائے برقراری دباو کے تحت $i_b = i_e - i_c = i_e - i_c$ ہو گا۔ آئیں اس کی قیمت حاصل کریں۔ چونکہ

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

$$r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha V_T}{I_C}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$



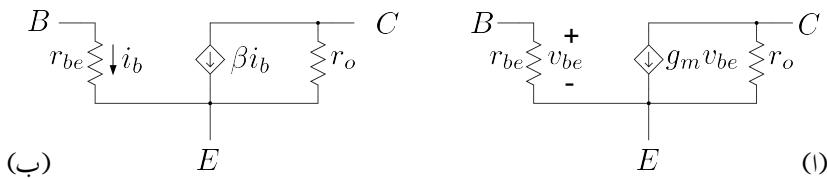
شکل 3.77 pnp کے ریاضی نمونہ

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 ٹرانزیٹر کے باریک اشاراتی مساوات حاصل ہوتے ہیں اور یوں اسے بطور ٹرانزیٹر ریاضی نمونہ استعمال کیا جا سکتا ہے۔ شکل ب میں i_c -ریاضی نمونے کی دوسری ممکنہ 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 لکھا جائے تو شکل میں تابع منج 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 کرنے جاسکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔

شکل 3.78: پائے ریاضی نمونہ بعد خارجی مزاحمت r_0 3.14.2 پائے ریاضی نمونہ بعد خارجی مزاحمت r_0

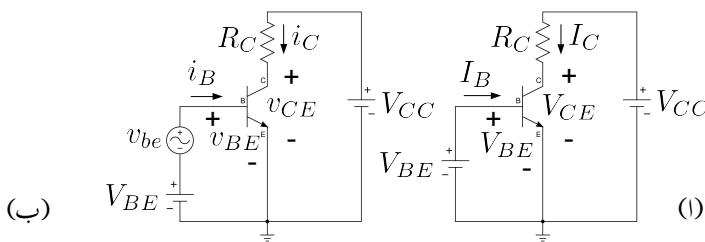
مساوات 3.62 ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی خارجی مزاحمت r_0 دیتا ہے۔ i_C پر v_{ce} کے اثرات کو ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ میں r_0 سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ شکل 3.78 میں پائے ریاضی نمونہ بعد خارجی مزاحمت r_0 دکھائے گئے ہیں۔

3.15 یک سمی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

شکل 3.79 اف میں ٹرانزسٹر کا یک سمی دو دکھایا گیا ہے جہاں V_{BE} ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردگی تعین کرتا ہے۔ شکل ب میں V_{BE} کے ساتھ سلسلہ وار باریک اشارہ v_{be} جوڑا گیا ہے جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر نقطہ ماکل کے قریب۔ قریب $i_C - v_{BE}$ خط پر چال قدمی کرتا ہے۔ شکل اف میں تمام متغیرات یک سمی ہیں لہذا i_C کو I_C اور v_{BE} کو V_{BE} لکھا جائے گا۔ یوں مساوات 3.55 اور کرخوف کا قانون برائے برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے شکل اف کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.203) \quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.204) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$



کھل 3.79: یک سختی اور بدلت مختبرات کی علیحدگی

جبکہ شکل ب کے لئے یوں لکھا جاسکتا 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 مکارن 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 جاسکتا 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 افراش بر قی دباؤ A_v حاصل کی جاسکتی ہے۔

(3.207)
$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_C$$

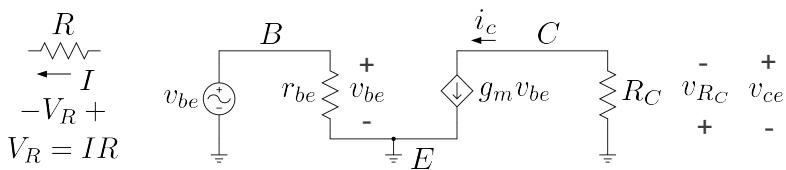
مساوات 3.203 اور مساوات 3.204 سے شکل 3.79 میں یک سمیٰ متغیرات I_C اور V_{CE} حاصل ہوتے ہیں جبکہ مساوات 3.205 اور مساوات 3.206 سے اسی شکل کے بدلتے متغیرات i_c اور v_{ce} حاصل ہوتے ہیں۔ یک سمیٰ متغیرات شکل الف سے حاصل کئے گئے جہاں بدلتے متغیرات موجود نہیں۔

شکل 3.71 الف میں دئے گئے ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے پر داخلی جانب v_{be} لاگو کرتے ہوئے اور اس کے خارجی جانب مزاحمت R_C جوڑنے سے شکل 3.80 حاصل ہوتا ہے جس سے

(3.208)
$$i_c = g_m v_{be}$$

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 v_{ce} حاصل کرنا ہو تو ہم شکل سے دیکھتے ہیں کہ یہ v_{R_C} کے الٹ ہے (یعنی $v_{ce} = -v_{R_C}$)۔ یوں

$$(3.210) \quad v_{ce} = -g_m R_C v_{be}$$

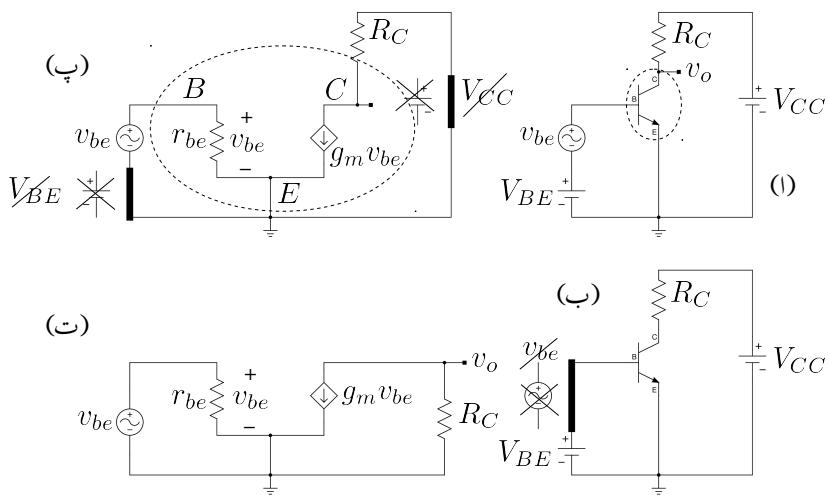
حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات ہی ہے جسے اصل ٹرانزسٹر کا دور حل کرتے حاصل کیا گیا تھا۔

مندرجہ بالا مساوات سے باریک اشاراتی انفرائش بر قی 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 بر قی دباؤ کی قیمت صفر کرنے کی خاطر ان کے دونوں سرے قصر دور تصور کئے جاتے ہیں۔ اگرچہ موجودہ مثال میں یک سمتی منبع بر قی رو استعمال نہیں کیا گیا لیکن اگر ایسا کیا جائے تو یک سمتی منبع بر قی رو کی قیمت صفر کرنے کی خاطر اس کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔



شکل 3.81: (ا) مصل دور، (ب) مساوی یک سمتی دور، (ت) مساوی باریک اشاره‌ای دور

آئیں اب شکل 3.81 میں دئے دور کے مساوی ادوار حاصل کریں۔ شروع مساوی یک سمتی دور کے حصوں سے کرتے ہیں۔

جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے کہ تمام بدلتے اشارات کی قیمت صفر کرنے سے دور کا مساوی یک سمیٰ 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 برقبتی تاروں کے ساتھ v_{be} جزا تھا ان تاروں کو آپس میں جوڑ دیا گیا ہے جبکہ یہاں سے v_{be} کو نکال دیا گیا ہے۔ جوڑ کو وضاحت کی خاطر موٹی تار سے دکھایا گیا ہے)

شکل (پ) میں مسادی 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 اف میں V_{BE} اور V_{CC} یک سمتی منبع ہیں لہذا انہیں قصر دور کیا گیا ہے۔ ان کی جگہ نسب تاروں کو وضاحت کی غرض سے موٹا کر کے دکھایا گیا ہے۔ شکل پ کو عموماً شکل ت کی مانند بنایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں بھی ایسا ہی کیا جائے گا۔ آپ تسلی کر لیں کہ شکل پ اور شکل ت بالکل یکساں ہیں۔

اس حصے میں ہم نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر ادوار کے حل حاصل کرتے وقت یہ ممکن ہے کہ پہلے بدلتے متغیرات کو نظر انداز کیا جائے اور اس کا کم سمتی دور حل کیا جائے۔ یوں حاصل یک سمتی متغیرات سے نظمے کارکردگی پر ٹرانزسٹر

کے r_{be} اور g_m حاصل کئے جائیں اور پھر دور میں یک سمیٰ منبع کو نظر انداز کرتے ہوئے بدلتے اشارات حاصل کئے جائیں۔ قلم و کاغذ پر ٹرانزسٹر ادوار اسی طریقہ کار کو استعمال کرتے ہوئے حاصل کئے جاتے ہیں۔ اگلے حصے میں اس طریقے کی مشق کرائی جائے گی۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ ان مشقوں سے فائدہ اٹھاتے ہوئے اس طریقے کو اچھی طرح سیکھ لیں۔

یہاں یہ 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 پائے ریاضی نمونے کی مدد سے حل

ٹرانزسٹر ایمپلیفیئر 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 سمیٰ 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 افراستنڈہ خطے میں ہے (یعنی $V_{CE} > V_{CE_{افراستنڈہ}}$)۔

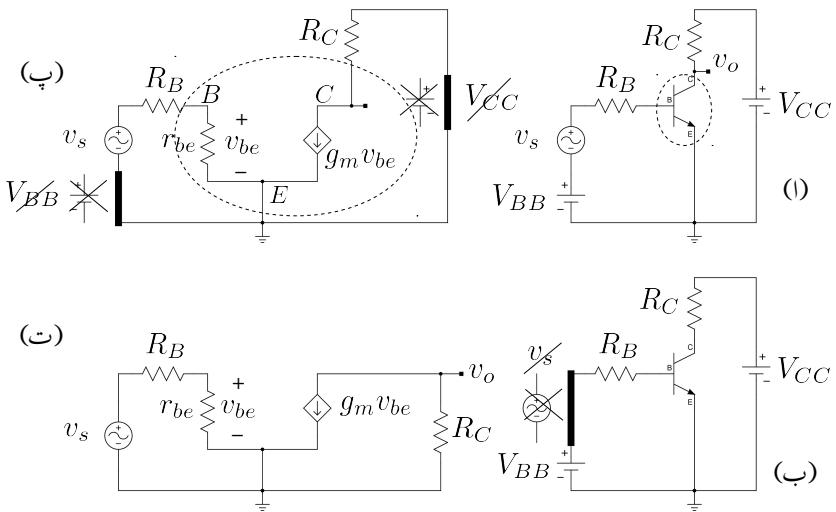
3. حاصل کردہ I_C استعمال کرتے ہوئے نقطہ کار کردگی پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں یعنی۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{1}{g_m}$$

4. اصل ٹرانزسٹر دور میں تمام منبع برقی دباؤ کو قصر دور اور منبع برقی رو کو کھلے دور کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کی جگہ ٹرانزسٹر کا مساوی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کرتے ہوئے دور کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کریں۔



شکل 3.82: (أ) مساوی باریک اشاراتی دور کا حل، (ب) مساوی باریک اشاراتی سمتی، (ج) مساوی باریک اشاراتی افراش بر قی

5. حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو حل کرتے ہوئے ایمپلینیٹر کے خاصیت حاصل کریں۔ (مثلاً افراش 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 حیطے کے ثابت اور منفی چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افراشندہ ہی رہے۔ (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 افراش بر قی روکو β_0 قصور کریں۔

شکل ب میں اس دور کا مساوی باریک سمتی دور حاصل کیا گیا ہے۔ اس کو حل کرتے ہوئے I_C اور V_{CE} حاصل کرتے ہیں۔ داخلی جانب چونکہ

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

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 ٹرانزٹر کے ایمپٹر جانب منتقل کرتے ہوئے لکھ کر بھی حاصل کیا جاسکتا تھا یعنی

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R_B}{\beta_0} \right)}$$

خارجی جانب سے

$$(3.213) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

حاصل ہوتا ہے۔ باریک اشاراتی متغیرات حاصل کرنے سے پہلے یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ ٹرانزٹر افراہندہ خطے میں ہے۔ اگر حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت غیر افراہندہ $V_{CE, \text{غير افراہندہ}}$ سے کم ہوتی تو ٹرانزٹر غیر افراہندہ ہو گا اور اشارہ کو بڑھانے سے قادر ہو گا۔ اس صورت میں باریک اشاراتی تحریک کرنے کی ضرورت نہیں۔

حاصل I_C سے ٹرانزٹر ریاضی نمونہ کے جزو g_m اور r_{be} حاصل کرنے کے بعد شکل ت سے افرائش A_v یوں حاصل کی جائے گی۔ داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_s = i_b (R_B + r_{be})$$

$$i_b = \frac{v_s}{R_B + r_{be}}$$

اور چونکہ $v_{be} = i_b r_{be}$ ہے 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 تین 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 چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افراش نہ خلے 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

$$\begin{aligned}\beta_0 &= 100 \\ V_{CC} &= 15 \text{ V} \\ V_{BB} &= 2.5 \text{ V} \\ R_C &= 7.5 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 180 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

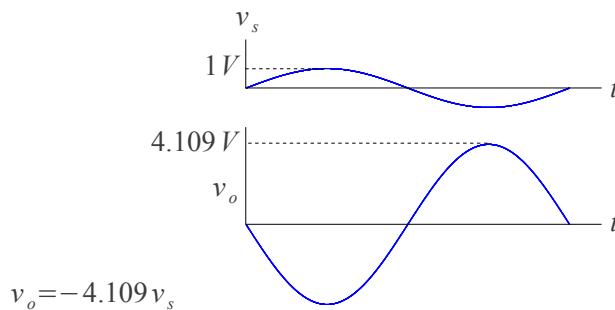
لیتے ہوئے باریک اشاراتی افراش بر قی دباؤ A_v حاصل کریں۔ زیادہ سے زیادہ نا تراشیدہ خارجی اشارے حاصل ہوتے وقت داخلی اشارے کا جیط دریافت کریں۔

حل: پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}I_C &= \beta_0 \left(\frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \right) = 100 \times \left(\frac{2.5 - 0.7}{180000} \right) = 1 \text{ mA} \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C = 15 - 10^{-3} \times 7.5 \times 10^3 = 7.5 \text{ V}\end{aligned}$$

چونکہ حاصل V_{CE} کی قیمت $V_{CE, \text{افراش}} = 0.2 \text{ V}$ (یعنی 0.2 V) سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراش نہ ہے اور یہ داخلی اشارے کو بڑھا سکتا ہے۔ آئیں ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں۔

$$\begin{aligned}g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS} \\ r_{be} &= \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{40 \times 10^{-3}} = 2.5 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{40 \times 10^{-3}} = 25 \Omega\end{aligned}$$



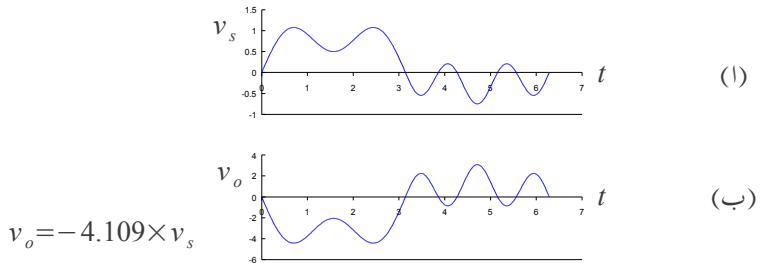
شکل 3.83: سائن۔ نما اشارات

اور انہیں استعمال کرتے ہوئے باریک اشارات کی افزائش بر قی دباؤ A_v حاصل کریں۔

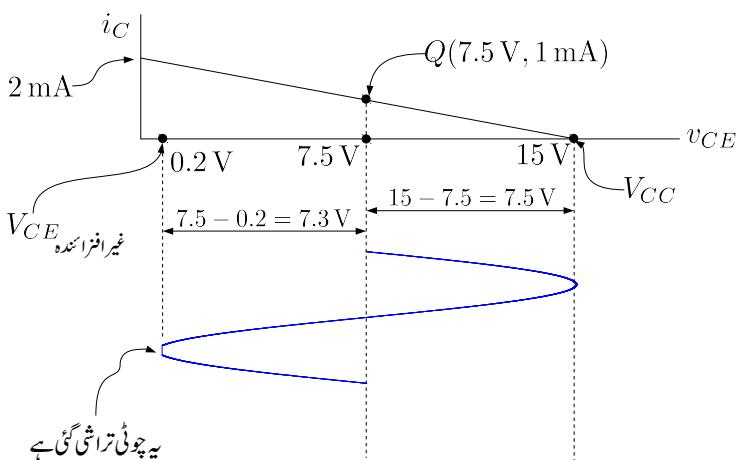
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} = -\frac{0.04 \times 2500 \times 7.5 \times 10^3}{180 \times 10^3 + 2500} = -4.109 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

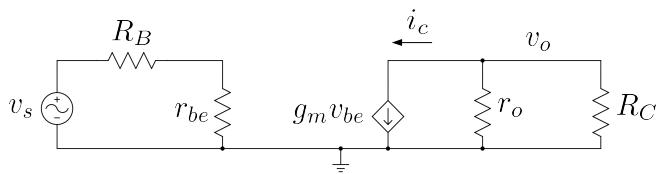
اس مساوات کے مطابق یہ ٹرانزسٹر ایکلیفیاٹر داخلي اشاره v_s کے جیتے کو 4.109 گنا بڑھائے گا۔ A_v کی قیمت منفی ہونے کا مطلب یہ ہے کہ جس لمحہ داخلي اشارہ ثابت ہو گا اس لمحہ خارجي اشارہ منفی ہو گا۔ شکل میں داخلي اشارہ کو سائن نما قصور کرتے ہوئے اس حقیقت کی وضاحت کی گئی ہے۔ سائن نما اشارہ کی صورت میں یہ کہا جا سکتا ہے کہ داخلي اور خارجي اشارات آپس میں 180° پر ہیں۔ داخلي 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 داخلي اشارہ ثابت ہوتا ہے اس وقت خارجي اشارہ منفی ہوتا ہے اور جب داخلي اشارہ منفی ہوتا ہے اس دوران خارجي اشارہ ثابت ہوتا ہے۔ یہ جاننے کے لئے کہ اس ایکلیفیاٹر سے کتنے جیتے کا زیادہ سے زیادہ خارجي 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 خارجي اشارہ 7.5V کا جیط رکھ سکتا ہے جبکہ دوسری جانب 7.3V کا۔ یوں جیسے ہی خارجي اشارے کا جیط 7.3V سے بڑھ جائے اس کا ایک طرف کٹنے شروع ہو جائے گا۔ 7.3V کے جیتے کا خارجي اشارہ اس وقت حاصل ہو گا جب داخلي اشارے کا جیط 1.777V ہو گا یعنی

$$|v_s| = \left| \frac{v_o}{A_v} \right| = \left| \frac{7.3}{4.109} \right| = 1.777 \text{V}$$



شکل 3.84: غیر سائن-نمایشہ





شکل 3.86: ٹرانزسٹر کا خارجی مزاحمت شامل کرتے مساوی دور

مثال 3.40: مثال 3.39 میں ٹرانزسٹر کا ارلی برقی دباؤ $V_A = 200 \text{ V}$ ہے۔ شکل 3.78 اف کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے A_v دوبارہ حاصل کریں۔

حل: r_o کی شمولیت سے یک سمتی متغیرات متاثر نہیں ہوتے لہذا مثال 3.39 میں حاصل کی گئی قیمتیں یہاں کے لئے بھی درست ہیں۔ مساوات 3.63 سے

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{200}{1 \times 10^{-3}} = 200 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل 3.86 حاصل ہوتا ہے۔ اس دور کو حل کرتے ہیں۔ خارجی جانب متوازی جڑے R_C اور r_o کی کل مزاحمت $\frac{r_o R_C}{r_o + R_C}$ ہے جسے عموماً $r_o \parallel R_C$ لکھا جاتا ہے۔ یوں اس شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_o = -i_c \left(\frac{r_o R_C}{r_o + R_C} \right) = -i_c \left(\frac{200000 \times 7500}{200000 + 7500} \right) = -7229 i_c$$

$$i_c = g_m v_{be} = 40 \times 10^{-3} v_{be}$$

$$v_{be} = \left(\frac{r_{be}}{R_B + r_{be}} \right) v_s = \left(\frac{2500}{180000 + 2500} \right) v_s = 0.0137 v_s$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس طرح

$$v_o = -7229 \times 40 \times 10^{-3} \times 0.0137 v_s = -3.96 v_s$$

حاصل ہوتا ہے یعنی

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -3.96 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 3.39 میں $A_v = -4.109 \frac{V}{V}$ حاصل ہوا تھا۔ یوں r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے جواب میں صرف

$$\left| \frac{3.96 - 4.109}{3.96} \right| \times 100 = 3.76 \%$$

تبديلی آئی۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرنے سے قابل نظر انداز غلطی پیدا ہوتی ہے۔ یہ اہم نتیجہ ہے جس کی بنا پر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر حل کرتے ہوئے عموماً r_o کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں جہاں r_o کا کردار اہم نہ ہو، اسے نظر انداز کیا جائے گا۔ یاد رہے کہ حقیقت میں r_o پایا جاتا ہے لہذا $\infty \rightarrow R_C$ کرنے سے لامحدود 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 ایمپلیفائر میں R_E کا اضافہ کیا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کی افزائش A_v اور داخلی مزاجمت r_i حاصل کریں۔

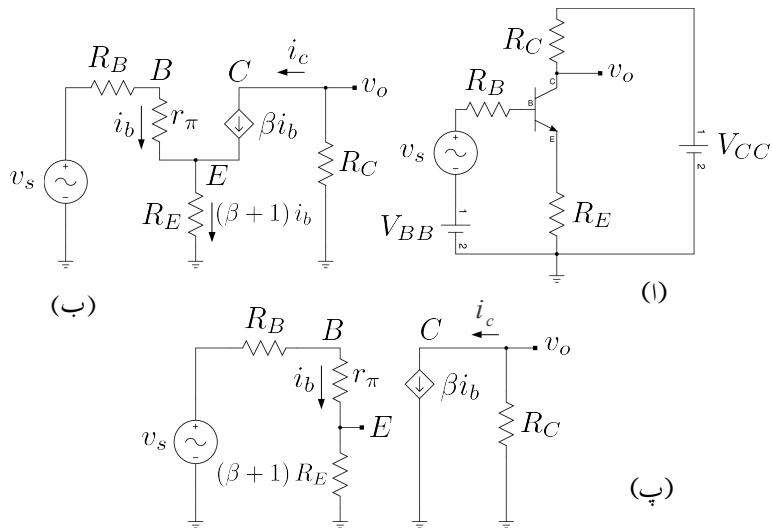
حل: ایمپلیفائر میں بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ حاصل V_{CE} کی قیمت V_{CE} سے زیادہ ہے چونکہ صرف اسی صورت ٹرانزسٹر اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔



شکل 3.87: ایپلیناًر بھع

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 کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_s &= i_b R_B + i_b r_\pi + (\beta + 1) i_b R_E \\ &= i_b \left(R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E \right) \end{aligned}$$

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 $r_e = \frac{r_\pi}{\beta + 1}$ کا استعمال کیا گیا ہے۔

آئیں شکل 3.87 پ کو حل کریں جہاں مزاحمت کی قیمت بڑھا کر $(\beta + 1) R_E$ کرتے ہوئے داخلی اور خارجی دائروں کو جدا کر دیا گیا ہے۔

جوڑ E پر شکل 3.87 ب میں $v_E = (\beta + 1) i_b \times R_E$ بر قی دباؤ پایا جاتا ہے۔ شکل 3.87 پ 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 پ کے داخلی دائرے پر کرخوف کا قانون برائے بر قی 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 $v_o = -i_c R_C$ اور $i_c = \beta i_b$ 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 ٹرانزیٹ کے ایغٹر مشترک⁴⁸ یا کلکٹر مشترک ایکپلینیٹر میں مزاحمت R_E استعمال کیا جائے، اس کا مساوی باریک اشاراتی دور بناتے وقت داخلی اور خارجی دائروں کو جدا کرتے ہوئے داخلی دائروں 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 ایکپلینیٹر کے لئے ایسا کر کے جواب حاصل کرنا ممکن نہ ہو گا۔

⁴⁸ مشترک ایغٹر، مشترک کلکٹر اور مشترک میں کی پچان 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 $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ لکھا گیا۔ اس مساوات کا انتہائی آسان مطلب ہے جس کی مدد سے اسے با آسانی یاد رکھا جا سکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے ٹلکٹ پر کل مزاحمت R_C ہے جبکہ اس کے ایمپٹر پر مزاحمت R_E کے ساتھ سلسلہ وار r_{be} اور $\frac{R_B}{\beta+1}$ کے عکس $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ اور $\frac{R_B}{\beta+1}$ مسلک ہیں۔ r_e کو $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں ایمپٹر 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 داخی اشارہ v_s کے ساتھ سلسلہ وار جڑی مزاحمت ہے۔ ٹلکٹ پر کل مزاحمت کو $\sum R_C$ لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.217) \quad A_v = -\alpha \left(\frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -\alpha \left(\frac{\text{ٹلکٹ پر کل مزاحمت}}{\text{ایمپٹر پر کل مزاحمت}} \right)$$

مساوات 3.217 نہایت اہمیت کا حامل ہے جو آپ کو زبانی یاد ہونا چاہیے۔ اس مساوات کو استعمال کرتے ہوئے عموماً α کی قیمت (1) تصور کی جاتی ہے۔ اگر 3.87 الف کا بدلتا رو مساوی دور بنایا جائے تو ٹرانزسٹر کے بیس جانب قصر دور ہو جائے گا اور داخی 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 ایمپینٹر کے بیس جانب حصے کا مساوی دور اسی طرز پر ہو۔

یہ دیکھنے کی خاطر کہ مندرجہ بالا مساوات واقعی عمومی مساوات ہے ہم مساوات 3.214 کو بھی اسی صورت میں بدلتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 A_v &= -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} \\
 &= -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \\
 &= -\frac{\beta R_C}{(\beta + 1) \left(\frac{R_B}{\beta+1} + \frac{r_{be}}{\beta+1} \right)} \\
 &= -\frac{\alpha R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e} \\
 &= -\alpha \left(\frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right)
 \end{aligned}$$

مثال 3.42: شکل 3.87 االف 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} نے افراست 0.2 V یعنی 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراست ہے اور اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ خط بوجھ کھینچ کر آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خارجی اشارے کی زیادہ ناتراشیدہ چوٹی نقطہ کار کردگی کے ایک جانب $3 - 0.2 = 2.8$ V اور دوسری جانب $9 - 3 = 6$ 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۔

$$\begin{aligned} r_i &= \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E \\ &= 150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000 \\ &= 1.67475 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

ایمپلیفیگر کی افراست بر قی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

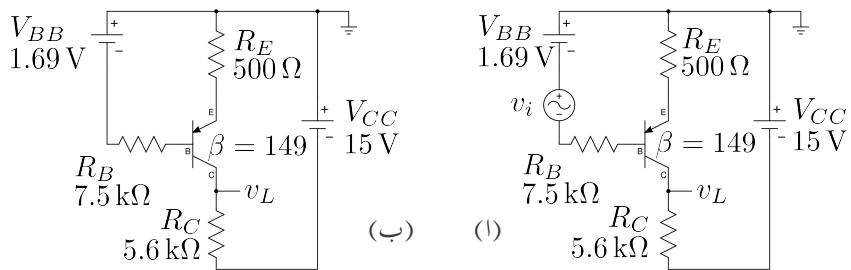
$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ &= -\frac{99 \times 75000}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\ &= -4.4335 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

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 ایپلینگر

لئے جائیں گے اور یوں

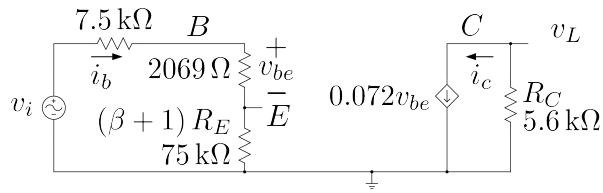
$$A_v = -\alpha \left(\frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -0.99 \times \left(\frac{75000}{16747.5} \right) = -4.4335 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.43: شکل 3.88 الف میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔ اگر $v_i = 0.001 \sin \omega t$ ہو تب 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-تفی-جمع ایک پلینگر مساوی باریک اشاراتی دور

لکھا جا سکتا 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

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\ &\approx V_{EC} + I_C (R_E + R_C) \end{aligned}$$

۔

$$V_{EC} = 15 - 1.8 \times 10^{-3} \times (500 + 5600) = 4.02 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ V_{EC} سے زیادہ ہے لہذا تراز سٹر 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۔

$$\sum R_C = 5.6 \text{k}\Omega$$

$$\sum R_E = \frac{R_B}{\beta + 1} + \frac{r_{be}}{\beta + 1} + R_E = 563.79 \Omega$$

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\left(\frac{149}{150}\right) \left(\frac{5600}{563.79}\right) = -9.866 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ A_v کے ان دو جوابات میں صرف

$$\left| \frac{9.866 - 9.864}{9.866} \right| \times 100 = 0.026 \%$$

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 $v_i = 0.001 \sin \omega t$ ہو تو

$$v_L = -9.864 \times 0.001 \sin \omega t = -0.009864 \sin \omega t$$

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 ایمپلیفیئر حل کرتے وقت ہم ٹرانزسٹر کے میں جانب تمام مزاحمت کو ایمپلیفیئر کا حصہ تصور کرتے ہوئے مساوات 3.217 کا استعمال کرتے آ رہے ہیں۔ آئیں اسی مسئلے کو قدر مختلف نظر سے دیکھیں۔ ایسا کرنے سے مساوات 3.217 میں $\sum R_E$ کا مطلب کچھ تبدیل ہو جائے گا۔

شکل 3.87 کو مثال بناتے ہوئے یہاں دوبارہ شکل 3.90 الف میں پیش کرتے ہیں۔ شکل الف میں داخلی جانب سے دیکھتے ہوئے دو داخلی مزاحمت R_i اور R'_i دکھائے گئے ہیں۔ R_i سے مراد وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے بیں 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 R 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

$$\begin{aligned} R_i &= (\beta + 1) (r_e + R_E) \\ (3.218) \quad &= r_{be} + (\beta + 1) R_E \\ R'_i &= R_B + R_i \\ &= R_B + (\beta + 1) (r_e + R_E) \end{aligned}$$

ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب ان داخلی مزاحمت کے عکس

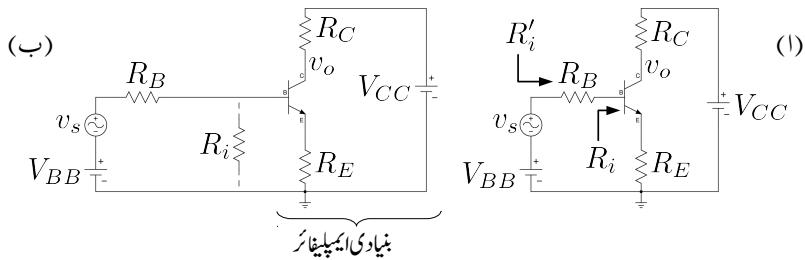
$$\begin{aligned} \frac{R_i}{\beta + 1} &= r_e + R_E \\ \frac{R'_i}{\beta + 1} &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \end{aligned}$$

ہیں۔ مساوات 3.217 میں R_E سے مراد داخلی مزاحمت R'_i کا عکس ہے۔ آئیں اب اسی ایکٹلینیٹر کو دوسری نظر سے دیکھیں۔

شکل 3.90 ب میں بنیادی ایکٹلینیٹر کی نشاندہی کی گئی ہے۔ R_B اس بنیادی ایکٹلینیٹر کا حصہ نہیں ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیں سے دیکھتے ہوئے ایکٹلینیٹر مزاحمت R_i نظر آتا ہے۔ اس حقیقت کی وضاحت شکل ب میں ٹرانزسٹر کے بیں جانب R_i دکھا کر کی گئی ہے۔

شکل 3.91 میں ایکٹلینیٹر کا باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے اس کے دو ٹکڑے بھی کر دئے گئے ہیں۔ یوں شکل 3.91 الف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} v_b &= \left(\frac{R_i}{R_B + R_i} \right) v_s \\ (3.219) \quad &= \left(\frac{(\beta + 1) (r_e + R_E)}{R_B + (\beta + 1) (r_e + R_E)} \right) v_s \end{aligned}$$



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

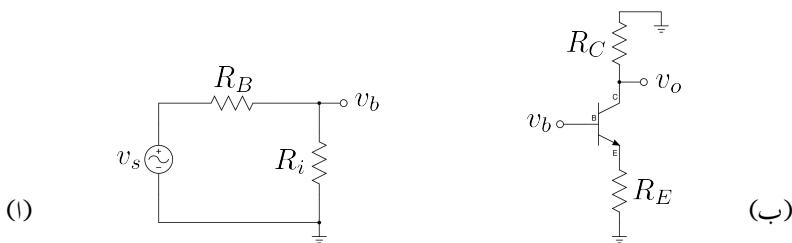
$$(3.222) \quad v_o = - \left(\frac{R_C}{r_e + R_E} \right) \left(\frac{(\beta + 1)(r_e + R_E)}{R_B + (\beta + 1)(r_e + R_E)} \right) v_s$$

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 ہو مساوات 3.216 ہی ہے۔

مساوات 3.223 میں کسر کے نچلے حصے میں $r_e + R_E$ دراصل $\sum R_E$ ہے جو از خود داخلی مزاحمت کا ایکٹر یوں اگر داخلی مزاحمت بڑھائی جائے تو افراکش A_v گھٹے گی۔ یہ ایک اہم نتیجہ جانب عکس ہے یعنی $\sum R_E = \frac{R_i}{\beta+1}$

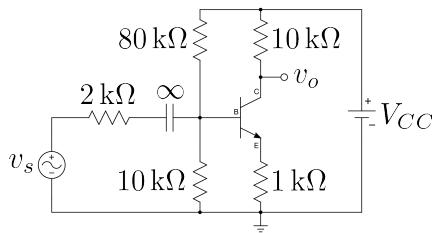


شکل 3.91

ہے۔ ایک پلینگر 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 ایک پلینگر استعمال کرتے ہوئے کسی بھی قیمت کے داخلی مزاحمت اور افزائش حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ اس طرح کے ایک پلینگر آپ آگے جا کر دیکھیں گے۔

ایک پلینگر حل کرنے کا یہ طریقہ نہیں اہم ہے۔ اس طریقے کو آگے باپوں 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 ایک پلینگر کا داخلی مزاحمت i حاصل کریں۔
- دور میں بنیادی ٹرانزسٹر ایک پلینگر کی جگہ اس کا داخلی مزاحمت R_i نسب کرتے ہوئے سادہ 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 ایک پلینگر کی افزائش کا $A'_v = -\frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$ میں حاصل کریں۔ $\sum R_E$ سے مراد بنیادی ایک پلینگر کا $\sum R_E$ ہے۔
- کل افزائش $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ کو v_b کی مدد سے حاصل کریں۔



شکل 3.92

مثال 3.44: شکل 3.92 میں بنیادی ایکپلینیگر کا داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہوئے افراٹش $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ حاصل کریں۔ $\beta = 100$ اور $r_e = 25 \Omega$ ہیں۔ باریک اشاراتی دور میں کپسیٹر کو قصر دور تصور کریں۔

حل: شکل 3.93 میں بدلتی رو مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی مزاحمت

$$R_i = (100 + 1) \times (25 + 1000) = 103.525 \text{ k}\Omega$$

ہے۔ شکل الف میں سادہ داخلی دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$80 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega \parallel 103.525 \text{ k}\Omega = 8.186 \text{ k}\Omega$$

لیتے ہوئے

$$v_b = \left(\frac{8186}{2000 + 8186} \right) v_s = 0.8036 v_s$$

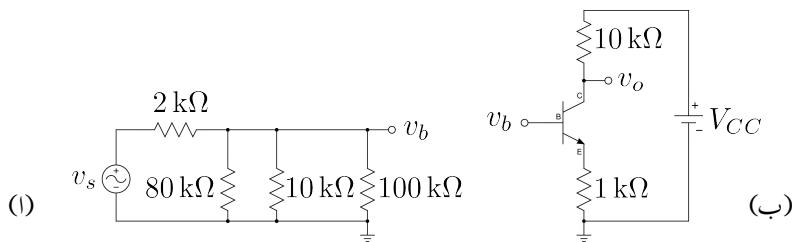
حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب سے

$$A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{10000}{25 + 1000} = -9.756 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

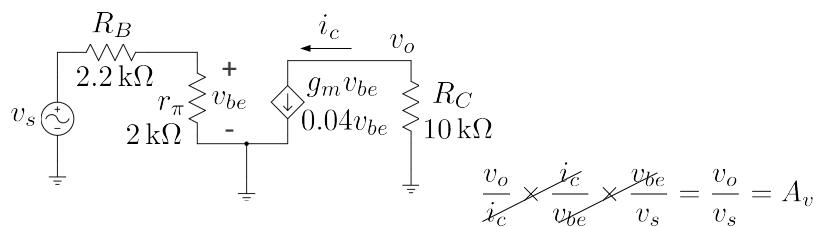
حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_b} \times \frac{v_b}{v_s} = -9.756 \times 0.8036 = -7.839 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.93

شکل 3.94: زنجیری ضرب سے A_v کا حصول

3.16.1 زنجیری ضرب کا طریقہ

ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کو استعمال کرتے ہوئے افراکش بر ق دباؤ A_v حاصل کرنا ہم نے دیکھا۔ اس سے پہلے کے ایسے مزید مثال دیکھیں ہم ایک نہایت عمدہ طریقہ کار سکھتے ہیں جس کی مدد سے A_v کا حصول بہت آسان ہو جاتا ہے۔

شکل 3.94 میں باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم تین مساوات لکھ سکتے ہیں یعنی

$$(3.224) \quad \begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{r_\pi + R_B} \end{aligned}$$

ان تین مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.225) \quad \begin{aligned} \frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -10000 \\ \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.04 \\ \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} = \frac{2000}{2000 + 2200} = 0.4762 \end{aligned}$$

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 0.4762 رہے گی۔

اسکیں 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 جاسکتا 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 توسیع میں بند تناسب کے قیمتیں مساوات 3.225 میں دی گئی ہیں۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے قبل، مساوات 3.226 کے دائیں جانب متغیرات (یعنی v_o , i_c , v_{be} وغیرہ) کی قیمتیں ہم 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

$$(3.227) \quad A_v = -10000 \times 0.04 \times 0.4762 = -190 \frac{V}{V}$$

زننجیری 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 ایک پلیفار 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 یہچے 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

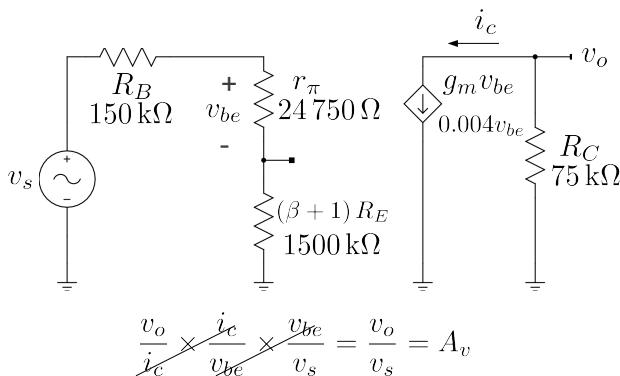
$$A_v = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \times \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

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 باریک 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 جا سکتا 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 جا سکتا ہے۔ اگلے قدم پر ہم نے یہ دیکھا ہے کہ i_c کو کیسے لکھا جا سکتا 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 ایمپلینیٹر میں

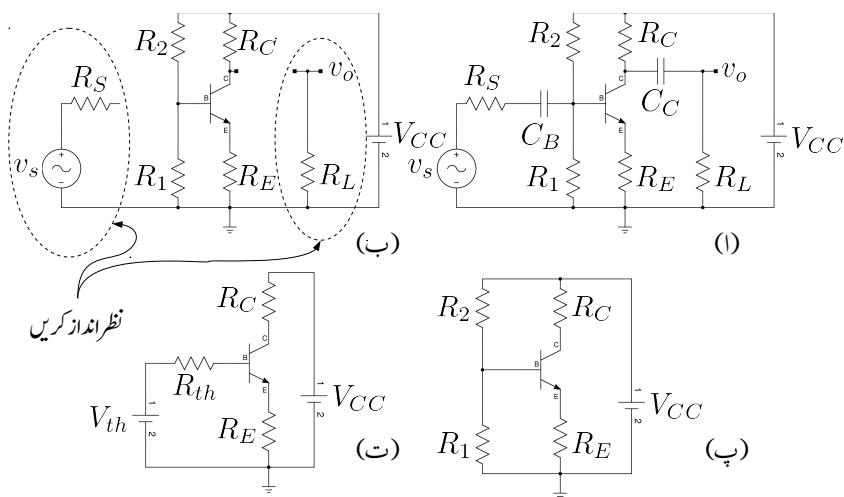
$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$\beta = 179$
$R_C = 75 \text{ k}\Omega$	$R_E = 15 \text{ k}\Omega$
$R_1 = 320 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega$
$R_S = 5 \text{ k}\Omega$	$R_L = 375 \text{ k}\Omega$

ہیں۔ ایمپلینیٹر کی افزائش برقی دباؤ $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایمپلینیٹر 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 گھٹھے ان 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 ایمپلینیٹر 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 ایمپلینیٹر 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 سنتی اور بدلتے متغیرات کے عیندگی کی مثال

مسئلہ چونن کی مدد سے شکلت میں اسی یک سنتی دور کو دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں

$$V_{th} = \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{320 \times 10^3 \times 15}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} = 2.37624 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{320 \times 10^3 \times 1.7 \times 10^6}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} = 269.3 \text{ k}\Omega$$

آئیں یک سنتی 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 $V_{CE} > 0.2 \text{ V}$ المذاہن افراہندہ ہے۔ ٹرانزسٹر کے π ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1016 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4.046 \text{ mS}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{179}{4.064 \times 10^{-3}} = 44.045 \text{ k}\Omega$$

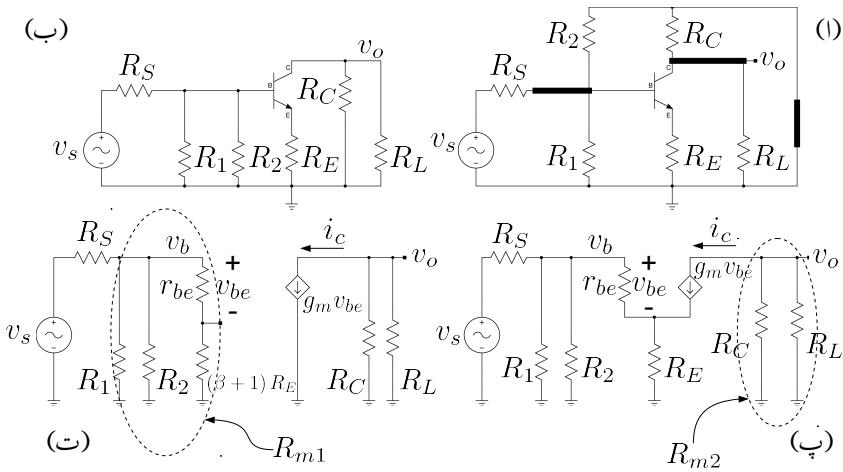
$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = 246 \Omega$$

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) قابل نظر انداز ہو۔ یوں مساوی پرلتا دور بنتے 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

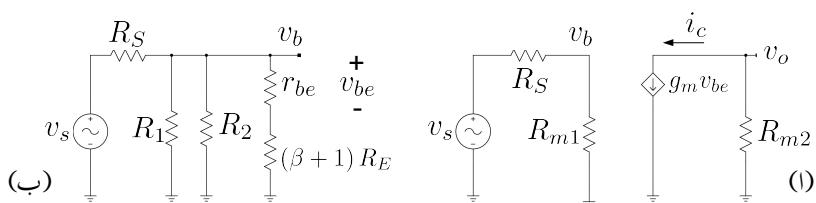
$$(3.231) \quad \frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

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۔

$$v_b = \frac{R_{m1} v_s}{R_{m1} + R_S}$$



3.97 جسکے لئے:



v_{be} اور v_b : 3.98 جسکے لئے

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 تو سین حاصل ہوتے ہیں جنہیں A_v حاصل کرنے میں استعمال کیا جائے گا۔

$$(3.232) \quad \frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S}$$

$$(3.233) \quad \frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

آئیں اب A_v حاصل کریں۔ شکل 3.97 ت کو دیکھتے ہوئے اور شکل 3.98 کو ذہن میں رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.234) \quad A_v = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_b} \right) \left(\frac{v_b}{v_s} \right)$$

اس مساوات پر غور کریں۔ یہ گزشتہ مثالوں سے تدریجیاً مختلف ہے چونکہ یہاں ایک تو سین زیادہ ہے۔ آئیں تمام تو سین کی قیمتیں استعمال کرتے ہوئے اس مساوات کو حل کریں۔ پہلے درکار قیمتیں حاصل کرتے ہیں یعنی

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320 \times 10^3} + \frac{1}{1.7 \times 10^6} + \frac{1}{44045 + (179 + 1) \times 15 \times 10^3}$$

$$R_{m1} = 245.2386 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75000} + \frac{1}{375000}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} = \frac{44045}{44045 + (179 + 1) \times 15000} = 0.01605$$

$$\frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{245238.6}{245238.6 + 5000} = 0.980019$$

اور یوں

$$A_v = -62500 \times 0.004064 \times 0.01605 \times 0.980019 = -3.9952 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اسی انفرائیش کو صفحہ 354 پر دئے مساوات 3.217 کی مدد سے حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر پہلے دور کو مخصوص شکل میں لایا جائے گا۔ اس شکل میں ٹرانزسٹر کے بیس جانب بدلتا اشارہ اور مزاحمت سلسلہ وار جڑے ہونے چاہئے۔ پہلے یہی کرتے ہیں۔

شکل 3.97 ب میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کے حصے کو شکل 3.99 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کا تھونن مساوی دور حاصل کرتے ہیں۔ 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۔ $\alpha = \frac{179}{179+1} = 0.994444$

$$\begin{aligned}\frac{v_o}{v'_i} &= -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\ &= -0.994444 \times \frac{62.5 \times 10^3}{15.273 \times 10^3} \\ &= -4.0693 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

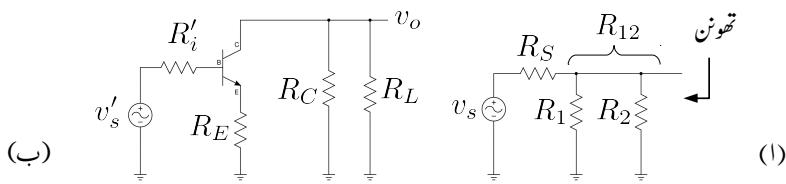
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\begin{aligned}A_v &= \frac{v_o}{v'_i} \times \frac{v'_i}{v_s} \\ &= -4.0693 \times 0.98177 \\ &= -3.995 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ مساوات 3.217 کی قوت استعمال سے متاثر ہو سکتے ہیں۔

R_S کو ایک پلیفائر کا حصہ تصور نہیں کرتے ہوئے باریک اشاراتی داخل مزاجمت r_i شکل 3.97 ت سے حاصل کرتے ہیں جہاں ہم دیکھتے ہیں کہ یہ دراصل R_{m1} ہی ہے اور یوں

$$r_i = R_{m1} = 245.2386 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.99: کل مکلر اور بیمراحتوں کے شرح سے افزائش کا حصول

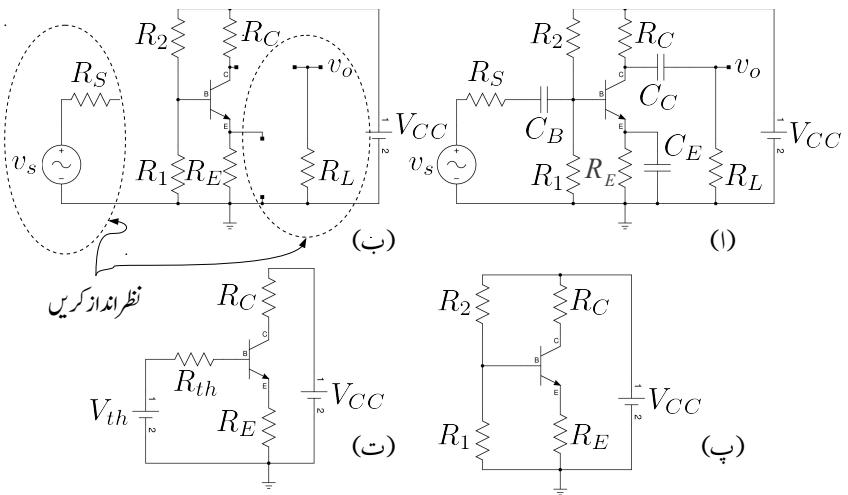
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی داخلی مزاحمت کا دار و مدار R_1 ، R_2 اور ٹرانزسٹر کے بین سرے پر دیکھتے ہوئے مزاحمت $(r_{be} + (\beta + 1)R_E)$ پر ہے۔ ان تمام قیتوں میں عموماً r_{be} کی قیمت نسبتاً کم ہوتی ہے۔

مثال 3.47: شکل 3.96 الف میں R_E کے متوازی کپیسٹر C_E نسب کریں جہاں C_E کی قیمت اتنی ہے کہ یہ اشارہ کو کم سے کم گھٹاتا ہے۔ اس ایکلیفائر کی داخلی مزاحمت r_i اور افزائش A_v حاصل کریں۔

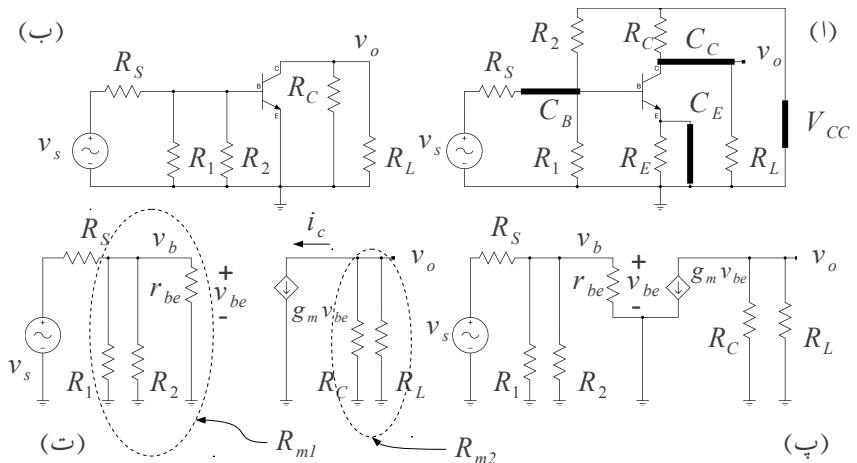
$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\ R_C = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\ R_S = 5 \text{ k}\Omega & R_L = 375 \text{ k}\Omega \end{array}$$

حل: کپیسٹر سمیت دور کو شکل 3.101 میں دکھایا گیا ہے۔ اس کا مساوی یک سمیت 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

$$\begin{aligned} g_m &= 4.064 \text{ mS} \\ r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx 246 \Omega \end{aligned}$$



کل 3.100: مثال کا مساوی یک سمتی دور



کل 3.101: مثال کا مساوی باریک اشارتی دور

شکل 3.101 میں اس کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کرنا دکھایا گیا ہے۔ جیسا شکل 3.101 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 افزائش کے ساتھ موازنہ کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ C_E نسب کرنے سے افزائش بہت زیادہ بڑھ گئی ہے۔ اس کو مساوات 3.217 یعنی

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے 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 افزائش میں اضافہ پیدا ہوا ہے۔ اس حقیقت کو سمجھ کر یاد رکھیں۔

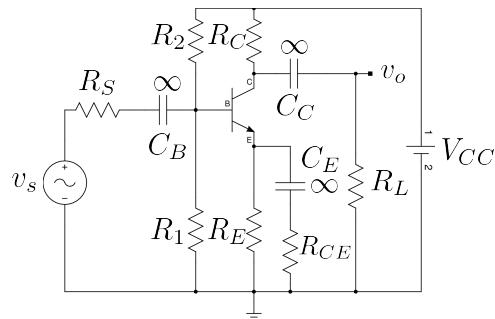
شکل سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$r_i = R_{m1} = 37.854 \text{ k}\Omega$$

جہاں R_S کو ایکلیفائر کا حصہ نہیں تصور کیا گیا ہے۔ گزشتہ ایکلیفائر 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 میں سرے پر دیکھتے ہوئے ہمیں صرف r_{be} نظر آتا ہے۔ داخلی مزاحمت متوازی جڑے R_1 ، R_2 اور r_{be} پیدا کرتے ہیں اور یوں اس کی قیمت کم ہو گئی ہے۔

مندرجہ بالا دو مثالوں سے ہم دیکھتے ہیں کہ R_E اور C_E کے استعمال سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_i اور افزائش A_v متاثر ہوتے ہیں۔ ان میں ایک بڑھانے سے دوسرا گھٹتا ہے۔

مثال 3.48: کپیسٹر C_E اور مزاحمت R_{CE} سلسلہ وار جوڑتے ہوئے انہیں شکل 3.96 الف میں کے متوازی نسب کریں۔ حاصل ایکلیفائر کی داخلی مزاحمت r_i اور افزائش A_v حاصل کریں۔ R_{CE} کی قیمت



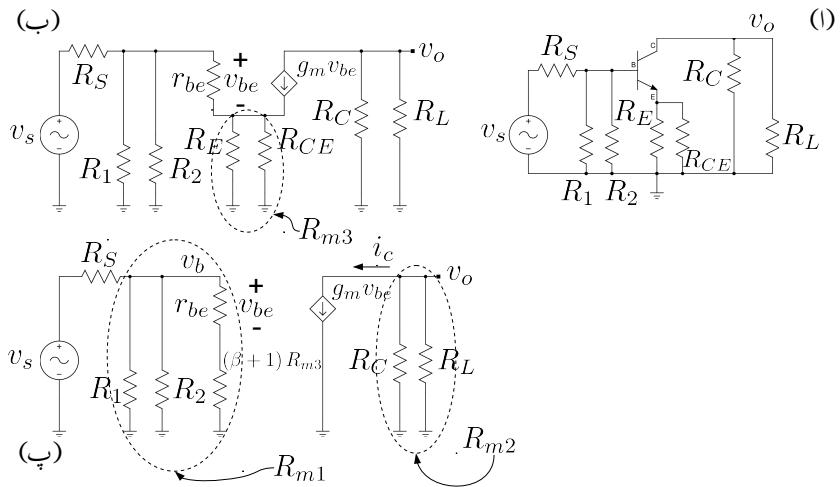
شکل 3.102: یک سستی اور باریک اشارات کے علیحدگی کی ایک اور مثال

100 Ω رکھیں۔ حل: شکل 3.102 میں دور دکھایا گیا ہے۔ کپیسٹر کی بر قی رکاوٹ $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ ہوتی ہے۔ کسی بھی تعداد پر کپیسٹر کی قیمت بڑھا کر اس کی بر قی 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 لامدد و دکانشان (∞) اسی حقیقت 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 سستی مساوی دور پہلی مثالوں کی طرح رہے گا اور یوں وہاں کے نتائج یہاں قابل استعمال ہیں۔ باریک اشاراتی دور کا حصول شکل 3.103 میں دکھایا گیا ہے۔ باریک اشاراتی دور میں R_E اور R_{CE} متوازن 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۔

$$\begin{array}{ll}
 V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\
 R_C = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\
 R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\
 R_S = 5 \text{ k}\Omega & R_L = 375 \text{ k}\Omega \\
 R_{CE} = 100 \Omega &
 \end{array}$$

اسی طرح یک سختی حل کے بعد حاصل کئے گئے ریاضی نمونہ کے جزو بھی یہاں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 g_m &= 4.064 \text{ S} \\
 r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\
 r_e &\approx 246 \Omega
 \end{aligned}$$

اور انہیں استعمال کرتے ہوئے حاصل کرتے ہیں۔

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75000} + \frac{1}{375000}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{R_{m3}} = \frac{1}{15000} + \frac{1}{100}$$

$$R_{m3} = 99.3377 \Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320000} + \frac{1}{1700000} + \frac{1}{44045 + (179 + 1) \times 99.3377}$$

$$R_{m1} = 50.348 \text{ k}\Omega$$

شکل 3.103 پ سے ہم مندرجہ ذیل مساوات لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{50348}{50348 + 5000} = 0.9096625$$

$$\frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1)R_{m3}} = \frac{44045}{44045 + (179 + 1) \times 99.3377} = 0.711255$$

ان نتائج کو استعمال کرتے ہوئے شکل پ سے ہی A_v حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_b} \right) \left(\frac{v_b}{v_s} \right) \\ &= (-62500) \times (0.004064) \times (0.711255) \times (0.9096625) \\ &= -164 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

اسی شکل سے ایمپلینافر 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 ایمپلینافر 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 پلیناٹر 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 دکر 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 جا سکتی 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 چڑی 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 تعین کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا ہے لہذا اس کو تبدیل کئے بغیر A_v میں تبدیلی R_{CE} کی مدد سے حاصل کی جا سکتی ہے۔

مثال 3.49: شکل 3.104 میں $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ اور $r_i = 5 \text{ k}\Omega$ جبکہ $\beta = 120$ ہیں۔ بر قی رو افراکش $A_i = -30 \frac{\Delta}{A}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: مساوی دور سے افراکش لکھتے ہیں

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = -30 = -120 \left(\frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + r_i \| R_1 \| R_2} \right)$$

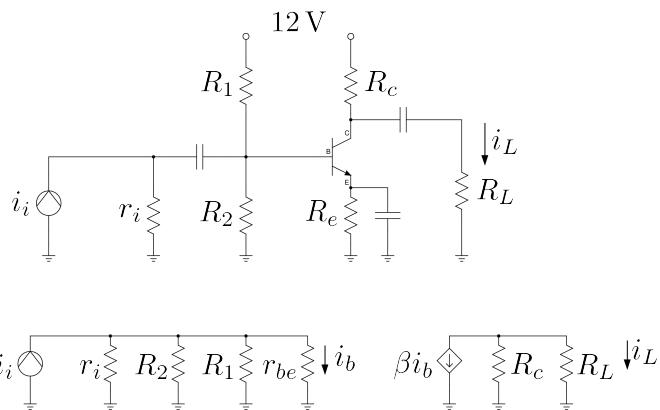
جس سے

$$(3.235) \quad \frac{1}{4} = \left(\frac{R_c}{R_c + 1000} \right) \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \| R_1 \| R_2} \right)$$

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: ایمپلینٹر کا تحلیق

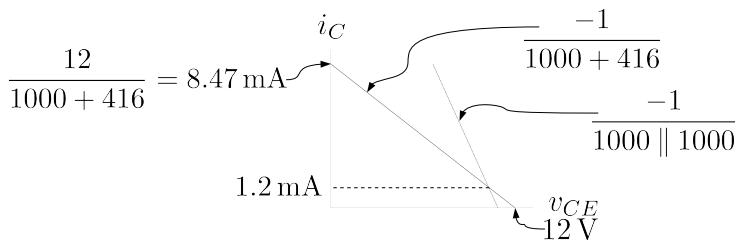
لیتے ہیں۔ یوں پہلی مساوات سے $R_b = R_1 \parallel R_2$ حاصل ہوتا ہے۔ دوسرے مساوات میں $R_c = 1\text{k}\Omega$ کو لکھتے ہیں۔

$$\frac{1}{2} = \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_b} \right)$$

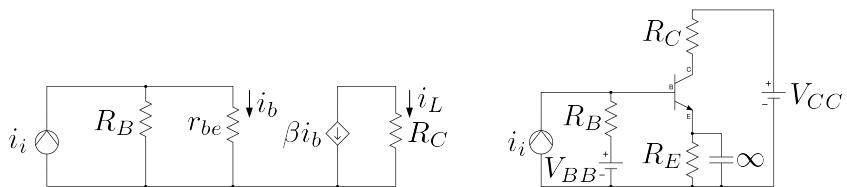
اس مساوات میں دونا معلوم متغیرات ہیں لہذا کسی ایک کی قیمت خود چنی ہو گی۔ اگر $R_b = 5\text{k}\Omega$ رکھی جائے تو $r_{be} = 2.5\text{k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے اگر $R_b \rightarrow \infty$ تصور کی جائے تو $r_{be} = 5\text{k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_b تبدیل کرنے سے r_{be} کی قیمت پر خاص 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 $r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$ ہوتا ہے لہذا $I_{CQ} = \frac{\beta V_T}{R_e}$ یعنی $I_{CQ} = 1.2\text{mA}$ حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.105 میں یک سمیتی اور بدلتی روخت بوجہ دکھائے گئے ہیں جہاں سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ i_c کے حیطے کی حد 1.2 mA ہے۔ یوں i_L کے حیطے کی حد 0.6 mA ہے۔ اگر زیادہ حیطہ درکار ہو تو تخلیق کو اس نقطے نظر سے دوبارہ سر انجام 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 $R_1 = 5.58\text{k}\Omega$ اور $\beta = I_{CQ} / R_e$ حاصل ہوتے ہیں۔



شکل 3.105: خطوط پیچیده



شکل 3.106: ایک پیچنگ اور اس کا باریک اشارتی مساوی دور

آئیں شکل 3.106 پر غور کریں۔ اس کی انفرائش $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ 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 تحمی قیمت ٹرانزسٹر کے β کے برابر ہو گی۔ صفحہ 261 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 کم افزائش اور یا پھر β کے تبدیلی سے نقطہ کارکردگی کا اپنی جگہ سے انحراف کو برداشت کرنا ہو گا۔

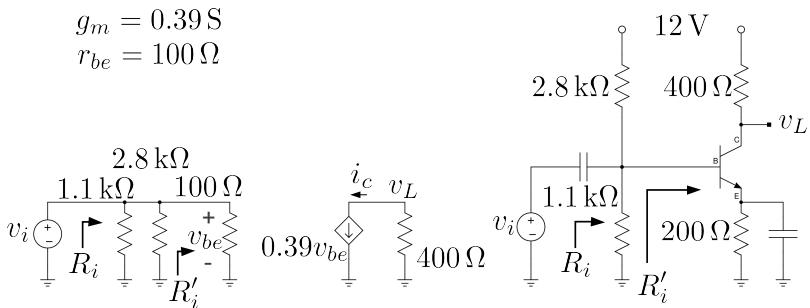
3.17 برقی بار، داخلی مزاحمت اور ایمپلیفائر کی افزائش

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 ایمپلینیٹر

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 بر قی بوجھ R_L لادا گیا ہے۔ اگر $R_L = 200 \Omega$ ہوتا ہے اس ایمپلینیٹر کی افزائش

$$(3.239) \quad A_{v2} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i}$$

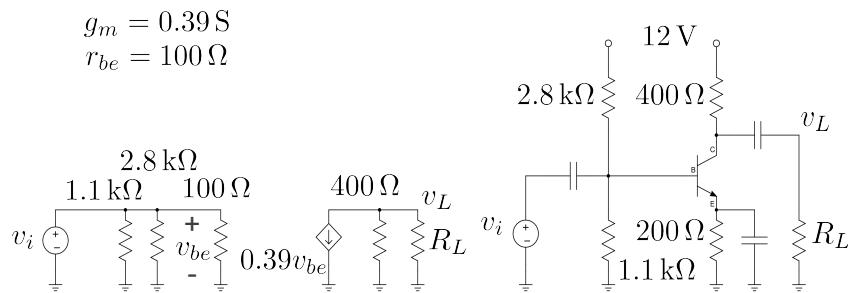
$$= - \left(\frac{400 \times 200}{400 + 200} \right) \times 0.39 \times 1 = -52 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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



حکل 3.108: سادہ بوجھ سے لد الایکلپیغاٹر

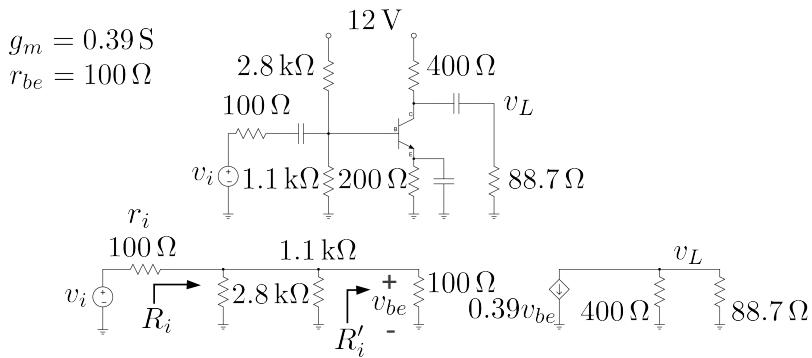
مزاحمت بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس ایکلپیغاٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
 A_{v4} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\
 &= - \left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76} \right) \times 0.39 \times \left(\frac{R_i}{r_i + R_i} \right) \\
 &= - \left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76} \right) \times 0.39 \times \left(\frac{88.76}{100 + 88.76} \right) \\
 &= -28 \times 0.47 \\
 &= -13 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

جہاں r_i اور R_i کے کدرار کی وجہ سے افزائش گزشتہ قیمت کے 0.47 گناہ کی ہے۔ یاد رہے کہ حقیقت میں r_i ہر صورت موجود ہوتا ہے۔ $A_{v4} = 0.47 A_v$ لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے میں تاکلٹر 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

$$\begin{aligned}
 v_{be} &= \left(\frac{R_i}{r_i + R_i} \right) v_i \\
 &= \left(\frac{88.76}{100 + 88.76} \right) v_i \\
 &= 0.47 v_i
 \end{aligned}$$

ہو جاتا ہے جبکہ اس کے غیر موجودگی میں $v_{be} = v_i$ ہوتا ہے۔



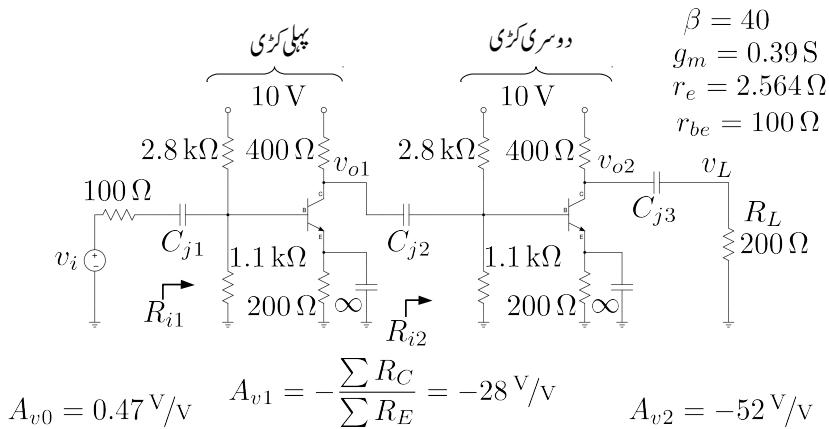
شکل 3.109: داخلی مزاحمت کا اثر

ان حقائق کو سمجھنے کے بعد زنجیری 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 اشارة v_i جفتی کپیسٹر C_{j1} کی مدد سے ایمپلیفیائر کی پہلی کڑی کے ساتھ جوڑا گیا ہے جبکہ خارجی جانب برقی بوجھ R_L تک C_{j3} کی مدد سے خارجی اشارة 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 سستی تجویز کریں۔ چونکہ $V_{th} \approx 2.82 \text{ V}$ اور $R_{th} \approx 790 \Omega$ ہیں لہذا $I_{CQ} \approx 9.7 \text{ mA}$ ہے۔ یوں $r_{be} \approx 100 \Omega$ اور $g_m = 0.39 \text{ S}$ حاصل ہوتے ہیں۔

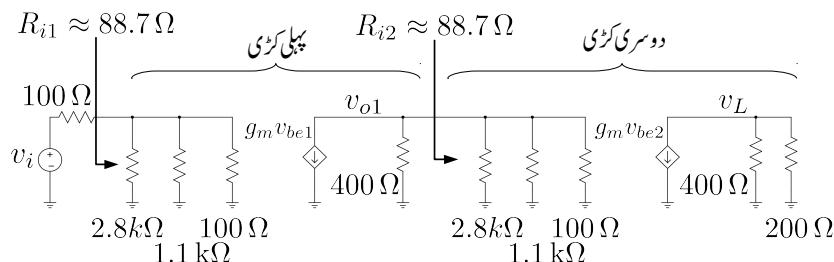


شکل 3.110: دوکڑی زنجیری ایکلینیک

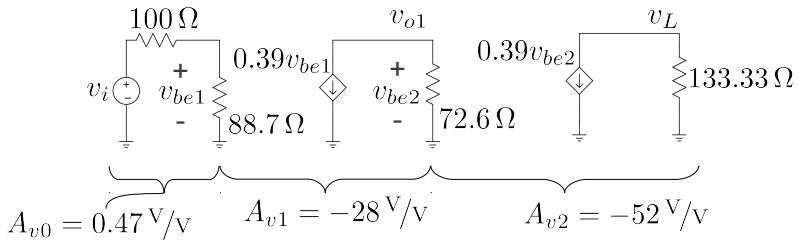
شکل 3.111 میں شکل 3.110 کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی مزاحموں کا مجموعہ یعنی

$$\begin{aligned} 2800 \parallel 1100 \parallel 100 &= 88.7 \Omega \\ 400 \parallel 2800 \parallel 1100 \parallel 100 &= 72.6 \Omega \\ 400 \parallel 200 &= 133.33 \Omega \end{aligned}$$

لیتے ہوئے شکل 3.112 حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.111: دوکڑی زنجیری ایکلینیک کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.112: دو کڑی زنجیری ایمپلینفائز کا ہر یک اشاراتی سادہ مساوی دور

اس شکل میں

$$\begin{aligned} \frac{v_L}{v_{o1}} &= \frac{v_L}{v_{be2}} = A_{v2} = -0.39 \times 133.33 = -52 \frac{\text{V}}{\text{V}} \\ \frac{v_{o1}}{v_{be1}} &= \frac{v_{be2}}{v_{be1}} = A_{v1} = -0.39 \times 72.6 = -28 \frac{\text{V}}{\text{V}} \\ \frac{v_{be1}}{v_i} &= A_{v0} = \frac{88.7}{100 + 88.7} = 0.47 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں زنجیری ایمپلینفائز کی کل افزائش زنجیری ضرب سے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{o1}} \times \frac{v_{o1}}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\ &= A_{v0} A_{v1} A_{v2} \\ &= 0.47 \times (-28) \times (-52) = 684 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

یہاں رک کر دو بارہ 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 یہی دکھایا گیا ہے، آپ اسی شکل پر ہر کڑی کی افزائش $\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$ حاصل کر سکتے ہیں۔ کیلکیولیٹر⁵⁰ کی مدد سے شکل کو دیکھتے ہوئے $\sum R_C = 133 \Omega$ اور $\sum R_E = 2.56 \Omega$ حاصل کرتے ہوئے افزائش حاصل کی جاسکتی ہے۔ یوں مثلاً دوسری کڑی میں $A_{v2} = -52 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.110 میں پہلے کڑی اور دوسری کڑی کے ایمپلیفائروں کے داخلی مزاحمت R_{i1} اور R_{i2} کی وضاحت کی گئی ہے۔ شکل 3.111 میں ان کی قیمتیں

$$\frac{1}{R_{i1}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

$$R_{i1} = 88.7 \Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{i2}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

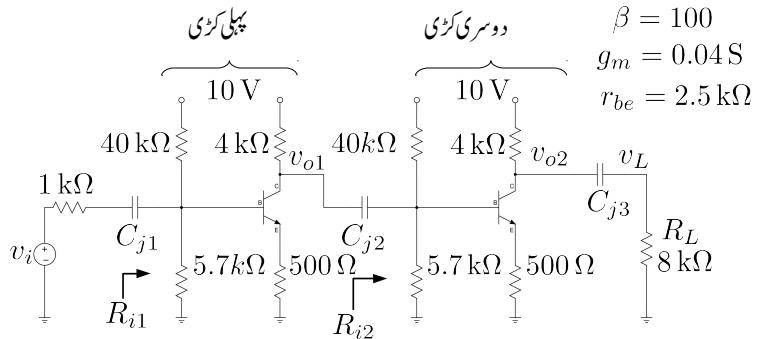
$$R_{i2} = 88.7 \Omega$$

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 وجہ پر $\frac{88.7v_i}{100+88.7} = 0.47v_i$ 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 دو بارہ مساوات 3.239 اور مساوات 3.240 پر نظر ڈالیں جہاں ایک کڑی کے ایمپلیفائر پر تجربہ کرتے ہوئے خارجی جانب برقراری بوجہ لادنے کے اثرات پر غور کیا گیا۔ شکل 3.110 کے دوسری کڑی کے افزائش پر 200Ω برقراری بوجہ کا اثر بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل 3.108 میں 200Ω کے بوجہ 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 بوجہ کی طرح ہے۔

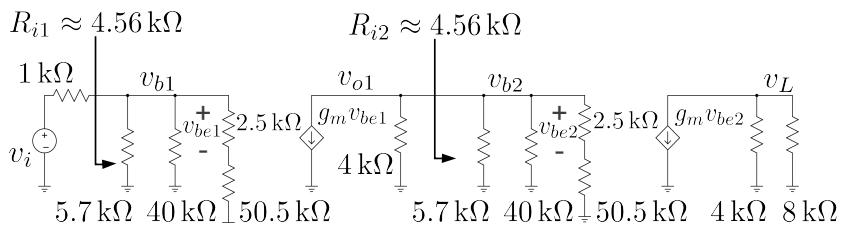
جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ $A_v \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$ ہوتا ہے لہذا زیادہ β کے ٹرانزسٹر استعمال کرنے سے دوسری کڑی کی افزائش نہیں بڑھتی البتہ ایسا کرنے سے دوسری کڑی کا داخلی مزاحمت ضرور بڑھتا ہے جس سے پہلی کڑی کی افزائش بڑھے گی۔

مثال 3.50: شکل 3.113 میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔



$$A_{v0} = 0.82 \text{ V/V} \quad A_{v1} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -4 \text{ V/V} \quad A_{v2} = -5 \text{ V/V}$$

شکل 3.113: دو کوئی زنجیری ایمپلینگر کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.114: دو کوئی زنجیری ایمپلینگر 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

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{b2}} \frac{v_{o1}}{v_{b1}} \frac{v_{b1}}{v_i} \\ &= (-5) (-4) (0.82) = 16.4 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

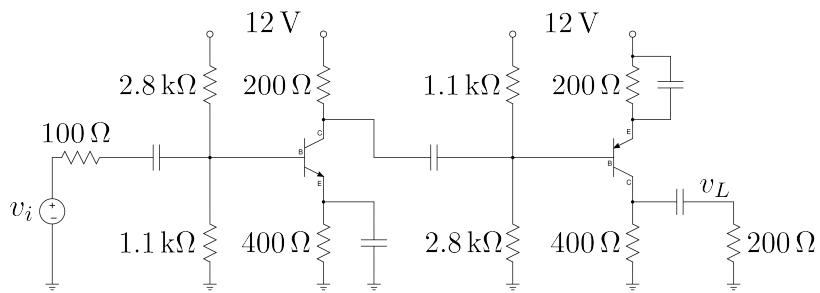
مثال 3.51: شکل 3.110 میں دوسری کڑی *pnp* سے بناتے ہوئے شکل 3.115 حاصل ہوتا ہے۔ اس پر اچھی طرح غور کریں۔ شکل 3.110 پر بختی بحث کی گئی اور اس کے تمام مساوات موجودہ دور پر لاگو ہوتے ہیں۔

مثال 3.52: شکل 3.116 میں دو کڑی زنجیری یک سمتی رو ایمپلینگر دکھایا گیا ہے۔ اس کے تمام یک سمتی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔ دونوں ٹرانزسٹر کا $\beta = 99$ ہے۔

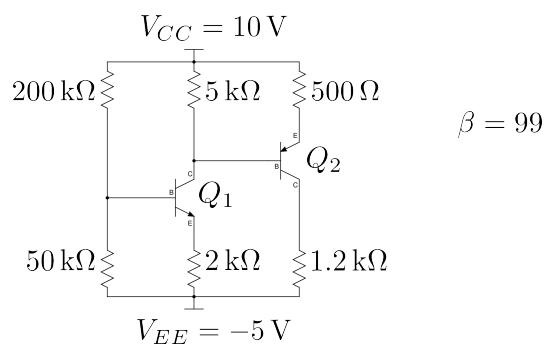
حل: Q_1 کے داخلی جانب مسئلہ تھونن کی مدد سے

$$V_{th} = \left(\frac{50000}{200000 + 50000} \right) \times [10 - (-5)] - 5 = -2 \text{ V}$$

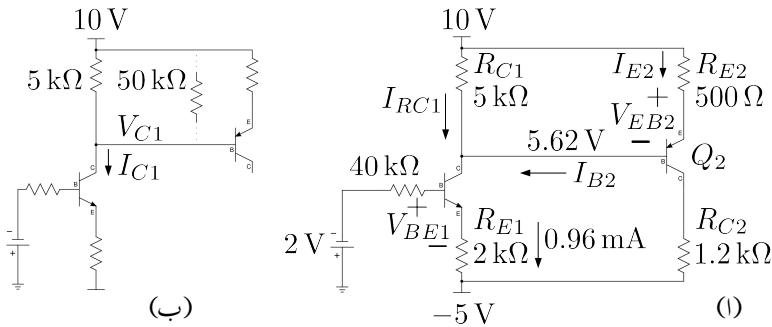
$$R_{th} = \frac{50000 \times 200000}{50000 + 200000} = 40 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.115: دو کریز نجیبی ایمپلینگر



شکل 3.116: دو کریز یک سهی نجیبی ایمپلینگر



شکل 3.117: دو کڑی یک سقی زنجیری ایکلیپس

حاصل ہوتے ہیں جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل 3.117 اف حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.117 اف میں Q_1 کے داخلی جانب کرخوف 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 مکمل 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 کرخوف 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۔ $I_E \approx I_C \approx$

$$I_{C1} \approx I_{E1} = 0.95833 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جیسے شکل 3.117 ب میں دکھایا گیا ہے، R_{E2} کا عکس ٹرانزسٹر Q_2 کے بیس جانب $(\beta + 1) R_{E2}$ نظر آتا ہے جو R_{C1} کے متوازی جڑا ہے۔ یوں ان کا مجموعہ

$$\frac{(\beta + 1) R_{E2} R_{C1}}{(\beta + 1) R_{E2} + R_{C1}} = 4.545 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے جس سے I_{C1} گزرتا ہے۔ یوں

$$V_{C1} = V_{B2} = V_{CC} - 4545 \times 0.95833 \times 10^{-3} = 5.644 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$V_{E2} = V_{B2} + V_{EB2} = 5.644 + 0.7 = 6.344 \text{ V}$$

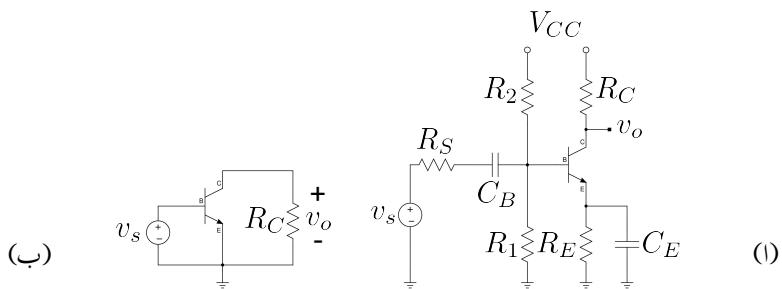
$$I_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{10 - 6.344}{500} = 7.312 \text{ mA}$$

$$V_{C2} = -5 + I_{E2} R_{C2} = -5 + 7.312 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.774 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{E2} - V_{C2} = 6.344 - 3.774 = 2.57 \text{ V}$$

3.19 ایمپر مشترک، کلکٹر مشترک اور بیس مشترک ایمپلینیٹر

شکل اف میں ایمپلینیٹر 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 مراجحت 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 ایمپر E کے مابین مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی اشارے کو کلکٹر C اور ایمپر E کے مابین سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کا ایمپر مشترک کر سرا ہے۔ اسی سے اس طرز



شکل 3.118: ایمپلیفائر کے مشترک ایمپلیفائر

کے ایمپلیفائر کو مشترک ایمپلیفائر یا مشترک ایمپلیفائر⁵¹ پکارا جاتا ہے۔ اگر شکل الف میں کپیسٹر C_E استعمال نہ کیا جاتا تب ٹرانزسٹر کا ایمپلیفائر بر قی زمین پر نہ ہوتا اور شکل ب میں داخلی اشارہ بیس اور بر قی زمین کے مابین مہیا کیا جاتا۔ ایسی صورت میں بھی اسے مشترک ایمپلیفائر ہی پکارا جاتا ہے۔ اس باب میں اب تک جتنے ایمپلیفائر دیکھے گئے وہ تمام مشترک ایمپلیفائر تھے۔

شکل 3.119 الف میں کلکٹر مشترک⁵² اور اس کے نیچے اس کا مساوی باریک اشاراتی دور جبکہ شکل ب میں بیس مشترک⁵³ ایمپلیفائر اور اس کے نیچے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھائے گئے ہیں۔ ان ایمپلیفائر میں بھی اگر مشترک کہ سرے اور بر قی زمین کے مابین مزاحمت وغیرہ نسب ہوتا، انہیں تب بھی انہیں ناموں سے پکارا جاتا۔

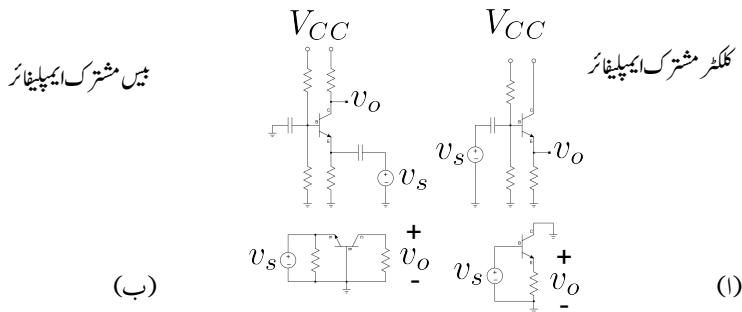
مثال 3.53: شکل 3.120 میں

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega \\ r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

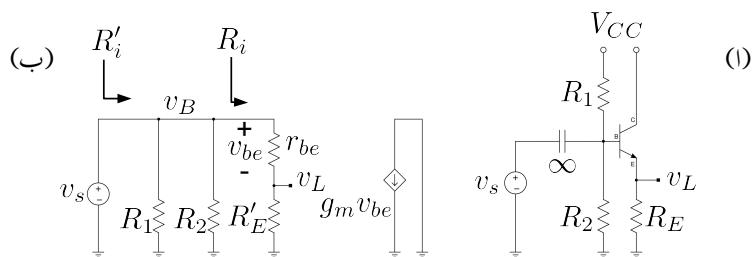
ہیں۔ R'_i اور $A_v = \frac{v_L}{v_s}$ حاصل کریں۔

حل: شکل ب میں مساوی باریک اشاراتی دو دکھایا گیا ہے جہاں R'_E ٹرانزسٹر کے بیس جانب R_E کا عکس

common emitter⁵¹
common collector⁵²
common base⁵³



شکل 3.119: میں مشترک اور گلٹر مشترک ایپلیناٹر



شکل 3.120: گلٹر مشترک

یعنی $(\beta + 1) R_E$ ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\ &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \\ &= \frac{(99+1) \times 1000}{1000 + (99+1) \times 1000} \\ &= 0.99 \frac{\text{V}}{\text{V}} \approx 1 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

جکہ

$$R_i = r_{be} + R'_E = 1000 + 100000 = 101 \text{ k}\Omega$$

اور

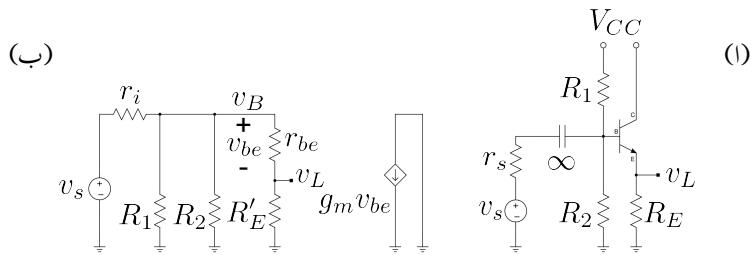
$$\begin{aligned} R'_i &= R_1 \parallel R_2 \parallel R_i \\ &= R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta + 1) R_E \end{aligned}$$

یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R'_i} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i} \\ &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ R'_i &= 8.34 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

- ہے۔

مثال 3.54: شکل 3.121 میں $r_i = 5 \text{ k}\Omega$ ہے جکہ بقايا تمام متغيرات مثل 3.53 کی ہی ہیں۔ حاصل کریں۔



شکل 3.121: مثمر مشترک کی دوسری مثال

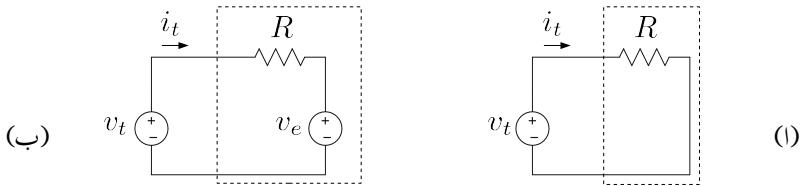
حل: شکل ب سے

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\
 &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \times \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel (r_i + R'_E)}{r_i + [R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{be} + R'_E)]} \\
 &= \frac{100000}{1000 + 100000} \times \frac{8367}{5000 + 8367} \\
 &= 0.99 \times 0.6259 \\
 &= 0.619 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

مثال 3.53 میں ہم نے دیکھا کہ کلکٹر مشترک ایمپلیفیوئر کی افزائش برقی دباؤ تقریباً ایک کے برابر ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ خارجی اشارہ خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کی پیروی کرتا ہے۔ اسی سے اس ایمپلیفیوئر کو پیروکار 54 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 برقی دباؤ لاگو کی جاتی ہے۔ برقی 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۔

emitter follower⁵⁴



شكل 3.122: داخلی مزاحمت پڑھانے کا طریقہ

اسیں یہی طریقہ شکل ب کے دور پر استعمال کرتے ہوئے اس کا داخلی مزاجت حاصل کریں۔ v_t لگو کرنے سے $\frac{v_t - v_e}{R}$ بر قی رونا پا جائے گا۔ تصور کریں کہ کسی طریقے سے $v_e = 0.9v_t$ کے برابر رہتا ہے۔ یوں

$$i_t = \frac{v_t - 0.9v_t}{R} = \frac{0.1v_t}{R}$$

نایی جائے گی جس سے داخلی مزاحمت

$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{R}{0.1} = 10R$$

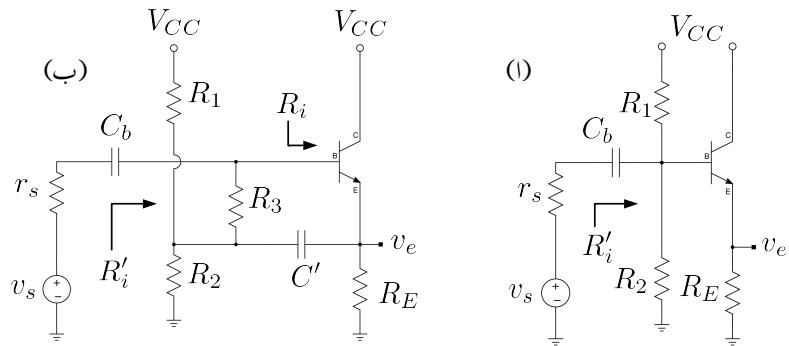
حاصل ہوتا ہے۔ آپ نے دیکھا کہ نقطے دار لکیر میں بند دور میں پائے جانے والے برقی دباؤ v_e کی وجہ سے داخلی مزاحمت دس گنا بڑھ گئی ہے۔ اگر $v_e = 0.99v_t$ ہوتا تب داخلی مزاحمت سو گنا بڑھ جاتی۔

ہم جانتے ہیں کہ کلکٹر مشترک ایک پلیفارٹ کی اخراں تقریباً ایک کے برابر ہے یوں اس کے ایکٹر پر v_e تقریباً اس کے میں پر v_b کے برابر ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے کلکٹر مشترک ایک پلیفارٹ کی داخلی مزاحمت برٹھائی جا سکتی ہے۔ آئیں مدرسہ ڈیل مثال میں ایسا ہوتے دیکھیں۔

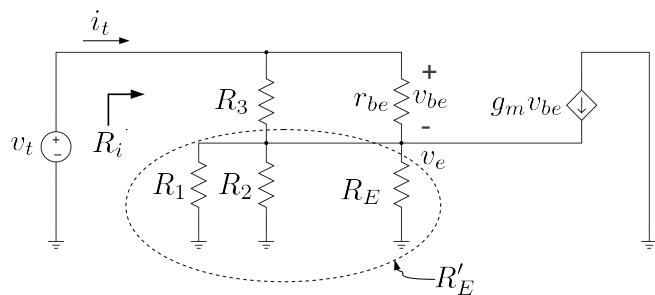
مثال 3.55: شکل 3.123 اف میں گلکھر مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں کچھ تبدیلی کرتے ہوئے شکل ب حاصل کی گئی ہے۔ ثابت کریں کہ شکل 3.123 ب میں دکھائے گئے دور سے داخلی مزاحمت R_i بڑھ جاتی ہے۔ دونوں اشکال میں

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega, \quad r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$



شکل 3.123: گلٹر مشترک کا داخلی مزاحمت پڑھایا گیا ہے



شکل 3.124: مساوی دور

ہیں۔

حل: شکل 3.124 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ جوڑ v_e پر کر خوف کے قانون برائے برقی رو

$$(3.244) \quad \frac{v_e - v_t}{R_3} + \frac{v_e - v_t}{r_{be}} + \frac{v_e}{R_1} + \frac{v_e}{R_2} + \frac{v_e}{R_E} = g_m (v_t - v_e)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ شکل میں R'_E کو کہا گیا ہے۔ اس طرح

$$\frac{1}{R'_E} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_E}$$

لکھتے ہوئے مساوات 3.244 کو یوں

$$\frac{v_e - v_t}{R_3} + \frac{v_e - v_t}{r_{be}} + \frac{v_e}{R'_E} = g_m (v_t - v_e)$$

یعنی

$$v_e \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R'_E} + g_m \right) = v_t \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + g_m \right)$$

لکھتے ہوئے

$$v_e = \left(\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + g_m}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R'_E} + g_m} \right) v_t$$

حاصل کرتے ہیں۔ مساوات 3.188 کے استعمال سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} v_e &= \left(\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{\beta}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta}{r_{be}}} \right) v_t \\ &= \left(\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right) v_t \end{aligned}$$

شکل سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$\begin{aligned} i_t &= \frac{v_t - v_e}{R_3} + \frac{v_t - v_e}{r_{be}} \\ &= (v_t - v_e) \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ v_e کی قیمت پر کرنے سے

$$\begin{aligned} i_t &= \left[v_t - \left(\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right) v_t \right] \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) \\ &= \left[\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}} - \frac{1}{R_3} - \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right] \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) v_t \\ &= \left[\frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}}}{R'_E \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}} \right)} \right] v_t \end{aligned}$$

یعنی

$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{\frac{R'_E}{R_3} + 1 + \frac{(\beta+1)R'_E}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}}}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(3.245) \quad R'_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta+1)R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ R'_i ہوتا ہے لہذا $R'_i \gg r_{be}$ کیوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.246) \quad R'_i \approx \frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta+1)R'_E$$

اس کے بر عکس شکل 3.123 الف سے داخلی مزاحمت کی قیمت

$$R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{be} + (\beta+1)R_E]$$

حاصل ہوتی ہے جو ہر صورت سے کم ہے۔

دی گئی قیمتیں پر کرنے سے شکل 3.123 الف کے لئے

$$R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{be} + (\beta+1)R_E] = 900 \Omega$$

جبکہ دی گئی قیتوں سے $R'_E = 476 \Omega$ حاصل کرتے ہوئے شکل ب میں

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta + 1) R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3} + 1} \\ &= \frac{\frac{1000 \times 476}{10000} + 1000 + (99 + 1) 476}{\frac{1000}{10000} + 1} \\ &= \frac{47.6 + 1000 + 47600}{0.1 + 1} \\ &= 44.2 \text{k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ سادہ ٹلکٹر مشترک ایمپلیفیئر 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

$$(3.247) \quad R'_i \approx r_{be} + (\beta + 1) R'_E$$

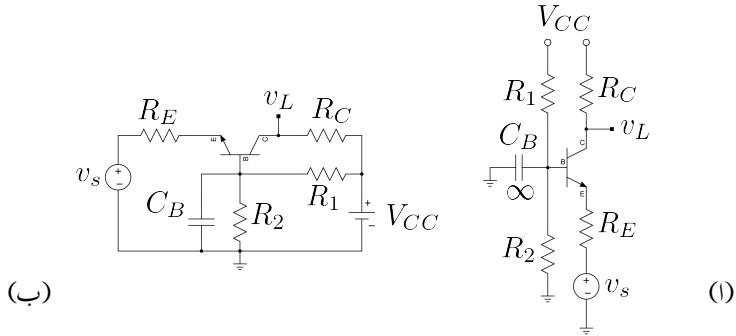
لکھا جاسکتا ہے۔ اس مساوات کو یاد رکھنا نہیں آسان ہے۔ شکل 3.123 ب کو دیکھتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ R'_i دراصل دو متوازی چڑیے مزاحموں کا مجموعہ ہے۔ اس کا ایک حصہ R_3 اور اس کے ساتھ مسلک اجزاء جبکہ اس کا دوسرا حصہ ٹرانزسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت R_i ۔ چونکہ R_3 کے دونوں سروں پر تقریباً برابر برقی دباؤ رہتا ہے لہذا اس کی مزاحمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے نظر انداز کیا جاتا ہے۔ یوں داخلی مزاحمت R'_i اور R_i برابر ہوں گے۔ C' کو قصر دور تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے ایمپ پر کل $R_1 \parallel R_2 \parallel R_E$ یعنی R'_E مزاحمت نسب ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت $r_{be} + (\beta + 1) R'_E$ ہو گی جو مطلوبہ جواب ہے۔

مثال 3.56: شکل 3.125 اف میں میں مشترک ایمپلیفیئر دکھایا گیا ہے۔ اسے عموماً شکل ب کے طرز پر بنایا جاتا ہے جہاں داخلی جانب کو باہمی ہاتھ اور خارجی جانب کو دائیں ہاتھ پر رکھا گیا ہے۔ $A_v = \frac{v_L}{v_s}$ اور $A_i = \frac{i_L}{i_s}$ حاصل کریں۔

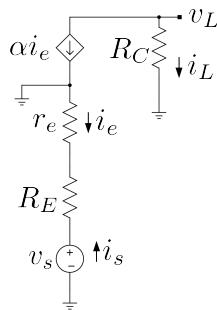
حل: شکل 3.126 میں ٹرانزسٹر کا فی۔ ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 336 پر شکل 3.76 میں فی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ میں مشترک ایمپلیفیئر کو فی ریاضی نمونہ سے حل کرنا زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس شکل میں

3.19. ایٹر مشترک، گلکٹر مشترک اور بیس مشترک ایپلیناٹ

409



شکل 3.125: بیس مشترک ایپلیناٹ



شکل 3.126: بیس مشترک ایپلیناٹ باریک اشاراتی مساوی دور

$$i_s = \frac{v_s}{R_E + r_e}$$

ہے۔ یوں

$$i_e = -is = -\frac{v_s}{R_E + r_e}$$

اور

$$i_c = \alpha i_e = -\frac{\alpha v_s}{R_E + r_e}$$

ہوں گے جس سے

$$v_L = -i_c R_C = \frac{\alpha R_C v_s}{R_E + r_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{\alpha R_C}{R_E + r_e}$$

ہو گا۔

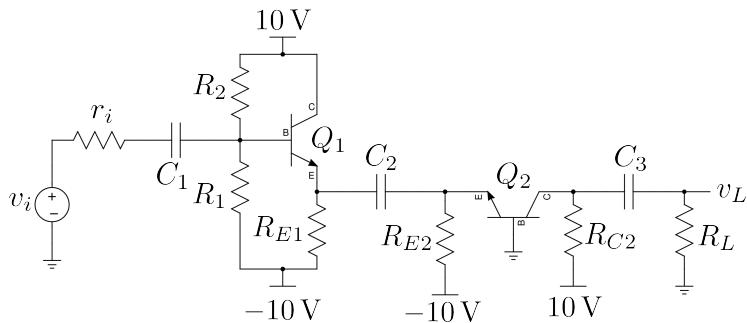
چونکہ

$$i_L = -i_c == -\alpha i_e = \alpha i_s$$

ہے لہذا

$$A_i = \frac{i_L}{i_s} = \alpha$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس مشترک ایمپلینیٹر برقی دباؤ کی افزائش کر پاتا ہے جبکہ اس کی برقی روکی افزائش α کے برابر ہے۔



شکل 3.127: ایمپلینفیٹر، مشرک اور بیس مشرک کا زنجیری ایمپلینفیٹر

مثال 3.57: شکل 3.127 میں ایمپلینفیٹر، مشرک اور بیس مشرک کا زنجیری ایمپلینفیٹر دکھایا گیا ہے جس میں

$$R_1 = 20 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 160 \text{ k}\Omega, \quad R_{E1} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{E2} = 9.3 \text{ k}\Omega, \quad R_{C2} = 5 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

$$r_i = 1 \text{ k}\Omega$$

ہیں جبکہ ٹرانزسٹر کا $\beta = 99$ ہے۔ $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے تمام کپیسٹر کھلے دور کردار ادا کریں گے۔ یوں دونوں ایمپلینفیٹر کو مکمل طور پر علیحدہ سمجھ کر حل کیا جائے گا۔ پہلے Q_1 پر منی ایمپلینفیٹر کو حل کرتے ہیں۔

$$V_{BB1} = \left(\frac{10 + 10}{20000 + 160000} \right) \times 20000 - 10 = -7.777 \text{ V}$$

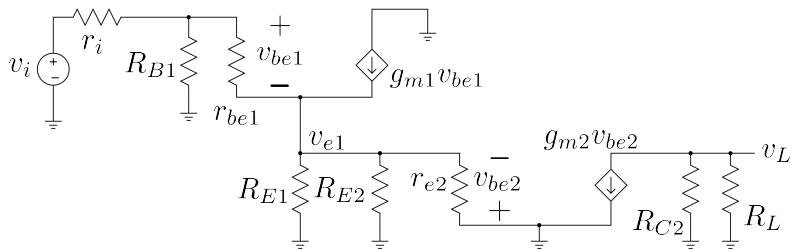
$$R_{B1} = \frac{20000 \times 160000}{20000 + 160000} = 17.778 \text{ k}\Omega$$

اور یوں

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{-7.777 - 0.7 + 10}{\frac{17778}{99+1} + 1000} = 1.29 \text{ mA}$$

$$g_{m1} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.29 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 51.6 \text{ mS}$$

$$r_{be1} = \frac{\beta + 1}{g_m} = \frac{99 + 1}{0.0516} = 1938 \Omega$$



شکل 3.128: ایمپلینیٹر اور میں مشترک کا زنجیری ایمپلینیٹر کا مساوی باریک اشاراتی دور

حاصل ہوتے ہیں۔ اب Q_2 پر میں میں 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

$$g_{m2} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS}$$

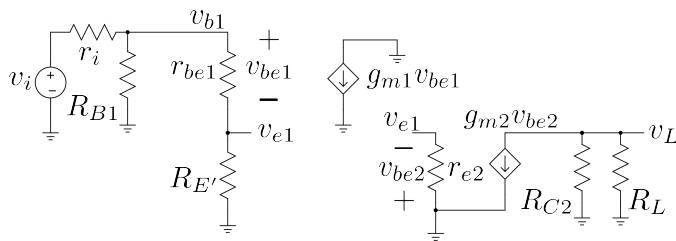
$$r_{e2} \approx \frac{1}{g_{m2}} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ایمپلینیٹر کے لئے پائے ریاضی نمونہ جبکہ میں مشترک کے لئے فی ریاضی فونہ کو پائے ریاضی نمونہ کے طرز پر بناتے ہوئے زنجیری ایمپلینیٹر کا باریک اشاراتی مساوی دور شکل 3.128 میں دکھایا گیا ہے۔ R_{E1} اور R_{E2} متوالی جڑے ہیں جن کا مساوی مراحت 24Ω ہے۔ اس کو $(\beta + 1)$ سے ضرب دیتے ہوئے ایمپلینیٹر میں داخلي اور خارجي دائروں کو علیحدہ کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل 3.129 حاصل ہوتا ہے جہاں $R'_E = 2.4 \text{ k}\Omega$ کو کہا گیا ہے۔ یعنی $(\beta + 1) \times 24$ ہے۔

یوں

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{be2}} \times \frac{v_{be2}}{v_{e2}} \times \frac{v_{e2}}{v_{b1}} \times \frac{v_{b1}}{v_i}$$



: 3.129

لکھا جا سکتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\frac{v_L}{v_{be2}} = -g_{m2} (R_C \parallel R_L) = -0.04 \left(\frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000} \right) = -100$$

$$\frac{v_{be2}}{v_{e2}} = -1$$

$$\frac{v_{e2}}{v_{b1}} = \frac{R'_E}{r_{be1} + R'_E} = \frac{2400}{1938 + 2400} = 0.553$$

لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_{B1} \parallel (r_{be1} + R'_E) = \frac{17778 \times (1938 + 2400)}{17778 + 1938 + 2400} = 3487 \Omega$$

لیتے ہوئے

$$\frac{v_{b1}}{v_i} = \frac{3487}{r_i + 3487} = \frac{3487}{1000 + 3487} = 0.777$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$A_v = (-100)(-1) \times 0.553 \times 0.777 = 43 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

3.20 خطی لحاظ سے ایمپلیفائر کی درجہ بندی

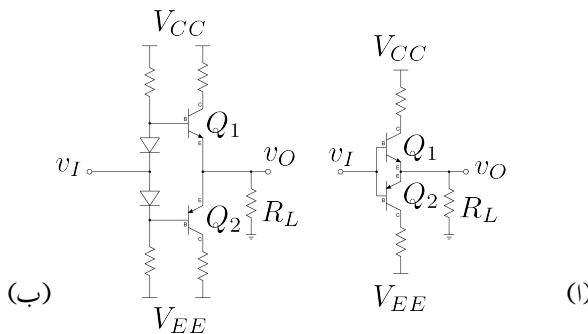
اب تک تمام ایمپلیفائر میں ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی کو یوں رکھا گیا کہ ٹرانزسٹر تمام اوقات خطی خطے میں رہے۔ ایسا ایمپلیفائر جو 360 زاویے کے اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے درجہ الف⁵⁵ کا ایمپلیفائر کہلاتا ہے۔ داخل اشارے کے عدم موجودگی میں بھی ایسے ایمپلیفائر میں I_{CQ} بر قی رو گزرتی ہے جس سے ٹرانزسٹر میں $V_{CEQ} I_{CQ}$ طاقت کا ضایع 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 پاؤ کر دہ V_{CE} سے قدر نیچے رکھنے سے 0 $\approx I_{CQ}$ رکھا جاسکتا ہے۔ npn 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 منقطع رہتا ہے اور یوں ایسا ایمپلیفائر منفی اشارہ بڑھانے کی صلاحیت نہیں رکھتا۔ pnp ٹرانزسٹر کی صورت میں ایسا ایمپلیفائر صرف منفی اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ ایسا ایمپلیفائر جو 180 زاویے پر اشارہ بڑھانے کے درجہ ب⁵⁷ ایمپلیفائر کہلاتا ہے۔

شکل 3.130 الف میں دو عدد درجہ ب ایمپلیفائر جوڑتے ہوئے ایک ایسا ایمپلیفائر تخلیق دیا گیا ہے جو 360 زاویے پر کام کرتا ہے۔ داخلی اشارے کی عدم موجودگی میں $V_{BE} = V_{EB} = 0\text{ V}$ ہوتا ہے۔ یوں دونوں ٹرانزسٹر منقطع رہتے ہیں اور ان میں طاقت کا ضایع نہیں پایا جاتا۔ ثابت اشارے کی صورت میں Q_1 چالو ہو جاتا ہے جبکہ منفی اشارے کی صورت میں Q_2 چالو ہو جاتا ہے۔ یوں $v_I \approx v_O$ حاصل ہوتا ہے۔ اگر داخلی اشارہ 0.7V سے کم ہو تو ٹرانزسٹر چالو نہ ہو پائیں گے۔ شکل ب میں اس مسئلے کو حل کرنا دلکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں ڈائوڈیں ہے مائل ہیں اور یوں ان پر تقریباً 0.7V پایا جائے گا۔ یوں معمولی ثابت حیطے پر ہی Q_1 چالو ہو جائے گا اور اسی طرح معمولی منفی حیطے پر Q_2 چالو ہو جائے گا۔

درجہ ب ایمپلیفائر کے خارجی اشارے کی شکل بگزی ہوتی ہے۔ اس کی شکل درست کرنے کی خاطر درجہ الف اور درجہ ب کی درمیانی صورت اختیار کی جاتی ہے جہاں ایمپلیفائر 180 سے قدر زیادہ زاویے تک کام کرے۔ ایسے ایمپلیفائر کو درجہ الف۔ ب⁵⁸ ایمپلیفائر کہا جاتا ہے۔

class A⁵⁵
آپ کئی نہیں چاہیں گے کہ آپ کے موہاں کی بہتری بغیر استعمال کے ختم ہو جائے۔
class B⁵⁷
class AB⁵⁸



شکل 3.130: درجہ ایکپلینیاٹر

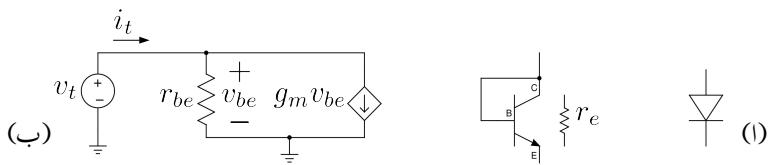
درجہ پ⁵⁹ ایکپلینیاٹر سے مراد ایسا ایکپلینیاٹر ہے جو 180 سے کم زاویے پر کام کرتا ہو۔ ایسے ایکپلینیاٹر انہیں بلند تعدد⁶⁰ پر استعمال کئے جاتے ہیں جہاں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب LC کی مدد سے درکار خارجی اشارة پیدا کیا جاتا ہے۔

درجہ ت⁶¹ ایکپلینیاٹر سے مراد ایسا ایکپلینیاٹر ہے جس میں ٹرانزسٹر بطور سونچ کام کرتا ہو۔ ٹرانزسٹر یا مکمل چالو اور یا پھر مکمل منقطع رہتا ہے۔

3.21 ٹرانزسٹر سے ڈائیوڈ کا حصول

مخلوط ادوار میں ڈائیوڈ از خود نہیں بنایا جاتا بلکہ اس کی جگہ ٹرانزسٹر بنایا جاتا ہے اور اس ٹرانزسٹر کے میں کو مکثہ 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 دھائی گئی ہے۔ پونکہ ٹرانزسٹر کے میں اور مکثہ آپس میں جڑے ہیں لہذا $v_{CE} = v_{BE}$ ہو گا اور یہ بالکل ایک ڈائیوڈ کی طرح ہی کردار ادا کرے گا۔ آئیں اس ڈائیوڈ کا پاریک اشاراتی داخلی مزاجمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کے مکثہ اور لمبٹر کے مابین v_t بر قی دباو

class C⁵⁹
RF⁶⁰
class D⁶¹



شکل 3.131: ڈائیوڈ سے ڈائیوڈ کا حصول

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 دور دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر ہم لکھ سکتے ہیں

$$i_t = \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_{be}$$

$$v_{be} = v_t$$

جن سے

$$i_t = \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_t$$

$$= \left(\frac{1 + g_m r_{be}}{r_{be}} \right) v_t$$

$$= \left(\frac{1 + \beta}{r_{be}} \right) v_t$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسرے قدم پر $g_m r_{be} = \beta$ 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 $r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$ ۔ اس مساوات سے ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_e حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.131 اف میں ٹرانزسٹر کے سامنے ٹکٹر اور ایمپٹر کے مابین r_e کو مزاحمت اسی کو ظاہر کر رہی ہے۔

مثال 3.58: ایک ٹرانزسٹر کے ٹکٹر اور ایمپٹر کے مابین کو آپس میں جوڑ کر ٹرانزسٹر کو بطور ڈائیوڈ استعمال کیا جا رہا ہے۔ اس ٹرانزسٹر میں 1 mA کا یک سمتی برقی رو پایا جاتا ہے۔ اس ڈائیوڈ کی باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔

لے پر 1 mA:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.04 S$$

$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega$$

حاصل ہوتے ہے لہذا اس ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت Ω 25 ہے۔

منع برقی دباؤ 3.22

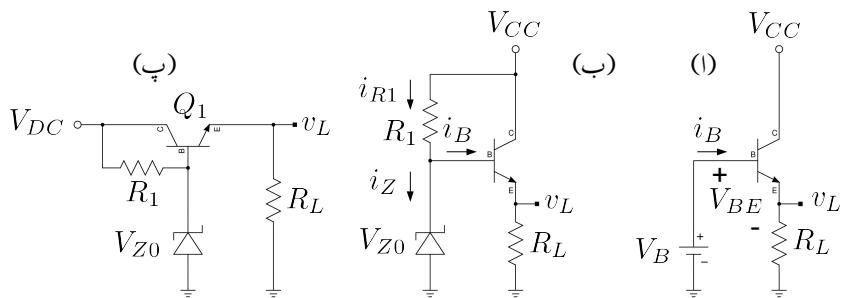
صفحہ 193 پر مثال 2.20 میں آپ نے دیکھا کہ زیز ڈائیوڈ میں برقی رو کے تبدیلی کی وجہ سے منع کے برقی دباؤ میں تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ اس حصے میں زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کرتے ہوئے بہتر منع بنائی جائے گی۔

شکل 3.132 اف مشترکہ ایکٹر ایمپلینیفارٹر ہے جس کے داخلی جانب بیٹری سے V_B برقی دباؤ مہبیا کی گئی ہے۔ یوں خارجی جانب $v_L = V_B - V_{BE}$ ہو گا۔ برقی بوجھ R_L میں برقی رو i_L کی قیمت $\frac{v_L}{R_L}$ ہو گی اور بیٹری سے $\frac{i_L}{\beta+1}$ برقی رو حاصل کی جائے گی۔

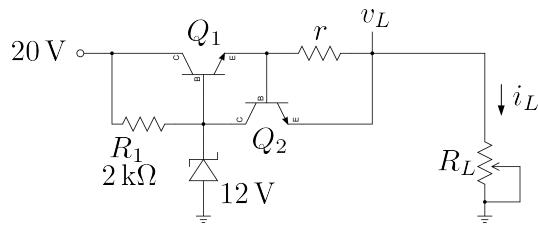
شکل ب میں بیٹری کی جگہ مزاحمت R_1 اور زیز ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ زیز ڈائیوڈ کو غیر قابو صورت میں تصور کرتے ہوئے ٹرانزیستر کے بیس پر $V_{Z0} - V_{BE}$ برقی دباؤ پایا جائے گا اور یوں $v_L = V_{Z0} - V_{BE}$ ہو گا۔ $R_L \rightarrow \infty$ کی صورت میں $i_B = \frac{i_L}{\beta+1} = 0 A$ اور یوں $i_L = 0 A$ ہو گا۔ اسی طرح

$$(3.249) \quad i_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1}$$

$i_B = 0 A$ کی صورت میں کرخوف کے قانون برائے برقی رو $i_Z = i_{R1} = i_B + i_Z$ سے $i_{R1} = i_B + i_Z = 0 A + i_Z > R_L > 0 \Omega$ کی قیمت محدود اور 0Ω سے زیادہ یعنی حاصل ہوتا ہے۔ اب تصور کریں کہ R_L کی صورت میں کرخوف کے قانون برائے برقی رو $i_Z = i_{R1} = i_B + i_Z = 0 A + i_Z > R_L > 0 \Omega$ کی قیمت محدود اور 0Ω سے زیادہ یعنی



شکل 3.132: مشترک ایکٹر بطور منبع برقی دباؤ



شکل 3.133: تراز سٹر سے حاصل منبع برقی دباؤ

ہے۔ اب بھی i_{R1} مندرجہ بالا مساوات سے ہی حاصل ہو گی۔ البتہ $i_L = \frac{v_L}{R_L}$ اور $i_B = \frac{i_L}{\beta+1}$ ہوں گے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_Z &= i_{R1} - i_B \\ &= \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1} - \frac{i_L}{\beta+1} \end{aligned}$$

ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_L کی قیمت کا دار و مدار صرف زیز ڈائوڈ کے برقی دباؤ پر ہے۔ یوں اس دور کو بطور منبع برقی دباؤ⁶² استعمال کیا جاسکتا ہے۔ اس دور کو بطور منبع برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے شکل پ کے طرز پر بنایا جاتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ i_L میں Δi_L تبدیلی سے i_B میں صرف $\frac{\Delta i_L}{\beta+1}$ تبدیلی رو نما ہو گی۔

⁶²voltage source

کی صورت میں i_L کے تبدیلی کو سو گناہم کر دیا گیا ہے۔ یوں زینر ڈائیوڈ کے برقی رو میں بھی سو گناہم تبدیلی پیدا ہو گی جس سے زینر ڈائیوڈ پر پائے جانے والے برقی دباؤ میں تبدیلی بھی سو گناہم ہو گی۔

شکل 3.132 پر میں اگر R_L کی مزاحمت نہیں کم کر دی جائے یا منبع کے خارجی جانب کو برقی زمین کے ساتھ قصر دور کر دیا جائے تو ایسی صورت میں ٹرانزیستر کے جلنے کا امکان ہو گا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر منبع کے خارجی برقی رو کی حد مقرر کر دی جاتی ہے۔ اس حد سے کم برقی رو کی صورت میں منبع بالکل عام حالت کی طرح کام کرتے ہوئے مقرر برقی دباؤ مہیا کرتی ہے ابتدہ جیسے ہی برقی رو اس حد سے تجاوز کرنے کی کوشش کرے، منبع خارجی برقی دباؤ کو گھٹا کر برقی رو کو مقررہ حد کے اندر رکھتی ہے۔ شکل 3.133 میں ٹرانزیستر Q_2 اور مزاحمت r اسی مقصد کی خاطر منبع میں نسب کئے گئے ہیں۔

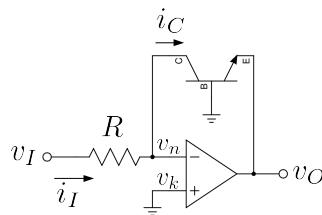
برقی رو i_L مزاحمت r میں گزرتے ہوئے اس پر i_{Lr} برقی دباؤ پیدا کرے گا جو درحقیقت Q_2 کا V_{BE} ہے۔ جب تک V_{BE} کی قیمت تقریباً 0.5V سے کم رہے اس وقت تک Q_2 منقطع رہے گا اور اس کا کسی قسم کا کوئی کردار نہیں ہو گا۔ لبتاً اگر i_L بڑھتے ہوئے اتنی ہو جائے کہ $V_{BE} \geq 0.5\text{V}$ ہو، تب Q_2 چالو ہو کر i_S میں اضافہ پیدا کرتے ہوئے خارجی برقی دباؤ v_L گھٹائے گا۔

r کی صورت میں i_L کی حد $\frac{0.5}{2.5} = 200\text{mA}$ ہو گی۔ اتنی برقی رو پر بھی Q_1 کا i_B صرف 2mA ہے۔ چالو Q_2 جیسے ہی 4mA سے زیادہ برقی رو گزارے گا اسی وقت زینر ڈائیوڈ غیر قابو حالت سے نکل آئے گا اور اس پر برقی دباؤ 12V سے گھٹ جائیں گے۔ بُری ترین صورت اس وقت پیش آئے گی جب $v_L = 0\text{V}$ ہوں۔ ایسا خارجی جانب قصر دور ہونے سے ہو سکتا ہے۔ اس وقت $V_{CE(\text{ثابت})} < V_{CE(\text{نیزفراہم})}$ 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 گزرتا ہو گا البتہ $i_L = 209.9\text{mA}$ تک بچنے پائے گا۔ یاد رہے کہ Q_2 کسی صورت بھی Q_1 کو 200mA 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 $v_L = V_{Z0} - V_{BE} - i_{Lr}$ لیکن جیسا آپ نے دیکھا اس مزاحمت کی قیمت نہیں کم ہوتی ہے اور کم برقی رو پر اس کے اثر کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ اس مزاحمت کے اثر کو منبع میں مزید پر زے نسب کر کے ختم کیا جا سکتا ہے۔



شکل 3.134: ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفائر

3.23 ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفائر

شکل 3.134 میں ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفائر⁶³ دکھایا گیا ہے۔ $v_k = v_n = 0 \text{ V}$ ہونے کی بدولت

$$i_I = \frac{v_I}{R}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ کرخوف 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۔ $v_{BE} = -v_O$

$$\begin{aligned} \frac{v_I}{R} &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ &= I_S e^{-\frac{v_O}{V_T}} \end{aligned}$$

جس سے

$$(3.250) \quad v_O = -V_T \ln \frac{v_I}{I_S R}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت خارجی برقی دباؤ v_O داخلی برقی دباؤ کے قدرتی لاگ⁶⁴ کے برابر ہے۔ بیہاں رک کر شکل 2.24 کو بھی ایک نظر دیکھیں۔

⁶³ log amplifier
⁶⁴ ln

3.24 شاٹکی ٹرانزسٹر

غیر افراستنده 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 افراستنده نظمے 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-افراستنده حال سے افراستنده حال میں نہیں لایا جا سکتا۔ اگر کسی طرح ان کپیسٹروں کی قیمت کم کر دی جائے تو ٹرانزسٹر زیادہ تیز رفتار پر کام کرنے کے قابل ہو جائے گا۔

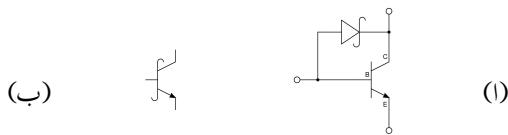
شکل 3.135 الف میں ٹرانزسٹر کے بیس اور گلکٹر کے درمیان شائٹکی ڈائیوڈ نسب کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے شائٹکی ٹرانزسٹر⁶⁶ وجود میں آتا ہے جس کی علامت شکل ب میں دکھائی گئی ہے۔ شائٹکی ٹرانزسٹر کی کارکردگی شکل 3.136 میں دئے ایکپلینائز کی مدد سے دیکھتے ہیں۔ چالو ٹرانزسٹر کا $V_{BE} = 0.7V$ ہوتا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر افراستنده حال میں ہوتب شائٹکی ڈائیوڈ مائن ہو گا اور اس کا کوئی کردار نہیں ہو گا البتہ اگر ٹرانزسٹر غیر افراستنده ہونے کی کوشش کرے تب V_{CE} کم ہو کر شائٹکی ڈائیوڈ کو سیدھا مائن کر دے گا۔ یہی صورت حال شکل میں دکھائی گئی ہے۔ نہیں سے ایک اہم حقیقت واضح ہوتی ہے۔ چونکہ سیدھے مائل شائٹکی 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 بر قی رو قابل نظر انداز ہوتی ہے۔ یوں صفحہ 173 پر دئے مساوات 2.66 کے تحت اس جوڑ کی نفوذی کپیسٹنس بھی قابل نظر انداز ہو گی۔ کپیسٹر کے کم ہونے کی وجہ سے یہ ٹرانزسٹر زیادہ رفتار پر کام کر پائے گا۔

کرخوف کے قانون بجائے بر قی دباؤ سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$V_{BE} = V_{CE} + V_D$$

کے برابر ہے۔ یوں شائٹکی ڈائیوڈ کے سیدھے بر قی دباؤ کو $0.3V$ لیتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ $V_{CE} = 0.4V$ حاصل ہوتا ہے۔ یہ اہم حقیقت ہے جس کے مطابق شائٹکی ٹرانزسٹر کا V_{CE} کسی صورت $0.4V$ سے کم نہیں ہو سکتا اور یوں یہ کبھی بھی غیر افراستنده حال میں نہیں پایا جائے گا۔

charge⁶⁵
Schottky transistor⁶⁶



شکل 3.135: شائکی ٹرانزسٹر کی بناؤٹ اور علامت

شکل میں پوں

$$I_{RB} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{9.7 - 0.7}{10000} = 0.9 \text{ mA}$$

$$I_{RC} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{9.4 - 0.4}{1200} = 7.5 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ مزید کر خوف کے قانون برائے برقی رو سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$I_D = I_{RB} - I_B$$

ہیں۔ ان دو مساوات کے ساتھ $I_B = \frac{I_C}{\beta}$ کو ملا کر

$$I_C = I_{RB} - I_B + I_{RC}$$

$$= I_{RB} - \frac{I_C}{\beta} + I_{RC}$$

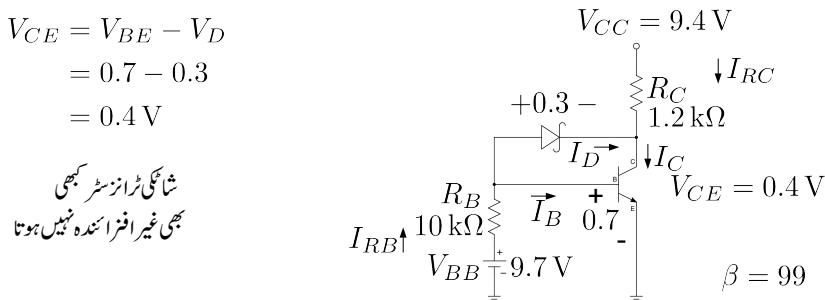
یعنی

$$I_C = 8.316 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$I_D = I_C - I_{RC} = 0.816 \text{ mA}$$

ہوں گے۔



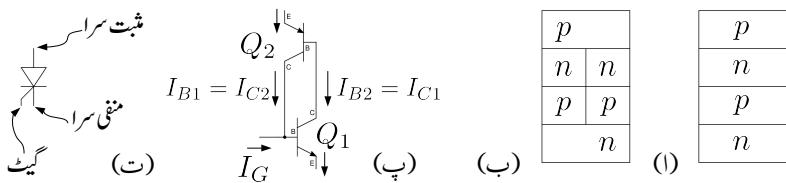
شکل 3.136: شانگی ایکسلیناٹر

3.25 قوی ٹرانزسٹر

سیلکان پتری پر ٹرانزسٹر کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر بنائے جاتے ہیں۔ کمی ایکسپریس اور کمی سودولٹ 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 ماسکرو و سینڈ کے لگ بھگ دورانیہ میں چالو سے مقطوع یا مقطوع 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} لگھتا ہے۔ یوں متوازی جڑے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ٹرانزسٹر زیادہ گرم ہو تو اس کا V_{BE} لگھ 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 مکشفر کو عموماً موصل نالی دار دھاتی چادر⁶⁹ کے ساتھ جوڑ کر ٹھنڈا رکھا جاتا ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کو قریب قریب ایک ہی موصل نالی دار دھاتی چادر کے ساتھ جوڑ کر کوشش کی جاتی ہے کہ تمام ٹرانزسٹر ایک ہی درجہ حرارت پر رہیں تا کہ ان میں برقی رو کی تقسیم متاثر نہ ہو۔

power transistor⁶⁷
inverter⁶⁸
heat sink⁶⁹



شكل 3.137: قابو ریکٹیفائر

3.26 قابو ریکٹیفائر

شكل 3.137 میں p اور n کے چار تہہ کا پڑہ دکھایا گیا ہے جسے قابو ریکٹیفائر⁷⁰ کہتے ہیں۔ شکل ب کے درمیان لکیر لگا کر اسی کو آپس میں جڑے pnp اور npn ٹرانزسٹر دکھایا گیا ہے جس سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔ قابو ریکٹیفائر کے عموماً تین سرے باہر مہیا کئے جاتے ہیں جنہیں ہم مثبت سرا⁷¹، منفی سرا⁷² اور گیٹ⁷³ کہیں گے۔ گیٹ عموماً npn کا ہیں ہوتا ہے۔ قابو ریکٹیفائر کی علامت شکل ت میں دکھائی گئی ہے۔

قابو ریکٹیفائر کی کارکردگی با اسانی شکل پ کی مدد سے سمجھی جاسکتی ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر منقطع ہیں۔ یہ ورنہ مداخلت کے بغیر دونوں منقطع ہی رہیں گے۔ اب تصور کریں کہ گیٹ پر باہر سے برقی رو I_G فراہم کی جاتی ہے۔ یوں Q_1 چالو ہو کر $I_{C2} = \beta_1 I_G$ خارج کرے گا جو کہ Q_2 کے بیس کی برقی رو ہے اور یوں Q_2 بھی چالو ہو کر $\beta_2 I_{B2}$ خارج کرے گا جو Q_1 کو برقرار چالو رکھے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر اب I_G کو صفر بھی کر دیا جائے تو قابو ریکٹیفائر چالو ہی رہے گا۔ حقیقت میں دیکھا گیا ہے کہ I_G منفی کرنے سے بھی قابو ریکٹیفائر منقطع نہیں ہوتا۔ قابو ریکٹیفائر کو بغیر I_G کے چالو رکھنے کی خاطر ضروری ہے کہ اس میں کم از کم 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 گزرتے ہوئے برقی رو کو کچھ دورانیے کے لئے تقریباً صفر کرنا ہو گا۔ حقیقت میں اگر اس سے گزرتی برقی رو کو ایک مخصوص حد I_h سے کم کر دی جائے تو

scr, thyristor⁷⁰anode⁷¹cathode⁷²gate⁷³latching current⁷⁴

قابو ریکشیفار مقطع صورت اختیار کر لیتا ہے۔ اس حد کو ہم قابو ریکشیفار کی برق رو منقطع کرنے کی حد⁷⁵ کہیں گے۔

چالو ہونے کے بعد قابو ریکشیفار بالکل ایک سادہ ڈائیوڈ کی طرح کام کرتے ہوئے گزرتی برقی رو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دیتا ہے۔

قابو ریکشیفار بغیر I_G کے بھی کئی طریقوں سے چالو کیا جاسکتا ہے۔ اگر اس پر لا گو برقی دباؤ قابل برداشت حد سے تجاوز کر جائے تو یہ چالو ہو جاتا ہے۔ اسی طرح درجہ حرارت بڑھانے سے ٹرانزیستر کی الٹی جانب رستا برقی رو بڑھتی ہے جس سے یہ چالو ہو سکتا ہے۔

جہاں قوی ٹرانزیستر صرف چند آئپیسر برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے وہاں قابو ریکشیفار کئی ہزار آئپیسر قابو کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے اور یہ کئی سیکڑوں ولٹ کے برقی دباؤ کو برداشت کر سکتا ہے۔ اس وقت ٹرانزیستر پر مبنی انورث⁷⁶ تقریباً 100 kW تک دستیاب ہیں جبکہ قابو ریکشیفار پر مبنی 10 MW طاقت کے انورث لوہے کی بھیلوں میں عام استعمال ہوتے ہیں۔

holding current⁷⁵
inverter⁷⁶

امثل

$$i_C = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}$$

$$I_C = \alpha I_E$$

$$I_E = I_B + I_C$$

$$i_c = \beta i_b$$

$$i_e = (\beta + 1) i_b$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CE, \text{ذيل}} = 0.2 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_Q = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$r_o = \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_Q = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

$$R_E = \frac{10R_B}{\beta + 1}$$

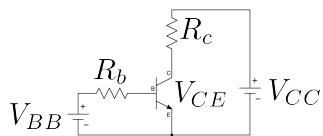
$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B \ll (\beta + 1) R_E$$

$$S_{V_{BE}} \approx -\frac{1}{R_E}$$

$$S_\beta = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[\frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right]$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{کمٹی} + R_{پتی}}$$

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\alpha \left(\frac{\text{کل مزاجت}}{\text{اینٹر پل مزاجت}} \right)$$



شکل 3.138: ٹرانزسٹر کا یک سختی دوسر

سوالات

مندرجہ ذیل سوالات میں $I_C = I_E$ قصور کرتے ہوئے حل کریں۔

سوال 3.1: شکل 3.138 میں

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 10 \text{ V} & V_{BB} &= 2.5 \text{ V} & \beta &= 99 \\R_b &= 147 \text{ k}\Omega & R_c &= 4 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

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۔

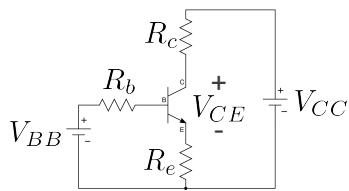
جوابات: $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$ اور $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ، $I_C = 0.8166 \text{ mA}$

سوال 3.4: شکل 3.138 میں

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 20 \text{ V} & \beta &= 99 \\R_b &= 100 \text{ k}\Omega & R_c &= 9 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

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 3.5: سوال 3.4 میں $V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$ کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر V_{BB} ہو گا۔

$$V_{BB} = 1.811 \text{ V}, I_B = 11.11 \mu\text{A}, I_C = 1.111 \text{ mA}$$

جواب: 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۔

$$V_{CE} = 5.528 \text{ V} \text{ اور } I_B = 17.49 \mu\text{A}, I_C = 1.73 \text{ mA}$$

سوال 3.6: سوال 3.6 میں $V_{BB} = 6 \text{ V}$ کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

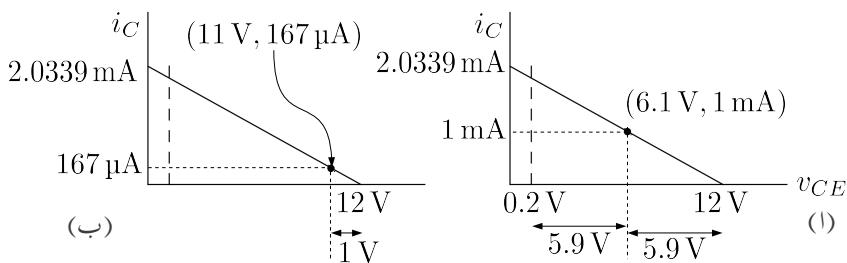
$$V_{CE} = 0.2 \text{ V} \text{ اور } I_B = 84.03 \mu\text{A}, I_C = 2.681 \text{ mA}$$

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 $V_{CE} = 6 \text{ V}$ اور $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$ اور $V_{CC} = 12 \text{ V}$ بیں۔ $\beta = 37$ رکھنے کی خاطر درکار R_B اور V_{BB} حاصل کریں۔

جوابات: $V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B$ اور $R_B = 49.14 \mu\text{A}$ ، $I_C = 1.8182 \text{ mA}$ سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ البتہ اس مساوات میں دو نامعلوم ہیں۔ دو نامعلوم اجزاء حاصل کرنے کی خاطر دو مساوات درکار ہوتے ہیں۔ اس طرح کے مسائل سے انجنئر کا عموماً واسطہ پڑتا ہے۔ انجنئر کی صلاحیت بیان کام آتی



شکل 3.140

ہے۔ موجودہ مسئلہ میں اگر V_{BB} اور R_B میں سے کسی ایک کی قیمت چن لی جائے تو دوسرے کی قیمت اس مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ یہاں $V_{BB} = 6 \text{ V}$ پہنچ سے $R_B = 107.86 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

سوال 3.10: شکل 3.139 میں $V_{CE} = 6 \text{ V}$, $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$ اور $\beta = 37$ ہیں۔ اس سے $I_C = 1 \text{ mA}$ رکھنے کی خاطر بقایا اجزاء حاصل کریں۔

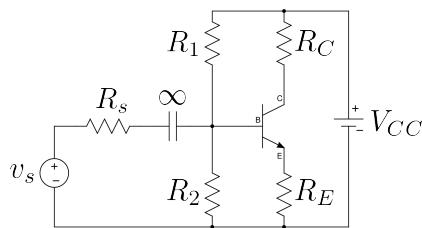
جوابات: $V_{BB} = 3.67 \text{ V}$ اور $R_B = 10.26 \text{ k}\Omega$, $R_E = 2.7 \text{ k}\Omega$

سوال 3.11: شکل 3.139 میں $\beta = 37$ اور $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ہیں۔ خارجی اشارے کا جیٹ زیادہ سے زیادہ رکھنے کی خاطر خطِ بوجہ کھینچیں اور اس سے V_{CEQ} حاصل کریں۔ بقایا تمام اجزاء بھی حاصل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے $I_C = 1 \text{ mA}$ اور $R_C = 10R_E$ رکھیں۔

جوابات: خطِ بوجہ کو شکل 3.140 کا لف میں دکھایا گیا ہے جس سے $V_{CEQ} = 6.1 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ $V_{BB} = 1.29 \text{ V}$, $R_B = 2.04 \text{ k}\Omega$, $R_C = 5.36 \text{ k}\Omega$, $R_E = 536 \Omega$

سوال 3.12: شکل 3.139 میں خارجی اشارے کا جیٹ $V_{CC} = 11 \text{ V} \pm 1 \text{ V}$ متوقع ہے۔ دور کو نو وولٹ کے بیڑی سے مہیا کیا جاتا ہے۔ بیڑی 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 خطِ بوجہ سے V_{CEQ} اور I_{CQ} کا تعین کر کے V_{BB} حاصل کریں۔

جوابات: خطِ بوجہ کو شکل 3.140 ب میں دکھایا گیا ہے جس سے $I_C = 167 \mu\text{A}$ 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 بھی 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 $I_C = 0.65\text{V}$ ہوتا کیا ہو گی۔

جواب: $I_C = 251\mu\text{A}$ ۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ V_{BE} میں ذرہ سی تبدیلی سے برقی روپچاں فنی 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 $I_C = 1\text{mA}$ ، $V_{CE} = 5\text{V}$ اور $V_{CC} = 21\text{V}$ 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 فنی 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 3.17: سوال 3.16 کے تمام مزاجمت اور ٹرانزسٹر کے میں۔ ٹکٹر جوڑ پر برقی طاقت کا ضایع حاصل کریں۔

جوابات: لیتے ہوئے $I_C = I_E = 10.7 \text{ mA}$ حاصل ہوتا ہے۔ $P_{RE} = 57 \text{ mW}$ اور $P_{RC} = 11.4 \text{ mW}$ اور $P_{R2} = \frac{V_B^2}{R_2}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $V_B = 1.77 \text{ V}$ اور $V_E = I_E R_E = 1.07 \text{ V}$ اور $P_{R1} = 4.5 \text{ mW}$ اور 0.78 mW

سوال 3.18: شکل 3.141 میں R_E کے متوازی لا محدود قیمت کا کپیسٹر نب کیا جاتا ہے۔ $R_C = 750 \Omega$ ، $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ، $\beta = 37$ ، $R_E = 750 \Omega$ ،

$I_{CQ} = 6 \text{ mA}$ کی خاطر R_1 اور R_2 حاصل کریں۔

- یک سمیتی اور بدلتی رو خط بوجھ کھینچیں اور ان پر تمام اہم تنظیں ظاہر کریں۔

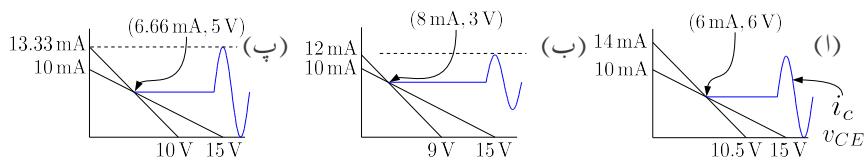
- غیر اخراجی V_{CEQ} کو نظر انداز کرte ہوئے، حاصل قیمتوں کے استعمال سے خارجی اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیطہ کیا ہو گا۔

جوابات:

$$R_2 = 4572 \Omega , R_1 = 7566 \Omega , V_{BB} = 5.65 \text{ V}$$

- شکل 3.142 الف میں یک سمیتی اور بدلتی رو، خط بوجھ دکھائے گئے ہیں۔ بدلتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان $\frac{1}{750}$ ہے اور یہ یک سمیتی رو، خط بوجھ کو نقطہ کار کردگی پر نکرتا ہے۔

- شکل سے i_c کا جیط 6 mA تک ممکن ہے۔ i_c کی منفی چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔



شکل 3.142:

سوال 19: سوال 3.18 میں $I_{CQ} = 9 \text{ mA}$ کا زیادہ سے زیادہ جیٹہ کیا ممکن ہے۔

حل: شکل 3.142 ب میں یک سمتی اور بدلتی رو خطوط دکھائے گئے ہیں جہاں سے i_c کا زیادہ سے زیادہ جیٹہ 4 mA تک ممکن ہے۔ i_c کی ثابت چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔

سوال 20: سوال 3.18 میں نقطہ کار کردو گی کس مقام پر رکھنے سے i_c کا جیٹہ زیادہ حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ اس جیٹہ کی قیمت حاصل کریں۔

حل: (پ) $I_{CQ} = 6.66 \text{ mA}, 5 \text{ V}$ درکار نقطہ کار کردو گی ہے۔ جیسے شکل 3.142 پ میں دکھایا گیا ہے کا زیادہ سے زیادہ جیٹہ 6.66 mA ہو گا۔ i_c کا جیٹہ 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 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 منفی برقی بار² جبکہ p قسم کے فیٹ میں بذریعہ ثابت برقی بار ہوتا ہے۔

میدانی ٹرانزسٹر کے کئی اقسام ہیں جن میں ماسفیٹ MOSFET سب سے زیادہ مقبول ہے۔ بقیا 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 سیلکان کی پتڑی پر زیادہ گھنے ادوار بنانا ممکن ہوتا ہے۔ مخلوط عددی ادوار صرف ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے تخلیق و بنا ممکن ہے یعنی ایسے ادوار مزاحمت یا ڈائیوڈ کے استعمال کے بغیر بنائے جا سکتے 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۔

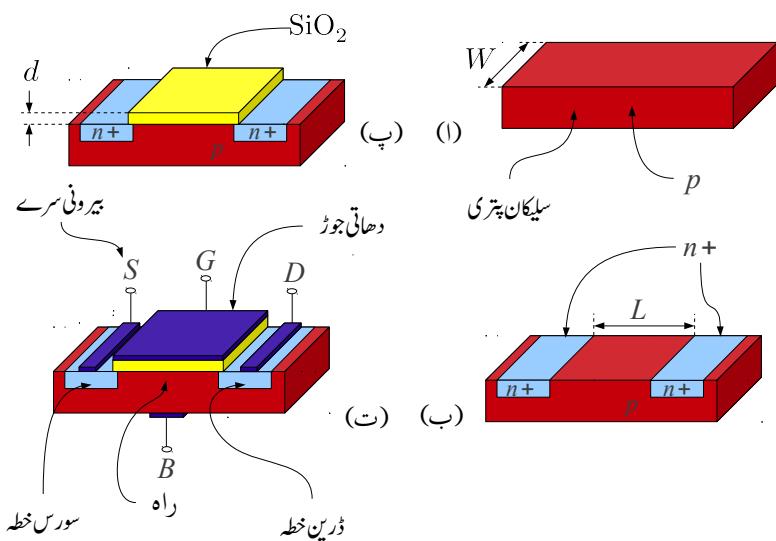
electric field intensity¹

charge²

digital integrated circuits³

microprocessor⁴

memory⁵

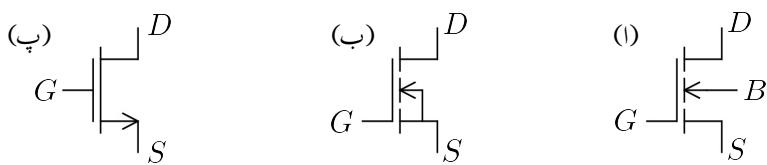


شکل 4.1: n ماسفیٹ کی ساخت

4.1 n ماسفیٹ کی ساخت (بڑھاتا n ماسفیٹ)

شکل 4.1 میں n ماسفیٹ بنتے ہوئے دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں وضاحت کی غرض سے ماسفیٹ کے مختلف حصے بڑھا چڑھا کر دکھائے گئے ہیں جن کا ماسفیٹ کے حقیقی جسمات سے کوئی تعلق نہیں۔ اگرچہ شکل میں سیلیکان کی پتہ ری کی موٹائی کو کم دکھایا گیا ہے حقیقت میں یہ ماسفیٹ کے جسمات سے اتنی موٹی ہوتی ہے کہ اس کے موٹائی کو ماسفیٹ کی جسمات سے لامدد و تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 4.1 اف میں ثابت یعنی p قسم کے سیلیکان⁶ کی پتہ ری جس کی چوڑائی W ہے سے شروع کیا گیا ہے۔ سیلیکان پتہ ری کی موٹائی ماسفیٹ کے وجود سے بہت زیادہ ہوتی ہے لہذا سیلیکان پتہ ری کی موٹائی کو لامدد و تصور کیا جاتا ہے۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس پتہ ری میں دو جگہ دوری جدول⁷ کے پانچویں گروہ، یعنی n قسم کے ایٹموں کے نفوذ سے ملاوت کر کے + n+ خطے بنائے گئے ہیں۔ ان خطوں میں n ایٹموں کی عددی کثافت عام حالات سے کئی زیادہ رکھی جاتی ہے۔ اسی لئے انہیں n کے بجائے n+ خطے کہا گیا ہے۔ ان دو + n+ خطوں کے مابین فاصلہ L ہے۔ شکل پ میں p قسم کی سیلیکان کی پتہ ری

silicon⁶
periodic table⁷



شکل 4.2: n بڑھاتا ماسفیٹ کی مختلف علامتیں

کے اوپر، دو $n+$ خطوں کے مابین SiO_2 اگایا جاتا ہے۔ SiO_2 انتہائی بہتر غیر موصل ہے۔ اگائے گئے SiO_2 کی موٹائی d ہے۔ شکل ت میں $n+$ خطوں کے علاوہ SiO_2 کے اوپر اور سیلیکان پتھری کے نچلے سطح پر برقی جوڑ بنانے کی غرض سے دھات جوڑا گیا ہے۔ ان چاروں دھاتی سطحوں کے ساتھ برقی تار جوڑ کر انہیں بطور ماسفیٹ کے بیرونی سروں کے استعمال کیا جاتا ہے۔ ان بیرونی برقی سروں کو سورس، گیٹ⁸، ڈرین اور بدن⁹ کہا جائے گا اور انہیں S، G، D اور B سے پہچانا جاتا ہے۔ شکل 4.2 میں ماسفیٹ کی مختلف علامتیں دکھائی گئی ہیں۔ عموماً بدن¹⁰ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر باہر ان دونوں کے لئے ایک ہی سرا نکلا جاتا ہے جسے سورس تصور کیا جاتا ہے۔ اسی صورت میں ماسفیٹ کے تین سرے پائے جائیں گے۔ شکل پ میں اسی کی علامت دکھائی گئی ہے جہاں تیر کا نشان ماسفیٹ میں سے گزرتے برقی روکی 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 دباؤ کی شدت¹¹ کے ذریعہ سیلیکان کی پتھری میں، گیٹ کے نیچے، سورس اور ڈرین خطوں کے مابین برقی روکے لئے راہ¹² پیدا کی جاتی ہے۔ اس راہ کے مقام کو شکل ت میں دکھایا گیا ہے۔ سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ لاگو کرنے سے اس راہ میں برقی روکا گزر

MOSFET¹¹ کے نام کے پہلے تین مخفف یعنی Metal Oxide Semiconductor اس کی ساخت یعنی FET برقی دباؤ کی شدت سے پڑنے کے عمل یعنی Field Effect Transistor سے لے گئے ہیں جبکہ بچھا مخفف یعنی channel¹²

ہوتا ہے۔ جیسا کہ شکل سے واضح ہے اس راہ کی لمبائی L اور چوڑائی W ہو گی۔ راہ کی لمبائی عموماً $1 \mu\text{m}$ تا $10 \mu\text{m}$ جبکہ اس کی چوڑائی $2 \mu\text{m}$ تا $500 \mu\text{m}$ ہوتی ہے۔

دو بجڑ ٹرانزسٹر میں بیس پر لاؤ برقی رو کی مدد سے ٹرانزسٹر میں برقی رو I_C کو قابو کیا جاتا ہے جہاں میں میں برقی رو درکار ہوتی ہے۔ اس کے بر عکس ماسفیٹ کے گیٹ اور بقیا 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} آئپسیٹر کے لگ بھگ ہوتی ہے جو ایک قابل نظر انداز مقدار ہے۔

دو بجڑ 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 n 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 لاؤ 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 نہیں زیادہ مزاحمت (تقریباً $10^{12} \Omega$) پائی جاتی ہے۔

شکل 4.3 الف میں ماسفیٹ کا گیٹ آزاد رکھ کر اس کے سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ v_{DS} لاؤ کیا گیا ہے۔ مزید یہ کہ ان کے بدن اور ڈرین دونوں سروں کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ v_{DS} لاؤ کرنے سے ڈرین-بدن بجڑ پر ویران خطہ بڑھ جاتا ہے اور اس برقی دباؤ کو روکے رکھتا ہے۔

4.2.2 گیٹ کے ذریعہ برقی روکے 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 اقلیتی الیکٹران کو گیٹ کی جانب کھینچتا ہے۔ مزید یہ کہ اس برقی دباؤ کی وجہ سے دونوں $n+$ خطوں میں موجود (ضرورت سے زیادہ تعداد میں) آزاد الیکٹرانوں کو بھی گیٹ کے نیچے کھینچا جاتا ہے۔ اگر گیٹ پر ثبت برقی دباؤ بتدریج 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 *الٹاکرنا*¹³ کہتے ہیں اور ایسے اتنا کئے گئے خطے کو *الٹا خطہ*¹⁴ کہا جاتا ہے۔ گیٹ پر برقی دباؤ بڑھانے سے گیٹ کے نیچے اتنا خطہ بھی بڑھتا ہے اور آخر کار یہ سورس سے ڈرین تک پہنچ جاتا ہے۔ یوں سورس سے ڈرین تک n قسم کی راہ وجود میں آتی ہے۔ جیسے ہی سورس اور ڈرین خطوں کے مابین راہ پیدا ہوتا ہے ان خطوں کے مابین برقی روکا گزر ممکن ہو جاتا ہے۔ جس برقی دباؤ پر ایسا ہو جائے اس کو *دبليز برق دباؤ*¹⁵ 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 روکا گزر ممکن ہوتا ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ گیٹ پر V_t یا اس سے کم برقی دباؤ کی صورت میں ٹرانزسٹر غیر چالو یا منقطع رہتا ہے جبکہ گیٹ پر V_t سے زیادہ برقی دباؤ کی صورت میں ٹرانزسٹر چالو یا غیر منقطع رہتا ہے یعنی

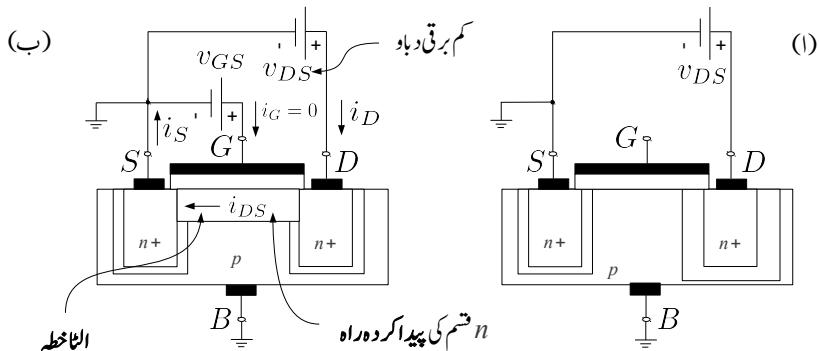
$$(4.1) \quad \begin{aligned} v_{GS} &\leq V_t && \text{منقطع} \\ v_{GS} &> V_t && \text{چالو یا غیر منقطع} \end{aligned}$$

یوں $v_{GS} = V_t$ کو *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} گزرتے 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 بتلاتا ہے۔ n راہ میں برقی روکا وجود الیکٹرانوں کے

inversion¹³
inversion layer¹⁴
threshold voltage¹⁵

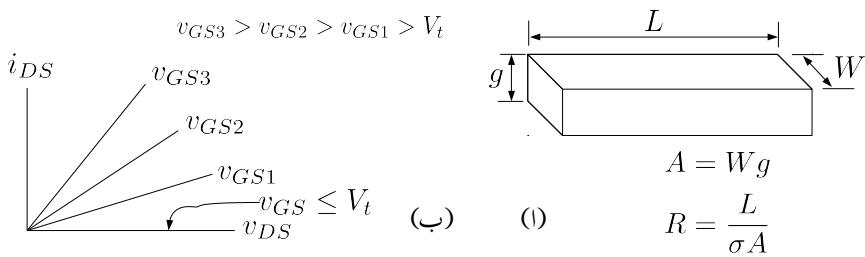


شکل 4.3: بر قی راہ کا وجود پیدا ہونا

حرکت کی بدولت ہے جو سورس سے راہ میں داخل ہو کر ڈرین تک سفر کرتے ہیں۔ اس کو یوں بھی کہا 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 نکلے ہیں۔ جیسے آپ آگے دیکھیں گے، ماسفیٹ کے گیٹ کی مدد سے ماسفیٹ میں بر قی رہو کو قابو کیا جاتا ہے۔ اسی سے گیٹ کا نام نکلا ہے۔ جیسا کہ اوپر ذکر ہوا، v_{DS} لاگو کے بغیر V_t میں 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 بر قی دباؤ کو V_t سے مزید بڑھانے سے گیٹ کے نیچے الکٹراؤن 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 4.4 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} بر قی 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 بر قی دباؤ v_{DS} لاگو کرنے سے اس میں بر قی 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} بر قی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ گیٹ پر بر قی دباؤ V_{GS} کے 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 بر قی دباؤ یعنی v_{GS2} لاگو

¹⁶ source
¹⁷ drain

¹⁸ جس مقام سے کوئی چیز غادر ہو، اس کو انگریزی میں سورس کہتے ہیں اور جہاں سے نئی ہو اس کو ڈرین کہتے ہیں۔
¹⁹ enhancement nMOSFET
²⁰ conductivity



شکل 4.4: پیدا کردہ راہ کی مزاحمت

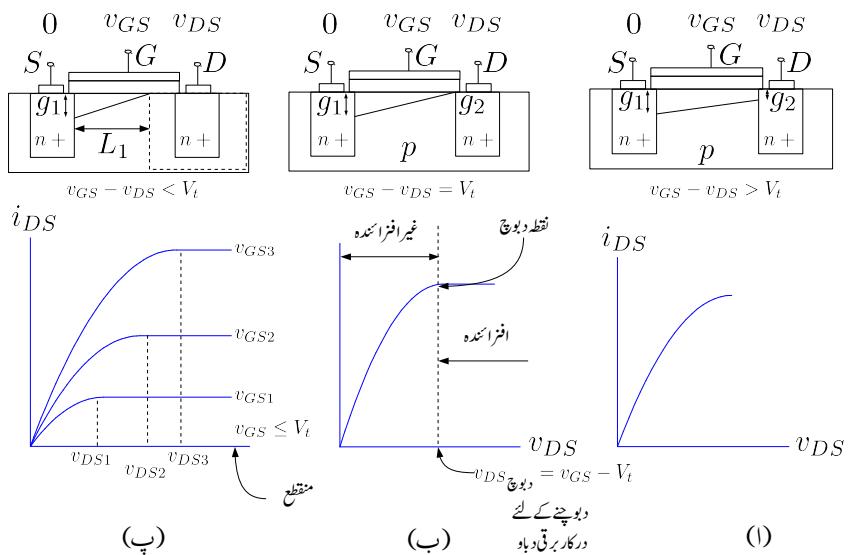
کرتے ہوئے $v_{DS} - i_{DS}$ کا خط گراف کیا گیا ہے۔ اسی طرح گیٹ پر برقی دباؤ کو مزید بڑھا کر v_{GS3} کرتے ہوئے بھی $v_{DS} - i_{DS}$ کا خط گراف کیا گیا ہے۔

سورس نخطے 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 خط برقی زمین یعنی صفر ولٹ پر ہے جبکہ گیٹ پر v_{GS} برقی دباؤ ہے۔ یوں یہاں گیٹ اور سیلیکان پتری کے مابین ($v_{GS} - 0 = v_{GS}$) 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 خط 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 یکونی 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

$$(4.3) \quad \frac{\text{لبائی}}{\text{رقہ} \times \text{موصلیت کا مستقل}} = \frac{L}{\sigma Wg} = \text{مزاحمت}$$



شکل 4.5: پیدا کردہ اس کی گہرائی اور n بڑھاتے ماسفیٹ کے خط

کے برابر ہوتی ہے۔ v_{DS} کی مقدار صفر وولٹ سے بڑھانے سے g_2 کم ہوتا ہے اور پیدا کردہ راہ کی مزاحمت بڑھتی ہے جس سے $v_{DS} - i_{DS}$ خط کی ڈھلوان کم ہو گی۔ شکل الف میں بڑھتے v_{DS} کے ساتھ $v_{DS} - i_{DS}$ خط کی ڈھلوان بذریعہ 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 ہوتی 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} کہتے ہیں۔ مساوات 4.4 سے

$$(4.5) \quad V_{DS} = v_{GS} - V_t$$

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 $v_{GD} = v_G - v_D$ لکھ کر

$$(4.6) \quad v_{GD} = V_t$$

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 دبوچ v_{DS} سے کم رہے، اسے بڑھانے سے i_{DS} بذریعہ بڑھتا ہے مگر چونکہ v_{DS} بڑھانے سے پیدا

pinch off²¹

کردہ راہ کی مراحت بھی بڑھتی ہے لہذا v_{DS_i} کے بڑھنے کی شرح بتاریخ کم ہوتی ہے۔ v_{DS_i} پر ٹرانزسٹر میں گزرتی برقی رو کی قیمت v_{DS_i} کہلاتی ہے اور اگر v_{DS_i} کو دبوچ سے بڑھایا جائے تو دیکھا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر سے گزرتی برقی رو مستقل v_{DS_i} 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 افزاں ندہ اور غیر افزاں ندہ خطے بھی دکھائے گئے ہیں۔ یہ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے نوعیت کے ہی ہیں۔ شکل 4.5 پ میں مختلف گیٹ کے برقی دباؤ پر v_{DS_i} کے خط کھینچ گئے ہیں اور ان کے نقطہ دبوچ پر برقی دباؤ کو v_{DS1} ، v_{DS2} اور v_{DS3} لکھ کر واضح کیا گیا ہے۔ سورس خطہ برقی زمین پر رکھتے ہوئے اگر گیٹ پر برقی دباؤ V_t سے کم ہو تب راہ وجود میں نہیں آتا اور ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کئے رہتا ہے اور اس میں برقی رو کی قیمت صفر رہتی ہے۔ منقطع صورت بھی اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔

n ماسفیٹ کے ان نتائج کو یہاں ایک جگہ لکھتے ہیں۔

منقطع

$$(4.7) \quad v_{GS} \leq V_t$$

چالو

$$(4.8) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} - v_{DS} \geq V_t & \text{غیر افزاں ندہ} \\ v_{GS} - v_{DS} = V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GS} - v_{DS} \leq V_t & \text{افزاں ندہ} \end{array}$$

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۔

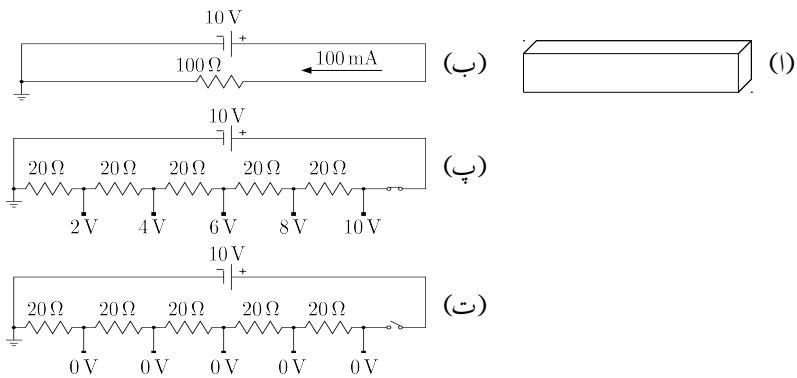
مثال 4.1: شکل 4.6 الف میں n ماسفیٹ کے پیدا کردہ راہ کو بطور سواؤہم (100Ω) کے موصل سلاخ دکھایا گیا ہے جس پر لمبائی کے جانب دس وولٹ (10V) برقی دباؤ لاگو کیا گیا ہے۔ مسئلہ کو سادہ رکھنے کی خاطر پیدا کردہ راہ کے ترجیحات پن کو نظر انداز کریں۔

1. پیدا کردہ راہ کے مختلف مقامات پر برقی دباؤ حاصل کریں۔

2. اگر $v_{GS} = 15V$ اور $V_t = 3V$ ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہو گا۔

3. اگر $v_{GS} = 11V$ اور $V_t = 3V$ ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہو گا۔

حل:



کل 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 ہوگی۔ مزید یہ کہ سو اونہم کے مزاحمت کو کئی 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 دیوچا 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 بر قی رو کا گزر ممکن ہو گا۔

مندرجہ بالا دونتائج متفاہ ہیں۔ پہلے نتیجے کے مطابق بر قی رو کا گزر ناممکن ہے جبکہ دوسرا نتیجے کے مطابق، اس کے بر عکس، بر قی رو کا گزر ممکن ہے۔ حقیقی صورت حال کو شکل 4.5 پ میں دکھایا گیا ہے جہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ کے دبوچنے کا مقام تبدل 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 بر قی دباؤ پایا جاتا ہے لہذا نقطہ دبوچ پر

$$v_{DS} - v_{GS} = V_t$$

ہو گا اور ڈرین-سورس سروں کے مابین اضافی بر قی دباؤ ($v_{DS} - v_{GS}$) ویران خطہ برداشت کرے گا۔

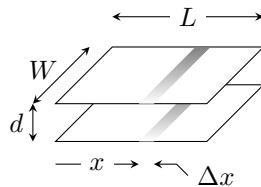
پیدا کردہ راہ پر لا گو بر قی دباؤ (v_{DS}) اس میں بر قی رو پیدا کرے گا جو کہ سورس سے ڈرین جانب الکیٹران کے بہاو سے پیدا ہو گا۔ یہ الکیٹران نقطہ دبوچ پر بخیچتے ہی ویران خطے میں داخل ہوں گے۔ ویران خطے میں آزاد الکیٹران نہیں ٹھہر سکتے اور انہیں ڈرین خطے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔ یوں الکیٹران سورس سرے سے روکا ہو کر ڈرین سرے پہنچ کر v_{DS} پیدا کرتے ہیں۔

شکل پ میں گیٹ پر مختلف بر قی دباؤ کے لئے ماسیٹ کے خط گراف کئے گئے ہیں۔

4.3 n ماسیٹ کی مساوات

مندرجہ بالاتذکرے کو مد نظر رکھتے ہوئے n ماسیٹ کی $v_{DS} - v_{GS}$ مساوات حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرتے وقت سورس سرے کو بر قی زمین (یعنی صفر ولٹ) پر رکھا جائے گا جبکہ گیٹ کو v_{GS} اور ڈرین سرے کو $v_{DS} > V_t$ 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 بر قی دباؤ صفر ولٹ ہو گا جبکہ ڈرین جانب $x = L$ اور بر قی دباؤ v_{DS} ہو گا۔ ان دو حدود کے درمیان کسی بھی نقطے x پر بر قی دباؤ کو ہم (x) لکھتے ہیں۔ گیٹ اور پیدا کردہ راہ (یعنی n قسم کا موصل) بطور دو چادر کے کپیسٹر²²



فکل 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

$$(4.11) \quad \Delta C = \frac{\epsilon \times \text{رفقہ}}{\text{فاصلہ}} = \frac{\epsilon W \Delta x}{d}$$

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 ثبت چادر پر بار Q کی مقدار کپیسٹر کے دو چادروں کے مابین برقی دباؤ V پر مختص 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 سیلیکان پتھری کے مابین V_t برقی دباؤ پایا جائے (یعنی جب $v(x) = V_t$ ہو) اور ایسی صورت میں پیدا کردہ راہ میں قبل نظر انداز (تقریباً صفر) مقدار میں n قسم کا بار یعنی آزاد الکیٹران جمع ہوتے ہیں۔ یوں $v(x) = 0$ ہونے کی صورت میں آزاد الکیٹرانوں کی تعداد بھی (تقریباً) صفر ہوتی ہے۔ جیسے گیٹ اور سیلیکان پتھری کے مابین برقی دباؤ مزید بڑھایا جائے یہاں آزاد الکیٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے۔ یوں آزاد الکیٹرانوں 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 نکلے 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 نکلے کی جانب دھکیلے گا۔ کسی بھی موصل میں چار جوں کی رفتار وہاں کے شدت برقی دباؤ کے برائے راست تناسب ہوتا ہے۔ یوں منفی چار جوں کے رفتار کو $(\mu_n E) - (\mu_p E)$ اور ثبت چار جوں کے رفتار کو $(\mu_p E) - (\mu_n E)$ لکھا جائے گا جہاں μ_n سلیکان پتھری میں الیکٹران کی حرکت پذیری²³ کہلاتا ہے جبکہ μ_p سلیکان پتھری میں خول کی حرکت پذیری²⁴ کہلاتا ہے۔ یہاں حرکت پذیری سے مراد الٹا خطے میں حرکت پذیری ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ یہ دو مساوات دونوں اقسام کے چار جوں 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 برقی 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 درج ذیل حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.20) \quad i_{DS} = \left[\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

نقطہ دبوچ پر $v_{DS} = v_{GS} - V_t$ استعمال کرتے اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.21) \quad \begin{aligned} i_{DS\text{ دبوچ}} &= \left[\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS\text{ دبوچ}} - \frac{v_{DS\text{ دبوچ}}^2}{2} \right] \\ &= \left[\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) (v_{GS} - V_t) - \frac{(v_{GS} - V_t)^2}{2} \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[\frac{W}{L} \right] (v_{GS} - V_t)^2 \end{aligned}$$

چونکہ افزائندہ خطے میں نقطہ دبوچ پر بر قی رو 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 خطہ:

$$(4.23) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = \geq V_t$$

$$(4.24) \quad i_{DS} = k'_n \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$= k_n \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

نقطہ دبوچ:

$$(4.25) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = V_t$$

$$(4.26) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2$$

$$= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

افزائندہ:

$$(4.27) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} \leq V_t$$

$$(4.28) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2 \\ = \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

منقطع:

$$(4.29) \quad v_{GS} \leq V_t \\ i_{DS} = 0$$

ماسنیٹ تحقیق 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 دھراتے ہیں۔

nMOSFET کو غیر افزائندہ خطے میں استعمال کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین V_t سے زیادہ بر قی دباؤ مہیا کیا جاتا ہے اور ڈرین-سورس مروں کے مابین بر قی دباؤ کو راہ دبوچ بر قی 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 بر قی دباؤ مہیا کیا جاتا ہے اور ڈرین-سورس مروں کے مابین بر قی دباؤ کو راہ دبوچ بر قی 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

$$(4.33) \quad R = \frac{v_{DS}}{i_{DS}} = \frac{1}{k'_n \left[\frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]}$$

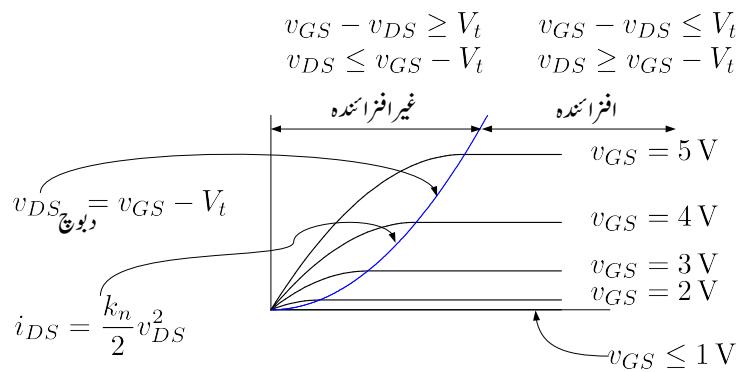
ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ تبدیل کر کے اس کی مزاجمت تبدیل کی جاتی ہے اور یوں ماسفیٹ کو بطور قابو مزاجمت استعمال کیا جا سکتا ہے۔

شکل 4.8 میں ماسفیٹ کا خط دکھایا گیا ہے جس میں غیر افزائندہ اور غیر افزائندہ خطوط 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 $v_{DS} = v_{GS} - V_t$ ہو المذا مساوات 4.28 میں $v_{DS} = v_{GS} - V_t$ کی جگہ v_{DS} پُر کرنے سے اس لکیر کی مساوات حاصل ہو گی۔ یوں

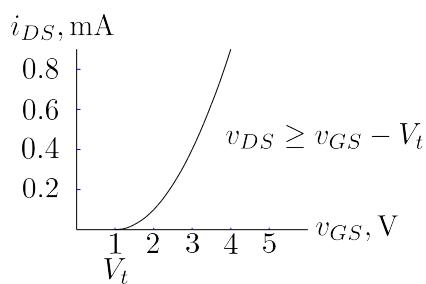
$$(4.34) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2$$

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 جو ٹرانزسٹر کے غیر افزائندہ اور افزائندہ خطے دکھائے گئے ہیں۔ ان کا ماسفیٹ کے خطوط کے ساتھ موازنہ کریں۔ ٹرانزسٹر تقیریاً $0.2V$ سے کم v_{CE} پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباؤ پر افزائندہ ہوتا ہے۔ ماسفیٹ v_{DS} سے کم برقی دباؤ پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباؤ پر افزائندہ ہوتا ہے جہاں v_{DS} کی قیمت مساوات 4.5 سے حاصل کی جاتی ہے۔ شکل 4.8 اور 4.9 میں $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ 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۔



:4.8



شکل 4.9: افراکندہ ماسیفیٹ کا برقی روابطقابل گیٹ کی برقی دباؤ

4.3.1 قابل برداشت برتنی دباؤ

v_{DS} کو دبوچ ڈرین خطے سے اتنا ہی دور ہو جاتا ہے۔ اگر اس برتنی دباؤ کو بذریعہ بڑھایا جائے تو نقطہ دبوچ آخر کار سورس خطے تک پہنچ جاتا ہے اور ان خطوں کے مابین برتنی رو تیزی سے بڑھتا ہے۔ یہ عمل تقریباً 20 V پر پیدا ہوتا ہے۔ یہ عمل از خود تقصیان وہ نہیں جب تک بے قابو برتنی رو ماسفیٹ کی قابل برداشت برتنی 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 برتنی دباؤ کو ویران خطہ برداشت کرتا ہے۔ اگر یہ برتنی 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 برتنی رو تیزی سے بڑھنے شروع ہو جائے گا۔ یہ عمل عموماً 50 V تا 100 V کے درمیان پیدا ہوتا ہے۔

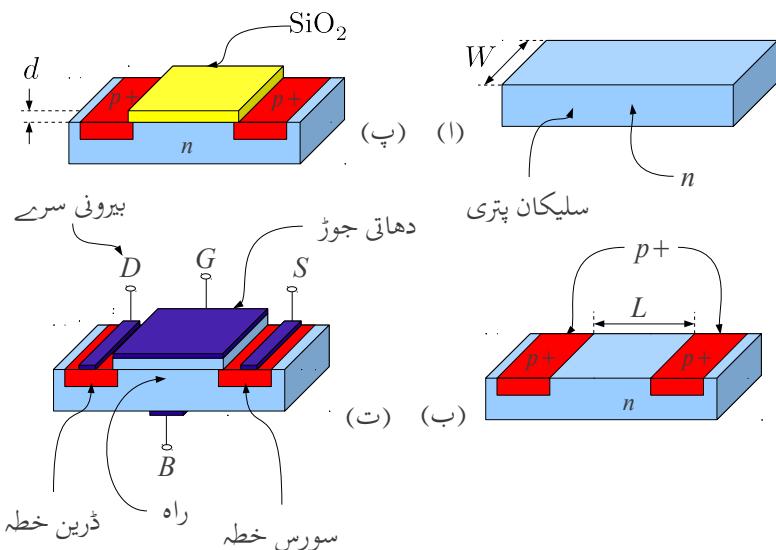
ایک تیرا عمل جو ماسفیٹ کو فوراً بٹاہ کر لیتا ہے اس وقت پیش آتا ہے جب گیٹ اور سورس کے مابین برتنی دباؤ یہاں کے قابل برداشت حد $V_{GS_{BR}}$ سے تجاوز کر جائے۔ یاد رہے کہ گیٹ اور سورس کے درمیان انتہائی بدیک غیر موصل SiO_2 کی تہہ ہوتی ہے۔ یوں گیٹ اور سورس کے مابین کچھ ہی برتنی دباؤ پر اس غیر موصل میں شدت برتنی 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 برتنی دباؤ کو اس خطرناک حد سے کم رکھتا ہے۔ یاد رہے کہ عام استعمال میں ماسفیٹ کو قابل برداشت برتنی دباؤ سے کم برتنی 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 کٹھے 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۔

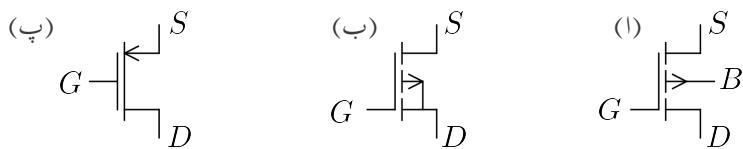


شکل 4.10: p ماسفیٹ کی ساخت

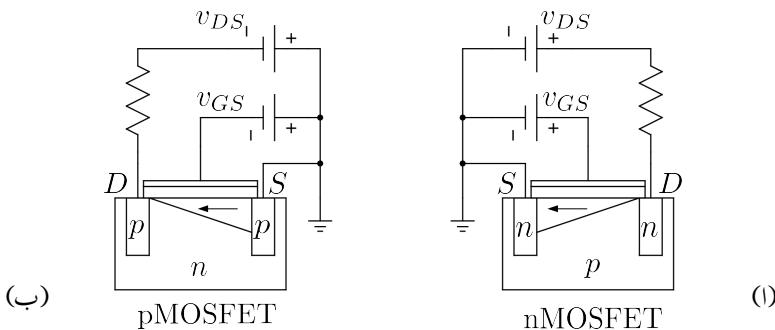
4.4 بڑھانا pMOSFET ماسفیٹ

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_{GS} اور V_t تینوں کی قیمتیں منفی ہوتی ہیں۔ اسی طرح برقی رو i_{DS} کی سمت بھی الٹی ہوتی ہے لیکن برقی روٹریزٹر 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-بڑھاتا ماسفیٹ کی علامتیں



شکل 4.12: pMOSFET اور nMOSFET بڑھاتے نقطہ دبوچ پر

ہے جس کی بنابر انبیں بھی مخلوط ادوار میں استعمال کیا جاتا ہے۔ بالخصوص جڑوا ماسفیٹ (CMOS) ادوار جو کہ اہم ترین ادوار تصور کئے جاتے ہیں ان دونوں اقسام کو استعمال کرتے ہی بنائے جاتے ہیں۔

شکل 4.12 میں موازنے کے لئے بڑھاتے nMOSFET اور pMOSFET کو نقطہ دبوچ پر مائل کرتے دکھائے گئے ہیں۔ nMOSFET میں سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ رہا میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر رہا کا بایاں سرا صفر وولٹ پر ہو تو اس کا بایاں سرا ثابت برقی دباو پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور باکیں سرے کے مابین برقی دباو زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور دیگر سرے کے مابین برقی دباو نسبتاً کم ہو گا جس سے رہا ترقی چھی شکل کا پیدا ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباو زیادہ ہو وہاں رہا کی گھر ای زیادہ ہو گی۔ pMOSFET میں بھی سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ رہا میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر رہا کا بایاں سرا صفر وولٹ پر ہو تو اس کا بایاں سرا منفی برقی دباو پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور دیگر سرے کے مابین برقی دباو زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور باکیں سرے کے مابین برقی دباو نسبتاً کم ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباو زیادہ ہو وہاں رہا کی گھر ای زیادہ ہو گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں اقسام کے ماسفیٹ میں

پیدا کردہ راہ ڈرین پر دیوچ جاتا ہے۔

مخفی مقادیریں ہیں لہذا i_{SD} اور v_{DS} اور v_{SG} کے pMOSFET مقدار ہوں گے۔ pMOSFET کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

غیر افزائندہ 4.4.1

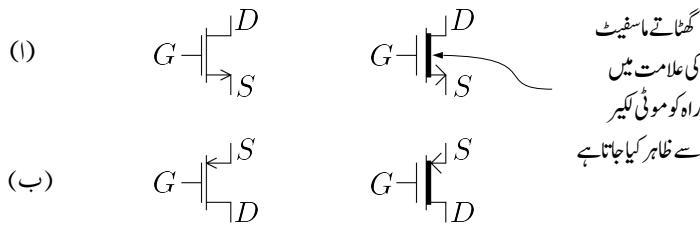
$$(4.36) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\geq -V_t \\ i_{SD} &= k'_p \left[\frac{W}{L} \right] \left[(v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

نقطہ دیوچ

$$(4.37) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &= -V_t \\ i_{SD} &= \frac{k'_p}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{SG} + V_t]^2 \end{aligned}$$

افزائندہ

$$(4.38) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\leq -V_t \\ i_{SD} &= \frac{k'_p}{2} \left[\frac{W}{L} \right] [v_{SG} + V_t]^2 \end{aligned}$$



شکل 4.13: گھٹاتے اور بڑھاتے ماسفیٹ کی علامتیں

مقطوع

$$(4.39) \quad v_{SG} \leq -V_t \\ i_{SD} = 0$$

4.5 گھٹاتا n ماسفیٹ

nMOSFET بناتے وقت، اس کے سورس اور ڈرین خطوں کے درمیان سلیکان پتھری میں گیٹ کے بالکل نیچے قسم کے خلط کے اضافے سے n قسم کا ماسفیٹ گھٹاتا ہے۔²⁵ وجود میں آتا ہے۔ شکل 4.13 الف میں n قسم کے گھٹاتے ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔ گھٹاتے ماسفیٹ کی علامت میں راہ کو موٹی لکیر سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ شکل الف میں n گھٹاتا ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔ ساتھ ہی موازنے کی خاطر n بڑھاتے ماسفیٹ کی علامت بھی دکھائی گئی ہے۔

چونکہ گھٹاتا ماسفیٹ میں پہلے سے ہی سورس اور ڈرین خطوں کے مابین راہ موجود ہوتا ہے لہذا گیٹ پر صفر 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 بڑھنے سے راہ کی گہرا ای بڑھتی ہے جس سے برقی رو میں اضافہ ہوتا ہے جبکہ گیٹ پر منفی برقی دباؤ لاگو کرنے سے راہ کی گہرا ای 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 روکا 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 مقطوع 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 مقطوع 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 مقطوع ہو جائے گا اور اگر اس کے گیٹ پر $v_{GS} = 1.2 \text{ V}$ یا $v_{GS} = -2.2 \text{ V}$ اور یا $v_{GS} = 5.3 \text{ V}$ لاگو کیا جائے تو ماسفیٹ چالو رہے گا۔

4.5.2 غیر افزائندہ

v_{GS} پر V_t سے زیادہ برقی دباؤ لاگو کرنے سے ماسفیٹ چالو حالت اختیار کر لیتا ہے۔ جب تک چالو ماسفیٹ کے گیٹ پر ڈرین 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 $v_{GS} = 5.3 \text{ V}$ $V_t = -3.5 \text{ V}$ ہو اور $v_{DS} < 8.8 \text{ V}$ رہے ماسفیٹ غیر افزائندہ رہے گا۔

cut off state²⁶

4.5.3 دبوچ

جب گیٹ پر ڈرین سے $|V_t|$ دولٹ کم ہو جائیں تو پیدا کردہ راہ دبوچا جاتا ہے۔ اس شرط کو یوں بیان کرتے ہیں۔

$$(4.42) \quad v_{GS} - v_{DS} = V_t \\ v_{GD} = V_t$$

یوں $v_{DS} = 8.8\text{V}$ کی صورت میں جب $v_{GS} = 5.3\text{V}$ اور $V_t = -3.5\text{V}$ ہوتا پیدا کردہ راہ دبوچا جائے گا۔

4.5.4 انفرائندہ

جب چالو ماسفیٹ کے ڈرین پر گیٹ سے $|V_t|$ دولٹ زیادہ ہوں تب یہ انفرائندہ حال میں ہو گا۔ اس شرط کو یوں بیان کرتے ہیں۔

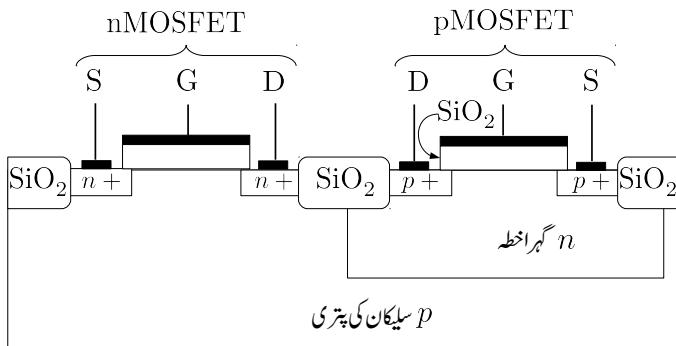
$$(4.43) \quad v_{GS} - v_{DS} \leq V_t \\ v_{GD} \leq V_t$$

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 انفرائندہ خٹلے 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 خٹلے تک 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 گھٹاتے ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔



شکل 4.14: سیماس یا جڑو ما سفیٹ کی ساخت

4.7 جڑو ما سفیٹ CMOS

جزوا ما سفیٹ nMOSFET اور pMOSFET دونوں استعمال کرتے ہیں جنہیں p سیلیکان پر بنایا جاتا ہے۔ تو بتنا ہی p سیلیکان پر ہے البتہ pMOSFET بناتے وقت پہلے p سیلیکان میں گہرا n نحطہ بنایا جاتا ہے اور پھر اس نحطے میں pMOSFET بنایا جاتا ہے۔ شکل 4.14 میں جڑوا ما سفیٹ کی ساخت دکھائی گئی ہے۔ جڑوا ما سفیٹ کو عام فہم میں سیمسا²⁷ کہتے ہیں۔ شکل میں ما سفیٹ کے دونوں جانب SiO_2 کے گہرے حصے دکھائے گئے ہیں جو ساتھ ساتھ دو ما سفیٹ کو مکمل طور پر علیحدہ رکھنے کی خاطر استعمال کئے جاتے ہیں۔ یاد رہے کہ SiO_2 نہایت عمدہ غیر موصل ہے۔ سیماں کو p سیلیکان پر بھی بنایا جا سکتا ہے۔ پس اس میں pMOSFET کو گہرے n نحطے میں بنانا ہو گا جبکہ nMOSFET تو بتنا ہی p سیلیکان پر ہے۔

4.8 ما سفیٹ کے یک سمیت ادوار کا حل

اس حصے میں ما سفیٹ کے یک سمیت ادوار حل کئے جائیں گے۔ جیسے اس کتاب کے شروع میں بتایا گیا ہے، یک سمیت متغیرات انگریزی کے بڑے حروف سے ظاہر کئے جاتے ہیں۔ یوں گیٹ پر برقی دہاو 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 متفہ گھٹاتا ماسفینٹ جس کا $v_{DS} = 1\text{V}$ اور $V_t = -3.2\text{V}$ اور $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہیں 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:

$v_{GS} < V_t = -3.2\text{V}$ اور $v_{GS} = -4\text{V} .1$ ہے لہذا $-4 < -3.2$ چونکہ اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی $i_{DS} = 0$ ہے۔ اور یوں گھٹاتا ماسفینٹ منقطع ہے اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی $i_{DS} = 0$ ہے۔

$v_{GS} = -3.2\text{V}$ اور $V_t = -3.2\text{V}$ ہونے کی وجہ سے $v_{GS} = V_t$ ہے۔ اس صورت پیدا کر دہ 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۔

$v_{GS} > V_t = -3.2\text{V}$ اور $v_{GS} = -2.8\text{V} .3$ ہے لہذا $-2.8 > -3.2$ پر چونکہ اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے اور یوں گھٹاتا ماسفینٹ چالو ہے۔ $V_{DS} = 1\text{V}$ پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ 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 گھٹاتا ماسفیٹ افزائندہ ہے اور یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} \times [(-2.2) - (-3.2)]^2 \\ &= 8 \mu\text{A} \end{aligned}$$

$v_{GS} > V_t$ ہے لہذا $(-2.2 > -3.2)$ پر چونکہ $V_t = -3.2 \text{ V}$ اور $v_{GS} = -2.2 \text{ V}$. 4 ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔ $V_{DS} = +1 \text{ V}$ پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ

$$v_{GS} - v_{DS} = (-2.2) - (1) = -3.2 \text{ V}$$

ہے جو کہ V_t کے برابر ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} = V_t$$

لہذا گھٹاتا ماسفیٹ نقطہ 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 $v_{GS} = 1.5 \text{ V}$. 5 ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔ $V_{DS} = 1 \text{ V}$ پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ

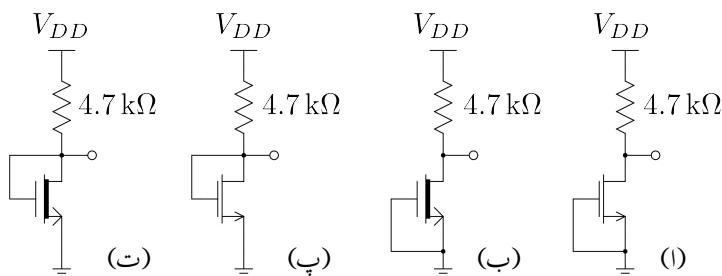
$$v_{GS} - v_{DS} = +1.5 - 1 = 0.5 \text{ V}$$

ہے جو کہ V_t سے زیادہ ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} > V_t$$

لہذا گھٹاتا ماسفیٹ غیر 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 یک سختی اور

مثال 4.3: شکل 4.15 اف میں منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $V_t = 3\text{V}$ اور $k_n = 0.2\text{mAV}^{-2}$ ہے جبکہ دور میں $V_{DD} = 10\text{V}$ ہے۔ دور میں برتنی رو حاصل کریں۔ حل: n قسم کے بڑھاتا 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 $V_t < V_{GS} < V_t$ ہوتا ہے جس سے ماسفیٹ منقطع ہو جاتا ہے اور $I_{DS} = 0$ ہوتا ہے۔

مثال 4.4: شکل 4.15 ب میں منفی گھٹاتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $V_t = -3\text{V}$ اور $k_n = 0.2\text{mAV}^{-2}$ ہے جبکہ دور میں $V_{DD} = 10\text{V}$ ہے۔ دور میں برتنی رو حاصل کریں۔

حل: n قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کے V_t کی قیمت ہر صورت منفی ہوتی ہے۔ n قسم کے ماسفیٹ کا گیٹ اور سورس آپس میں جوڑنے سے $V_{GS} = 0$ ہو جاتا ہے اور یوں $V_{GS} > V_t$ 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۔

ماسیفیٹ کے سوالات میں عموماً قبل از وقت یہ جانا ممکن نہیں ہوتا کہ ماسیفیٹ افراستنڈہ یا غیر افراستنڈہ خطے میں ہے۔ یوں آپ جان نہیں سکتے کہ ماسیفیٹ کی برقی رو حاصل کرتے وقت افراستنڈہ ماسیفیٹ کی مساوات یا غیر افراستنڈہ ماسیفیٹ کی مساوات استعمال ہو گی۔

اس طرح کے سوالات حل کرتے وقت آپ تصور کریں گے کہ ماسیفیٹ 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 ماسیفیٹ افراستنڈہ (یا غیر افراستنڈہ) خطے میں ہی ہے۔ اگر حقیقی جواب اور تصور کردہ صورتیں یکساں نکل آئیں تو حل تسلیم کر لیا جاتا ہے ورنہ ماسیفیٹ 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 گھٹاتا ماسیفیٹ 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 کرخوف کا قانون برائے برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS} R_D + V_{DS} \\ 10 &= 0.9 \times 10^{-3} \times 4.7 \times 10^3 + V_{DS} \\ V_{DS} &= 5.77 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس جواب کو استعمال کرتے ہوئے ہم نے یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا ماسیفیٹ واقعی افراستنڈہ ہے یا نہیں۔ مساوات 4.8 کا آخری جزو افراستنڈہ ماسیفیٹ کی شرط بیان کرتا ہے۔ موجودہ مثال میں

$$V_{GS} - V_{DS} = 0 - 5.77 = -5.77 \text{ V}$$

ہے جبکہ $V_t = -3 \text{ V}$ ہے۔ یوں $V_{GS} - V_{DS} < V_t$ کی شرط پوری ہوتی ہے اور ماسیفیٹ یقیناً افراستنڈہ ہی ہے لہذا $I_{DS} = 0.9 \text{ mA}$ ہی صحیح جواب ہے۔

آئیں اسی مثال میں ماسیفیٹ کو غیر افراستنڈہ تصور کر کے مثال کو دوبارہ حل کرتے ہیں۔ غیر افراستنڈہ ماسیفیٹ کی مساوات حل کرنے کی خاطر V_{DS} کا معلوم ہونا ضروری ہے۔ دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے

²⁸ میری عادت ہے کہ میں ماسیفیٹ کو افراستنڈہ تصور کر کے 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 متفہ بڑھاتا 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 افراستنڈہ ہو گا اور ہم برتنی رو

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

سے حاصل کر سکتے ہیں۔ البتہ ایسا کرنے کی خاطر ہمیں V_{GS} کی قیمت درکار ہو گی۔ شکل پ کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برابر برتنی 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 افراستنڈہ ماسفیٹ کے مساوات کے ساتھ حل کرنے سے برتنی رو حاصل کی جاسکتی ہے۔ اس مساوات سے حاصل V_{GS} کو افراستنڈہ ماسفیٹ کے مساوات میں استعمال کرتے ہیں

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$\frac{2I_{DS}}{k_n} = (V_{GS} - V_t)^2$$

$$22090000I_{DS}^2 - 75800I_{DS} + 49 = 0$$

$$I_{DS} = 2.567 \text{ mA}, 0.8639 \text{ mA}$$

ان دو جوابات سے V_{DS} کے دو قیمتیں حاصل ہوتی ہیں۔

$$V_{DS} = V_{GS} = 10 - 2.567 \times 10^{-3} \times 4700 = -2.06 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_{GS} = 10 - 0.8639 \times 10^{-3} \times 4700 = 5.94 \text{ V}$$

ان میں پہلے جواب کے مطابق $V_{GS} = -2.06 \text{ V}$ ہے جس سے $V_{GS} < V_t$ ہے اگر ایسا ہوتا ہے۔ تو ماسفیٹ منقطع ہوتا اور اس میں برتنی رو کا گزر ممکن ہی نہیں ہوتا لہذا یہ جواب غلط ہے۔ دوسرے جواب کے مطابق $V_{GS} = 5.94 \text{ V}$ حاصل ہوا ہے اور یوں $V_{GS} > V_t$ ہے۔ اس طرح ماسفیٹ چالو حال میں ہے اور جواب تسلیم کرنا ہو گا۔

مثال 4.6: شکل 4.15 ت میں منفی گھٹاتا ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $k_n = 0.2 \text{ mA}V^{-2}$ اور $V_t = -3 \text{ V}$ ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں خارجی جانب کر خوف 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۔ گھٹاتا ماسفیٹ کا V_t منفی ہوتا ہے اور یوں یہاں $V_{GS} > V_t$ ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں اس ماسفیٹ کو منقطع تصور کرنا غلط ہے۔ آئیں اب دیکھتے ہیں کہ آیا ماسفیٹ 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 گھٹاتا 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۔

$$\text{اگر } I_{DS} = 4.98 \text{ mA تو}$$

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 4.98 \times 10^{-3} \\ &= -13 \text{ V} \end{aligned}$$

اور یوں $V_{GS} < V_t$ ہو گا جو کہ مقطوع ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ مقطوع ماسفیٹ بر قی رو گزار ہی نہیں سکتا لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔

$$\text{اگر } I_{DS} = 1.45 \text{ mA تو}$$

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 1.45 \times 10^{-3} \\ &= 3.2 \text{ V} \end{aligned}$$

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: ڈھکل 4.15 پ میں

$$k_n = 0.15 \text{ mAV}^{-2}$$

$$V_t = 3 \text{ V}$$

$$V_{DD} = 10 \text{ V}$$

ہیں۔ بر قی رو $I_{DS} = 0.6 \text{ mA}$ حاصل کرنے کی خاطر R_D کی قیمت دریافت کریں۔

حل: جیسے مثال 4.6 میں ثابت کیا گیا، بڑھاتا n ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے ماسفیٹ چالو حال میں رہتا ہے۔ مزید یہ کہ یہ 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۔

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$0.6 \times 10^{-3} = \frac{0.15 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3)^2$$

$$\frac{2 \times 0.6 \times 10^{-3}}{0.15 \times 10^{-3}} = (V_{GS} - 3)^2$$

$$8 = (V_{GS} - 3)^2$$

$$V_{GS} = \pm \sqrt{8} + 3$$

$$V_{GS} = 0.172 \text{ V}, 5.828 \text{ V}$$

$V_{GS} = 0.172 \text{ V}$ کے جواب کو رد کرتے ہیں چونکہ اس طرح $V_{GS} < V_t$ ہو گا اور ماسفیٹ منقطع ہو گا۔ $V_{GS} = 5.828 \text{ V}$ کو تسلیم کرتے ہوئے دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ میں V_{DS} کی قیمت کو حاصل شدہ V_{GS} کی قیمت کے برابر لیتے ہوئے

$$V_{DD} = I_{DS} R_D + V_{DS}$$

$$10 = 0.6 \times 10^{-3} \times R_D + 5.828$$

$$R_D = 6.95 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.8: اگر شکل 4.16 میں $I_{DS} = 0.8 \text{ mA}$, $V_t = 2.5 \text{ V}$, $k_n = 0.4 \text{ mA V}^{-2}$ اور $V_D = 2 \text{ V}$ ہوں تو اس دور کے مزاحمت کی قیمت حاصل کریں۔

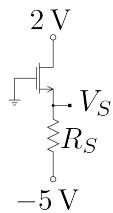
حل: دور کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$V_{GS} + I_{DS} R_S - 5 = 0$$

$$V_{GS} = 5 - I_{DS} R_S$$

اگر ماسفیٹ منقطع ہو تو برقی روکی قیمت صفر ہو گی اور یوں

$$V_{GS} = 5 - I_{DS} R_S = 5 - 0 \times R_S = 5 \text{ V}$$



شکل 4.16:

حاصل ہوتا ہے جس سے $V_{GS} > V_t$ ثابت ہوتا ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ لہذا ماسفیٹ منقطع نہیں ہے۔

گیٹ برقی زمین پر ہے جبکہ ڈرین دو 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 افراکنڈہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ اس طرح افراکنڈہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال ہو گی

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} ([5 - I_{DS} R_S] - V_t)^2$$

$$0.8 \times 10^{-3} = \frac{0.4 \times 10^{-3}}{2} \left(5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S - 2.5 \right)^2$$

$$\mp \sqrt{4} = \left(2.5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S \right)$$

$$R_S = 0.625 \text{ k}\Omega, 5.625 \text{ k}\Omega$$

$$\text{اگر } R_S = 0.625 \text{ k}\Omega \text{ ہو تو}$$

$$V_{GS} = 5 - I_{DS} R_S = 5 - 0.8 \times 10^{-3} \times 0.625 \times 10^3 = 4.5 \text{ V}$$

ہو گا اور یوں ہو گا یعنی ماسفیٹ چالو ہو گا جو کہ قابل قبول جواب ہے۔ اس کے برعکس اگر

$$R_S = 5.625 \text{ k}\Omega$$

$$V_{GS} = 5 - I_{DS} R_S = 5 - 0.8 \times 10^{-3} \times 5.625 \times 10^3 = 0.5 \text{ V}$$

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 الف میں دئے گئے دور کو اس طرح تحلیق کریں کہ $I_{DS} = 2 \text{ mA}$ جبکہ $V_D = 2 \text{ V}$ ہوں۔ دور میں استعمال کئے گئے ماسفیٹ کی $V_t = 3.3 \text{ V}$ جبکہ اس کی $k_n = 0.6 \text{ mA V}^{-2}$ ہے۔ دور میں $V_{SS} = -10 \text{ V}$ 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 $V_{GS} < V_t$ ہے جو کہ افزائندہ ماسفیٹ کی نیتی ہے۔ یوں

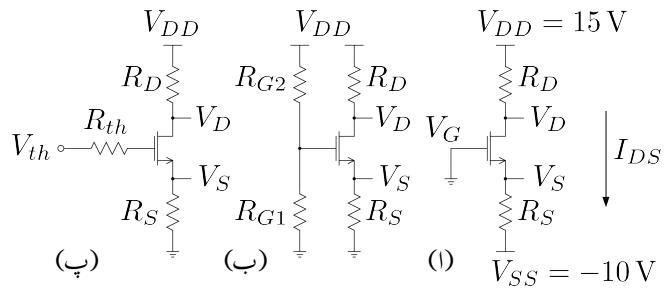
$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ 2 \times 10^{-3} &= \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3.3)^2 \\ V_{GS} &= 3.3 \mp \sqrt{\frac{4}{0.6}} \\ V_{GS} &= 0.718 \text{ V}, \quad 5.88 \text{ V} \end{aligned}$$

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 صحیح جواب ہے۔ دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دہاو کے تحت

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_G - V_S \\ 5.88 &= 0 - V_S \\ V_S &= -5.88 \text{ V} \end{aligned}$$

یوں اور ہم کے قانون کے تحت

$$R_S = \frac{V_S - V_{SS}}{I_{DS}} = \frac{-5.88 - (-10)}{2 \times 10^{-3}} = 2.06 \text{ k}\Omega$$



شکل 4.17: ماسنیٹ کے مزید یک سمتی ادوار

اور

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_{DS}} = \frac{15 - 2}{2 \times 10^{-3}} = 6.5\text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 4.10: شکل 4.17 ب میں دو جو ٹرانزیستر مائل کرنے کے طرز پر گیٹ کے ساتھ دو مزاحمت منسلک کر کے ماسنیٹ کو مائل کیا گیا ہے۔ اگر

$$\begin{aligned} V_{DD} &= 12\text{ V} \\ R_D &= 6.8\text{ k}\Omega \\ R_S &= 5.6\text{ k}\Omega \\ R_{G1} &= R_{G2} = 10\text{ M}\Omega \\ V_t &= 2.5\text{ V} \\ k_n &= 0.1\text{ mA V}^2 \end{aligned}$$

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 برقی روکی قیمت صفر ہوتی ہے ($I_G = 0$) لہذا ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ اسی تھونن برقی دباؤ کے برابر ہو گا یعنی

$$V_G = 6 \text{ V}$$

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 برقی دباؤ کے مندرجہ ذیل کلیات حاصل ہوتے ہیں۔

$$V_{DD} - V_D = I_{DS}R_D$$

$$V_D = V_{DD} - I_{DS}R_D$$

$$V_D = 12 - 6800I_{DS}$$

$$V_S = I_{DS}R_S = 5600I_{DS}$$

یوں

$$V_{GS} = V_G - V_S = (6) - (5600I_{DS})$$

$$V_{GD} = V_G - V_D = (6) - (12 - 6800I_{DS}) = -6 + 6800I_{DS}$$

ہو گا۔ ان معلومات کے ساتھ رہتے ہوئے ہم یہ نہیں کہہ سکتے کہ ماسفیٹ 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

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(6 - 5600 I_{DS}) - 2.5]^2$$

$$3.136 \times 10^7 I_{DS}^2 - 5.92 \times 10^4 I_{DS} + 12.25 = 0$$

$$I_{DS} = 1.65 \text{ mA}, 0.237 \text{ mA}$$

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

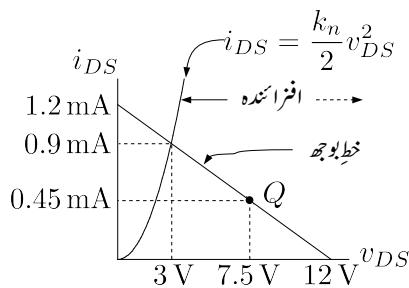
$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$R_D = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 2 \text{ k}\Omega$$

$$V_t = 2.5 \text{ V}$$

$$k_n = 0.2 \text{ mA V}^2$$



شکل 4.18: خط بوجہ سے نقطہ کار کر دگی کا حصول

ہیں۔ اس ایمپلیفائر کے گیٹ پر لامبود کپیٹر کے ذریعہ داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ v_{DS} کی زیادہ سے زیادہ تنباکی چوٹی کے لئے درکار نقطہ مائل حاصل کریں۔

حل: خط بوجہ²⁹ کی مساوات

$$V_{DD} = v_{DS} + i_{DS} (R_D + R_S)$$

$$12 = v_{DS} + 10000i_{DS}$$

کو شکل 4.18 میں گراف کیا گیا ہے۔ شکل میں نقطہ دبوچ کے گراف کی مدد سے افرا نندہ خطے کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ نقطہ دبوچ کا خط مساوات 4.34 سے حاصل کیا گیا یعنی

$$i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2$$

ان دو مساوات کو اکٹھے کرتے ہوئے

$$12 = v_{DS} + 10000i_{DS}$$

$$= v_{DS} + 10000 \times \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} v_{DS}^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس دو درجی مساوات سے $v_{DS} = 3 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس کا دوسرے جواب $v_{DS} = -4.5 \text{ V}$ ہے جسے رد کیا جاتا ہے چونکہ v_{DS} منفی 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 تیتوں 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 بٹھاتا 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۔

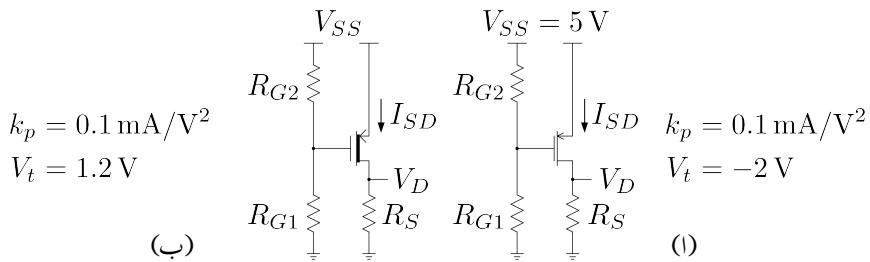
حل: $V_D = 4 \text{ V}$ اور $I_{SD} = 0.2 \text{ mA}$ حاصل کرنے کی خاطر اُوہم کے قانون کے تحت

$$\begin{aligned} V_D &= I_{SD} R_D \\ 4 &= 0.2 \times 10^{-3} R_D \\ R_D &= 20 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

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 سختی ادوار

حاصل ہوتے ہیں۔ افرا نہدہ p بڑھاتا ماسفیٹ کے لئے ضروری ہے کہ $V_{SG} > -V_t$ رہے۔ چونکہ

$$-V_t = -(-2) = 2 \text{ volt}$$

ہے لہذا اس شرط کا مطلب ہے کہ $V_{SG} = 4 \text{ V}$ ہو۔ یوں $V_{SG} > 2 \text{ V}$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ $V_S = 5 \text{ V}$ لہذا

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 4 &= 5 - V_G \\ V_G &= 1 \text{ V} \end{aligned}$$

R_{G1} ہے۔ R_{G2} اور $V_G = 1 \text{ V}$ کے قیمتیں چن کر R_{G1} حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مثلاً اگر $1 \text{ M}\Omega$ پہنچا جائے تو

$$\begin{aligned} V_G &= \frac{R_{G1}V_{SS}}{R_{G1} + R_{G2}} \\ R_{G2} &= R_{G1} \left(\frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right) \\ R_{G2} &= 4 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.13: شکل 4.19 ب میں p قسم کا گھٹتا 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 گھٹتا ماسفیٹ کے لئے $V_{SG} > -V_t$ یعنی $V_{SG} > -1.2 \text{ V}$ ضروری ہے۔ یوں کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے اور $V_{SG} = 0.8 \text{ V}$ $V_{SG} = -3.2 \text{ V}$

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 0.8 &= 5 - V_G \\ V_G &= 4.2 \text{ V} \end{aligned}$$

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 الاف میں I_{DS} اور V_{DS} حاصل کریں۔ گھٹتا ماسفیٹ کے

$$\begin{aligned} k_n &= 0.1 \text{ mA V}^{-2} \\ V_t &= -1 \text{ V} \end{aligned}$$

ہیں۔

حل: ماسفیٹ کا گیٹ برقی زمین پر ہے یعنی $V_G = 0 \text{ V}$ ہے۔ بقیادو سروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_S = I_{DS} R_S = 2000 I_{DS}$$

$$V_D = V_{DD} - I_{DS} R_D = 5 - 16000 I_{DS}$$

یوں

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - 2000 I_{DS} = -2000 I_{DS}$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افزائندہ ہے۔ اس طرح

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(-2000 I_{DS}) - (-1)]^2$$

$$I_{DS} = 5.958 \text{ mA}, 0.042 \text{ mA}$$

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

$$V_S = 0.042 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.084 \text{ V}$$

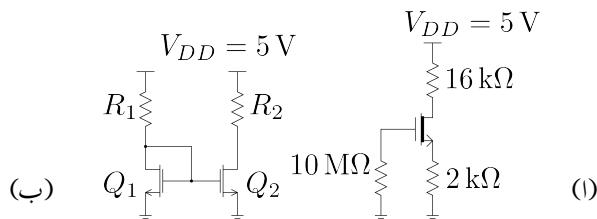
$$V_D = 5 - 0.042 \times 10^{-3} \times 16000 = 4.328 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 4.328 - 0.084 = 4.224 \text{ V}$$

$$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - 4.328 = -4.328 \text{ V}$$

چونکہ $V_{GD} < V_t$ ہے لہذا ماسفیٹ افزائندہ ہی ہے جیسے تصور کیا گیا تھا۔

مثال 4.15: شکل 4.20 ب میں برقی آئینہ³⁰ دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں استعمال ہونے والے دونوں ماسفیٹ کو بالکل یکساں تصور کرنے ہوئے اسے حل کریں۔



شکل 4.20: ماسفیٹ کے یک سکتی 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 بر قی دباؤ پایا جائے گا یعنی $V_{G1} = V_{D1}$ اور $V_{GS1} - V_{DS1} < V_t$ ہو گا۔ یہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔

کرخوف کے قانون برائے بر قی 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

$$V_{GS1} = V_{DS1} = V_{DD} - I_{DS1}R_1$$

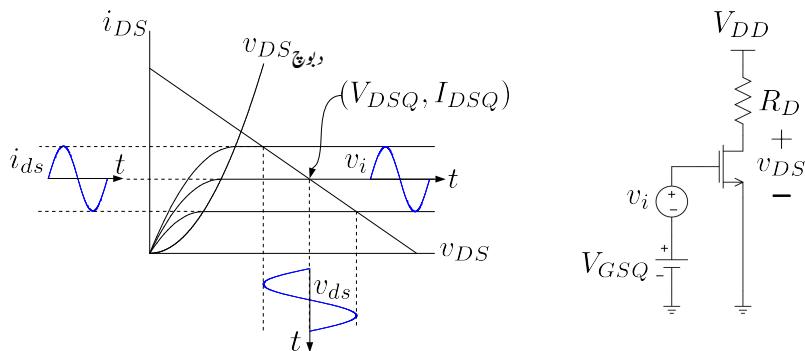
ہو گا اور یوں

$$\begin{aligned} I_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{DD} - I_{DS1}R_1) - V_t]^2 \end{aligned}$$

ہو گا۔ اس مساوات کو حل کرتے بر قی روکی دو مقداریں حاصل ہوں گے جن میں سے صرف ایک مقدار قابل قبول ہو گی۔ اس بر قی رو کے مطابق V_{GS1} حاصل کیا جا سکتا ہے۔

دور میں دونوں ماسفیٹ کے گیٹ آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے سورس بر قی زمین پر ہیں۔ یوں $V_{GS2} = V_{GS1}$ ہو گا۔ جب تک ماسفیٹ Q_2 بھی افزائندہ رہے اس کی بر قی رو

$$I_{DS2} = \frac{k_n}{2} (V_{GS2} - V_t)^2$$



شکل 4.21: ماسفیٹ ایمپلینیٹر

ہو گی جو کہ ماسفیٹ Q_1 کے برتنی رو کے برابر ہے یعنی $I_{DS1} = I_{DS2}$ یوں R_1 کی مدد سے Q_1 میں درکار برتنی رو حاصل کی جاتی ہے۔ چونکہ V_{GS1} اور V_{GS2} برابر ہیں لہذا Q_2 میں بھی Q_1 کے برتنی رو جتنا برتنی رو گزرا گا۔

4.9 ماسفیٹ ایمپلینیٹر کا ترسیکی تجزیہ

ماسفیٹ کو بطور ایمپلینیٹر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ خطے میں مائل کیا جاتا ہے۔ شکل 4.21 میں ماسفیٹ ایمپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی ماسفیٹ کے خطوط اور برتنی خط بوجھ بھی دکھایا گیا ہے۔ افزائندہ خطے کے حد کو بوجھ v_{DS} کے خط سے دکھایا گیا ہے۔ ماسفیٹ ایمپلینیٹر اس وقت تک خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کو بڑھاتا ہے جب تک ماسفیٹ افزائندہ خطے میں رہے۔ ہم یہاں nMOSFET کو مثال بنانے کے لئے ماسفیٹ ایمپلینیٹر پر تبصرہ کریں گے۔ ماسفیٹ کے بقایا تمام اقسام پر مبنی ایمپلینیٹر بھی اسی طرح کام کرتے ہیں۔

شکل 4.21 میں نقطہ کار کردگی ماسفیٹ کے گیٹ پر برتنی دباؤ V_{GSQ} ، بوجھ کی مزاحمت R_D اور برتنی 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 سمیت برتنی دباؤ اور یک سمیت برتنی 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 بوچھ کی ڈھلوان کم کرنے سے v_{ds} بڑھتا ہے۔ $\frac{v_{ds}}{v_i}$ اس ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباؤ A_v ہے۔

4.10 ماسفیٹ ایمپلیفائر کا تحلیلی تجزیہ

شکل 4.22 میں بڑھاتا ماسفیٹ کو استعمال کرتے ہوئے ایمپلیفائر کا دور بنایا گیا ہے جس میں دو عدد 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 ایمپلیفائر پر غور کرنا نسبتاً آسان ہے۔

اس دور میں داخلی جانب یک سمیت منع V_{GS} کے ساتھ سلسلہ وار بدلتا اشارہ v_{gs} منسلک کیا گیا ہے۔ اس دور کا مقدمہ داخلی اشارہ v_{gs} کا جیط 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 سمیت 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 کرخوف 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

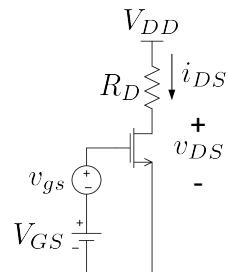
$$V_{GS} - V_{DS} < V_t$$

کا ہونا ضروری ہے۔

$$i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2 = \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2$$

$$= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs} + \frac{k_n}{2} v_{gs}^2$$

I_{DS}
 i_{ds}
نامگوار جزو
یک سمتی جزو
اشاراتی جزو



$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

شکل 4.22: ماسنیٹ ایکلینیٹر کے برقی روکے مختلف اجزاء

بدلتی رو تجزیہ 4.10.2

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

$$(4.47) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2$$

$$(4.48) \quad \begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{GS} - V_t) + v_{gs}]^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{GS} - V_t)^2 + 2(V_{GS} - V_t)v_{gs} + v_{gs}^2] \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs} + \frac{k_n}{2} v_{gs}^2 \end{aligned}$$

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 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 $k_n (V_{GS} - V_t)$ گناہ بڑھایا جزو ہے اور یوں اسے i_{ds} لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات کا تیرا جزو v_{gs} کے مریع کے راست تناسب ہے اور یوں یہ جزو اشارہ کی شکل بگاؤتا 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

$$(4.53) \quad g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = k_n (V_{GS} - V_t)$$

مسفیٹ کی باریک اشاراتی موصل-نما افراکش ہے۔ مساوات 4.44 کی مدد سے g_m کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.54) \quad g_m = \sqrt{2I_{DS}k_n} \\ = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

distortion³¹
small signal³²

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 متردرجہ 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

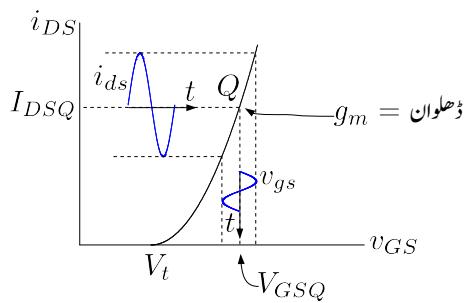
$$(4.60) \quad v_{ds} = -g_m R_D v_{gs}$$

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۔



شکل 4.23: ماسفیٹ ایمپلینا رکا گیٹ پر برقی دباؤ بال مقابل ماسفیٹ کی برقی روکا خلط

4.11 ماسفیٹ ریاضی نمونہ

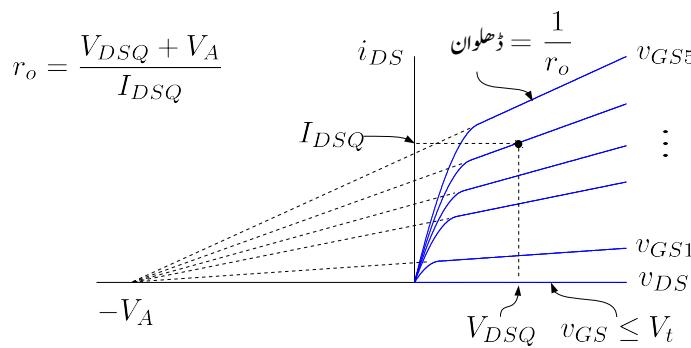
اس حصے میں ماسفیٹ کے ریاضی فونرے³³ حاصل کئے جائیں گے جنہیں استعمال کر کے بدلتے برقی دباؤ اور بدلتے برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔

4.11.1 خارجی مزاحمت r_0

ماسفیٹ کو بطور ایکپلیفار استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ خطے میں مائل کیا جاتا ہے۔ مساوات 4.26 کے مطابق افزائندہ خطے میں v_{DS} تبدیل کرنے سے i_{DS} پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ صفحہ 442 پر شکل 4.5 پ میں v_{DS} کو درج v_{DS} سے بٹھانے پر پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہوتے دکھائی گئی ہے۔ مساوات 4.26 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 اولیٰ 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

$$(4.63) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} = \frac{1}{\frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \frac{1}{V_A}}$$

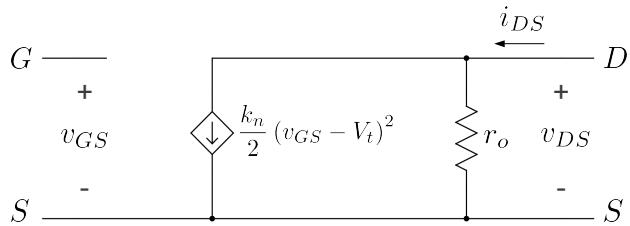
حاصل ہوتا ہے۔ اگر ارلی برقی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کیا جائے تو $I_{DS} \propto \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2$ کو I_{DS} لکھا جا سکتا ہے اور یوں مندرجہ بالا خارجی مزاحمت کی مساوات کو بہتر طریقے سے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.64) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} \approx \frac{V_A}{I_{DS}}$$

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۔

$$(4.65) \quad V_A \propto L_s$$

model³³
Early voltage³⁴



شکل 4.25: وسیع اشارات ماسفیٹ ریاضی نمونہ

یوں r_o بڑھانے کی خاطر زیادہ لمبائی کی راہ تخلیق دی جاتی ہے۔ ماسفیٹ کے اولی برقی دباؤ کی عمومی قیمت 200 V تا 300 V ہوتی ہے۔

4.11.2 وسیع اشاراتی ماسفیٹ ریاضی نمونہ

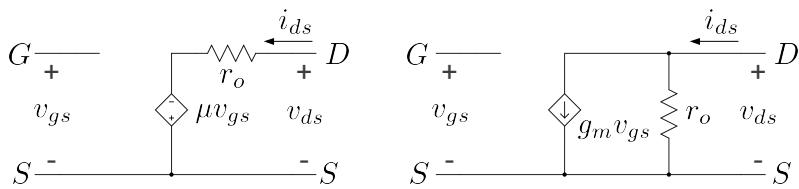
افراہندہ خطے میں ماسفیٹ کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ³⁵ شکل 4.25 میں دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کے داخلی جانب مزاحمت لامحدود ہے جبکہ مساوات 4.64 اس کا خارجی مزاحمت r_o دینا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس ریاضی نمونے سے درست i_{DS} حاصل ہوتا ہے۔

4.11.3 باریک اشاراتی ماسفیٹ π ریاضی نمونہ

ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ بالکل BJT ٹرانزسٹر کی طرح حاصل کیا جاتا ہے۔ افراہندہ 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 افراہش 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

$$V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}}$$

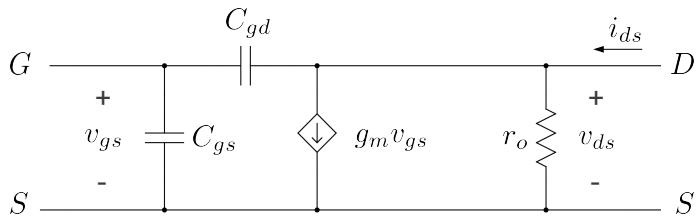
حاصل ہوتا ہے جس کی مدد سے مساوات 4.66 کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.67) \quad g_m = k_n [V_{GS} - V_t] = k_n \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}} = \sqrt{2k_n I_{DS}}$$

مساوات 4.64 سے حاصل r_o اور مساوات 4.67 سے حاصل g_m استعمال کرتے ہوئے ماسفیٹ کا پست تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی غونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.26 میں دائیں ساتھ دکھایا 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 g_m 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} کپسیٹر پایا جاتا ہے۔ اسی طرح گیٹ اور ڈرین کے مابین C_{gd} کپسیٹر پایا جاتا ہے۔ کم تعدد پر ان کپسیٹر کو نظر انداز کیا جاتا ہے البتہ بلند تعدد پر ان کو نظر انداز کرنا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں بلند تعدد پر ماسفیٹ کے پائے ریاضی نمونے میں انہیں شامل کرنے سے بلند تعددی 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 الثاخطہ سورس سے ڈرین تک تقریباً یکساں شکل کا ہوتا ہے۔ گیٹ اور الثاخطہ مل کر کپسیٹر $\frac{\epsilon WL}{d}$ کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپسیٹر کا آدھا حصہ C_{gs} اور آدھا C_{gd} ہے یعنی

$$(4.68) \quad C_{gs} \approx C_{gd} \approx \left(\frac{1}{2} \right) \frac{\epsilon WL}{d}$$

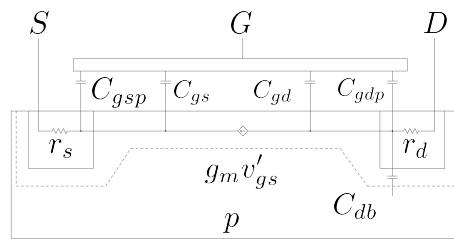
جہاں W گیٹ کی چوڑائی، L گیٹ کی لمبائی، d گیٹ اور سیلیکان کے درمیان فاصلہ ہے۔ $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ ہے
جہاں $\epsilon_r = 3.9$ جبکہ $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$ ہے۔

افزائندہ ماسفیٹ کے ڈرین جانب راہ دبوچا گیا ہوتا ہے۔ یوں گیٹ کے نیچے پیدا کردہ راہ ہر جگہ یکساں نہیں ہوتا۔ اس صورت میں $C_{gs} \approx 0$ 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 کپسیٹر C_{gsp} اور اسی طرح گیٹ اور ڈرین کے مابین غیر مطلوب کپسیٹر C_{gdp} پیدا ہوتا ہے۔ ڈرین اور سیلیکان پتھری کا مابین pn جوڑ پایا جاتا ہے جس کے کپسیٹر کو C_{db} سے ظاہر کیا جاتا ہے۔



شکل 4.28: اسیفیٹ 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۔ بیرونی سورس سرے اور اندروینی سورس کے درمیان r_s مزاحمت پایا جاتا ہے۔ اسی طرح بیرونی ڈرین سرے اور اندروینی ڈرین کے درمیان r_d پایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں C_{db} ، r_s اور r_d کو استعمال نہیں کیا جائے گا۔

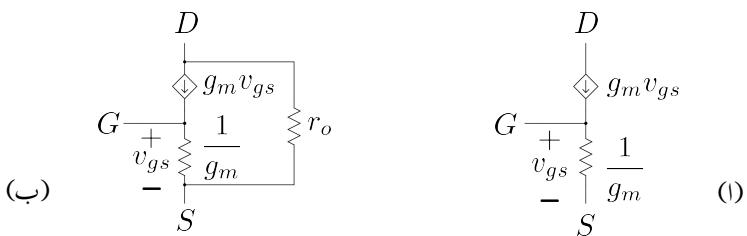
دو جو ٹرانزیستر کے پائے ریاضی نمونوں کی طرح ماسفیٹ کے باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونے nMOSFET اور pMOSFET دونوں کے لئے یہاں قبل استعمال ہیں۔

4.11.4 باریک اشاراتی ماسفیٹ ریاضی نمونہ

شکل 4.29 الف میں r_0 کو نظر انداز کرتے ہوئے ماسفیٹ کا ٹی ریاضی نمونہ³⁶ دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے میں گیٹ اور سورس کے مابین مزاحمت نسب ہے جس کی قیمت $\frac{1}{g_m}$ ہے۔ اس ماسفیٹ ریاضی نمونے کو پائے ریاضی نمونے سے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے میں

$$(4.70) \quad i_g = 0 \\ i_d = i_s = i_{ds} = g_m v_{gs}$$

T model³⁶



شکل 4.29: باریک اشاراتی ماسفیٹ کی ریاضی نمونہ

پائے جاتے ہیں جہاں i_d اور v_{gs} ڈرین اور سورس کے برقی رو ہیں۔ داخلی مزاحمت لامحدود ہے۔ آئیں اب ٹی ریاضی نمونے پر نظر ڈالیں۔ ٹی ریاضی نمونے میں $i_d = g_m v_{gs}$ ہے۔ گیٹ اور سورس کے ماہین مزاحمت نسب ہے جس پر برقی دباؤ v_{gs} ہے۔ یوں اوبم کے قانون سے اس مزاحمت میں برقی رو کی مقدار

$$\frac{دبا برقی}{رو برقی} = \frac{v_{gs}}{\frac{1}{g_m}} = g_m v_{gs}$$

ہو گی۔ یہی برقی رو سورس پر ہو گی۔ گیٹ G کے جوڑ پر D کی جانب سے $g_m v_{gs}$ برقی رو آتی ہے۔ اس جوڑ سے اتنی ہی برقی رو مزاحمت سے گزرنے ہوئے S روائی ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے گیٹ پر برقی رو $v_{ds} = i_g$ حاصل ہوتی ہے۔ داخلی 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 تراز ستر 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 سمی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

مندرجہ بالاتر ذکرہ سے ہم دیکھتے ہیں کہ برقی دباؤ اور برقی رو کے دو حصے (یعنی یک سمی حصہ اور بدلتا حصہ) ہوتے ہے۔ ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت ان دو حصوں کو علیحدہ علیحدہ حل کیا جاتا ہے۔ پہلے بدلتے متغیرات کی قیمتیں

صفر کرتے ہوئے یک سنتی حصہ حل کر کے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے اور پھر بدلتے حصے کو ریاضی نمونے کی مدد سے حل کیا جاتا ہے۔

مثال 4.16: مساوات 4.48 میں $\frac{k_n v_{gs}^2}{2}$ ناپسندیدہ حصہ ہے۔ اگر داخلی اشارہ $V_{GS} = V_p \cos \omega t$ تو تب ناپسندیدہ جزو میں $\cos^2 \omega t = \frac{1+\cos(2\omega t)}{4}$ استعمال کرتے ہوئے $\frac{k_n V_p^2}{4} [1 + \cos(2\omega t)]$ لکھا جاسکتا ہے جو داخلی اشارے کے دوسری تعداد کا جزو ہے۔ یہی اصل اشارے کی شکل بگاڑتا ہے۔ خارجی اشارے میں دوسری تعداد اور اصل تعداد کے اجزاء کے حیطوں کی نسبت حاصل کریں۔ اگر $V_t = 1.4 \text{ V}$ اور $V_{GS} = 4 \text{ V}$ ہوں تب داخلی اشارے کی چوٹی کی وہ حد حاصل کریں جس پر حاصل کردہ نسبت 1% ہو۔

$$\text{حل: دوسری تعداد کا حصہ } \frac{k_n V_p^2}{4} \cos(2\omega t) \text{ ہے۔ یوں}$$

$$\frac{\text{جزو جزو}}{\text{اصل جزو}} = \frac{V_p}{4(V_{GS} - V_t)}$$

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۔

$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$R_D = 6.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{G1} = R_{G2} = 10 \text{ M}\Omega$$

بیں۔ 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 اشارتی برقی دباؤ کی افزاں $A_v = -6.8 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ناپی جاتی ہے جہاں خارجی اشدار کو ڈرین سے لیا گیا۔ استعمال کے لئے ماسفیٹ کی k_n اور V_t حاصل کریں۔

حل: اول ہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{V_S}{R_S} = \frac{0.81}{5600} = 1.4464 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ

$$V_{GS} = V_G - V_S = 6 - 0.81 = 5.19 \text{ V}$$

ہے۔ مساوات 4.61 کی مدد سے $g_m = 1 \text{ mA/volt}$ حاصل کرتے ہوئے مساوات 4.53 میں پر کرتے ملتا ہے۔

$$10^{-3} = k_n (5.19 - V_t)$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افرا ندہ خطے میں ہے یوں افرا ندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.4464 \times 10^{-3} = \frac{k_n}{2} (5.19 - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو متائیں 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۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے $k_n = 0.345 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ لکھا جاسکتا ہے جس سے حاصل ہوتا ہے۔

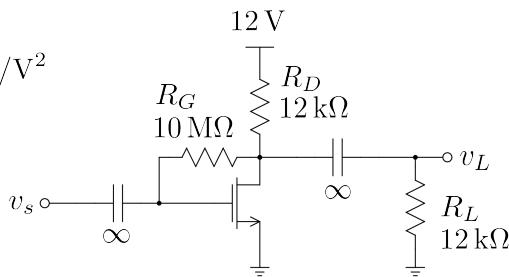
شکل کو دیکھتے ہوئے

$$V_D = V_{DD} - I_{DS} R_D = 15 - 1.4464 \times 10^{-3} \times 6800 = 5.16 \text{ V}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں

$$V_{GD} = V_G - V_D = 6 - 5.16 = 0.835 \text{ V}$$

$$\begin{aligned}V_t &= 2 \text{ V} \\k_n &= 0.2 \text{ mA/V}^2 \\V_A &= 60 \text{ V}\end{aligned}$$



شکل 4.30: ماسفیٹ ایکپلینیٹر

حاصل ہوتا ہے جو V_t سے کم ہے لہذا ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہی ہے۔

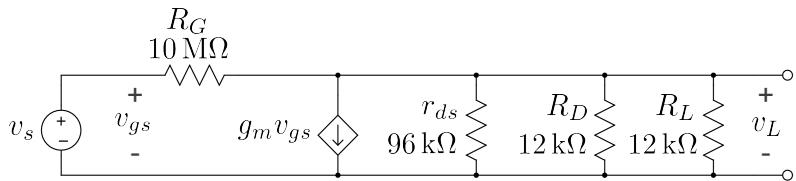
مثال 4.18: شکل 4.30 میں ماسفیٹ ایکپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ داخلی اور خارجی جانب لامحدود جفتی کپسیٹر استعمال کئے گئے ہیں۔ داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور افراکش $A_v = \frac{v_L}{v_s}$ حاصل کریں۔

حل: چونکہ گیٹ پر برقی رو صفر ہے لہذا R_G پر صفر ولٹ کا گھناؤ ہو گا۔ اس طرح $V_G = V_D$ ہوں گے، یعنی $V_{GS} = V_{DS}$ ہو گا، لہذا $V_{GD} = 0 \text{ V}$ ہو گا۔ یوں $V_{GD} < V_t$ ہے جس سے ثابت ہوتا ہے کہ ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}I_{DS} &= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 2)^2 \\&= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{DS} - 2)^2\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اوہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{12 - V_{DS}}{R_D} = \frac{12 - V_{DS}}{12000}$$



شکل 4.31: باسینیٹ ایک پلیگار کا مساوی باریک اشاراتی دور

حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حل کرنے سے

$$V_{DS} = 4.5 \text{ V}, \quad I_{DS} = 0.625 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ دو درجی مساوات کے دوسرے جواب کو رد کیا جاتا ہے۔

g_m کی قیمت

$$\begin{aligned} g_m &= k_n (V_{GS} - V_t) \\ &= 0.2 \times 10^{-3} (4.5 - 2) \\ &= 0.5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \end{aligned}$$

اور خارجی مزاحمت r_o کی قیمت

$$r_o = \frac{V_A}{I_{DS}} = \frac{60}{0.625 \times 10^{-3}} = 96 \text{ k}\Omega$$

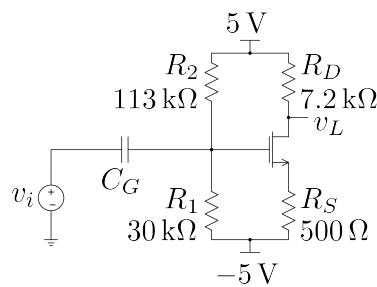
حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 4.31 میں ان قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوی پست تعدادی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ R_G سے گزرتے برقی رو کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} v_L &\approx -g_m v_{gs} (r_o \parallel R_D \parallel R_L) \\ &= -2.823 v_{gs} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ v_{gs} اور v_s برابر ہیں لہذا

$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = -2.823 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ R_G میں برقی رو



شکل 4.32: مشترک ایمپ بعین ایمپ مزاحمت

$$\begin{aligned}
 i_s &= \frac{v_s - v_L}{R_G} \\
 &= \frac{v_s}{R_G} \left(1 - \frac{v_L}{v_s} \right) \\
 &= \frac{v_s}{R_G} [1 - (-2.823)] \\
 &= 3.823 \frac{v_s}{R_G}
 \end{aligned}$$

کے برابر ہے لذادا خلی 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 لامحدود تصور کریں۔

$$A_v = \frac{v_L}{v_i}$$

حل: یک سمی تجزیہ سے 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۔ ایمپلینگر کا پاریک اشاراتی مساوی دور شکل 4.33 میں دکھایا گیا ہے جس سے

$$v_L = -g_m v_{gs} R_D = -8.64 v_{gs}$$

$$v_g = v_i$$

$$v_s = g_m v_{gs} R_S = 0.6 v_{gs}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ $v_{gs} = v_g - v_s$

$$v_{gs} = v_i - 0.6 v_{gs}$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$v_{gs} = \frac{v_i}{1.6} = 0.625 v_i$$

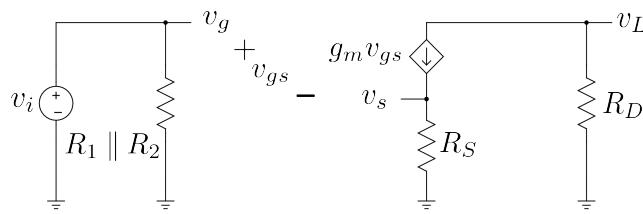
حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو v_L کی مساوات میں پُر کرتے ملتا ہے

$$v_L = -8.64 \times 0.625 \times v_i = -5.4 v_i$$

یعنی

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -5.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 4.20: مثال 4.19 میں R_S کے متوازی لامحدود قیمت کا کپیسٹر نسب کرتے ہوئے A_v دوبارہ حاصل کریں۔



شکل 4.33: مشترک ایمپر بین ایمپر 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

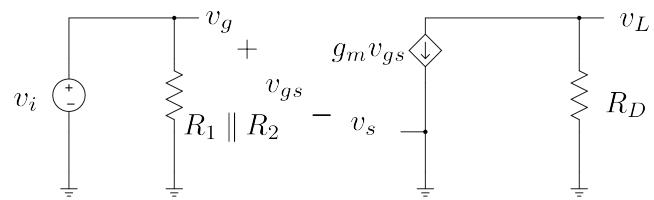
$$\begin{aligned} v_{gs} &= v_i \\ v_L &= -8.64 v_i \end{aligned}$$

اور

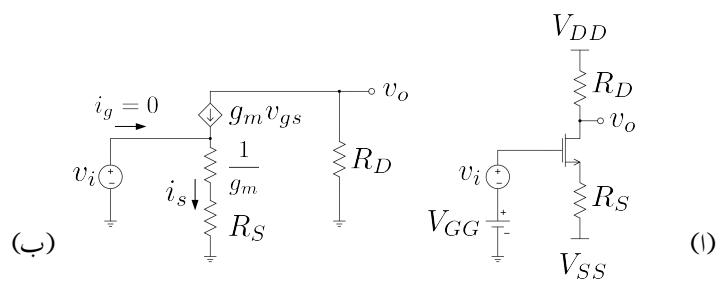
$$A_v = -8.64 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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 مسئلکم 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۔



:4.34



:4.35

مثال 4.21: شکل 4.35 اف کے ایک پلیگار کو ٹی ریاضی نمونے سے حل کریں۔

حل: شکل ب میں ٹی ریاضی نمونے استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور کھایا گیا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے استعمال کرتے وقت اس حقیقت کو بروئے کار لائیں کہ گیٹ پر برقی رو صفر رہتی ہے۔ شکل میں $i_g = 0$ لکھ کر اس حقیقت کی یاد دہانی کرائی گئی ہے۔ داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_s = \frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

چونکہ $i_g = 0$ ہے لہذا یہی برقی رو R_D سے بھی گزرے گی۔ اس طرح

$$v_o = - \left(\frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_S} \right) R_D$$

ہو گا۔ جس سے

$$(4.71) \quad A_v = \frac{v_o}{v_i} = - \left(\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کو یوں بہتر طرز پر لکھا جا سکتا ہے

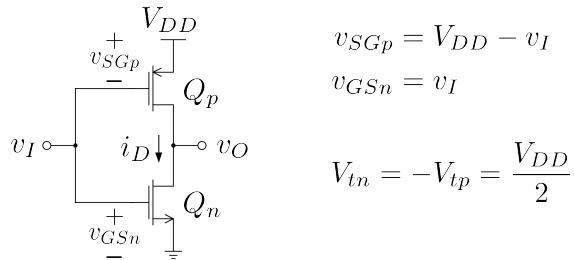
$$(4.72) \quad A_v = - \frac{\sum R_{\text{ذین}}}{\sum R_{\text{سور}}}$$

صفحہ 354 پر مساوات 3.217 میں $\alpha = 1$ لیتے ہوئے مساوات 4.72 ہی حاصل ہوتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کی صورت میں r_e کو $\frac{1}{g_m}$ لکھا گیا جبکہ یہاں ہم اس کو $\frac{1}{g_m}$ ہی لکھیں گے۔

4.12 سیماں نفی کار

عددی ادوار³⁷ میں نفی کار³⁸ کلیدی کردار ادا کرتا ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر کیا گیا، سیماں نیکنالوجی 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: نقشہ کار

شکل 4.36 الف میں ایک عدد pMOSFET اور ایک عدد nMOSFET استعمال کرتے ہوئے نقشہ کار بنایا گیا ہے۔ عددی اشارات صرف دو ہی قیمتیں 0 V ایسی پست صورت یا 5 V ایسی بلند صورت اختیار کر سکتے ہیں۔ آئیں v_I کو ان قیتوں پر رکھتے ہوئے خارجی اشارہ v_O حاصل کریں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$(4.73) \quad \begin{aligned} v_{SGp} &= V_{DD} - v_I \\ v_{GSn} &= v_I \end{aligned}$$

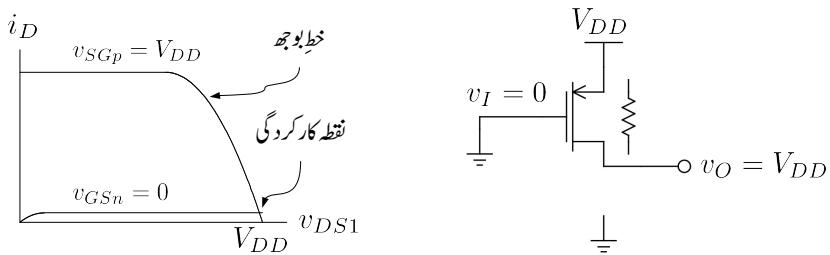
لکھا جا سکتا ہے۔ مزید تصور کریں کہ

$$(4.74) \quad V_{tn} = -V_{tp} = V_t$$

کے برابر ہے۔

داخلی اشارہ $v_I = 0 V$ کی صورت میں مساوات 4.73 سے $v_{GSn} = 0 V$ 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 صفر ہو گی۔ اس کے بر عکس Q_p کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق $v_{SGp} = V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $v_{SGp} > -V_{tp}$ ہے لہذا Q_p چالو ہو گا۔ شکل 4.37 میں منقطع Q_n کے خط پر چالو Q_p کے خط کو بطور خطِ بوجھ دکھایا گیا ہے۔ Q_p کے خط کا عمودی محور میں عکس لینے کے بعد اس عکس کو افقي محور پر دائیں جانب V_{DD} اکا یاں منتقل کرنے سے خطِ بوجھ³⁹ حاصل ہوتا ہے۔ Q_n - کے خط کو افقي محور سے قدر اوپر کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے عیینہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کارکردگی کے مطابق $V_{DSQ} \approx V_{DD}$ کے برابر ہے۔ اس طرح $0 = v_I = V_{DD}$ کی صورت میں $v_O = V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے۔

³⁹ صفحہ 314 پر حصہ 3.12 کے شروع میں ریاز سفر خط بوجھ کھینچنا کھایا گیا۔ اس طریقہ پر ایک مریضہ دوبارہ نظر ڈالیں۔



شکل 4.37: داخلی اشارہ پست ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ بلند حاصل ہوتا ہے۔

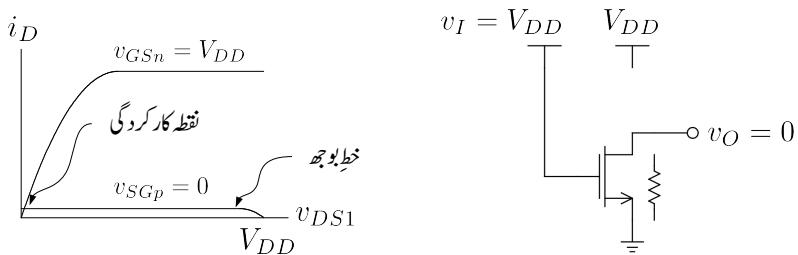
یہی جواب خطوط کمپیچ بغير یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ منقطع Q_n کو کھلے دور جبکہ چالو Q_p کو بطور مزاحمت تصور کریں۔ ایسا کرنے سے شکل 4.37 میں دکھایا دور حاصل ہوتا ہے جس کو دیکھ کر $v_O = V_{DD}$ لکھا جا سکتا ہے۔

داخلی اشارہ $v_I = V_{DD}$ کی صورت میں مساوات 4.73 سے $v_{GSn} = V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے لہذا $v_{SGp} = V_{DD}$ ہے۔ اس طرح Q_n چالو ہو گا۔ اس کے بر عکس Q_p کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق $v_{SGp} = 0$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $v_{SGp} < -V_{tp}$ ہے لہذا Q_p منقطع ہو گا۔ شکل 4.38 میں چالو Q_n کے خط پر منقطع Q_p کے خط کو بطور خط بوجھ دکھایا گیا ہے۔ خط بوجھ کو افقی محور سے قدر اوپر کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے علیحدہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کارکردگی کے مطابق $0 \approx v_{DSQ}$ کے برابر ہے۔ اس طرح $v_I = V_{DD}$ کی صورت میں $0 = v_O$ حاصل ہوتا ہے۔

یہی جواب خطوط کمپیچ بغير 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۔

$v_I = 0$ کی صورت میں $i_D \approx 0$ کے برابر حاصل ہوتا ہے لہذا Q_n میں برقی 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 اور Q_n اور Q_p میں تبدیل ہو جاتے ہیں لہذا طاقت کا ضیاء جوں کا توں رہتا ہے۔ حقیقت میں ماسفیٹ سے بنائے نفی کار میں کل طاقت کا ضیاء ایک مائیکرو واط سے بھی کم ہوتا ہے۔

آئیں شکل 4.36 میں دئے نفی کار کا v_O بالقابل v_I خط حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر v_I کو بتدریج 0V سے V_{DD} تک تبدیل کرتے ہوئے v_O حاصل کیا جائے گا۔ پہلے دونوں ماسفیٹ کے برقی رو بالقابل برقی دباؤ مساوات لکھتے ہیں۔



نکل 4.38: داعلی اشارہ بند ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ پست حاصل ہوتا ہے۔

شکل سے لئے Q_n کو یوں 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

$$(4.77) \quad i_{SD} = k_p \left[(V_{DD} - v_I + V_{tp}) (V_{DD} - v_O) - \frac{(V_{DD} - v_O)^2}{2} \right] \quad \text{جب } v_O \geq v_I - V_{tp}$$

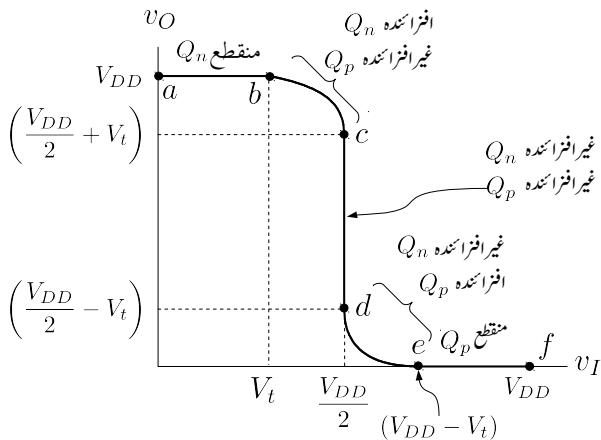
اور مساوات 4.38 کو

$$(4.78) \quad i_{SD} = \frac{k_p}{2} \left[V_{DD} - v_I + V_{tp} \right]^2 \quad \text{جب } v_O \leq v_I - V_{tp}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ نفی کار کو عموماً یوں تخلیق دیا جاتا ہے کہ

$$(4.79) \quad V_{tn} = |V_{tp}| = V_t$$

$$(4.80) \quad k_n = k_p$$

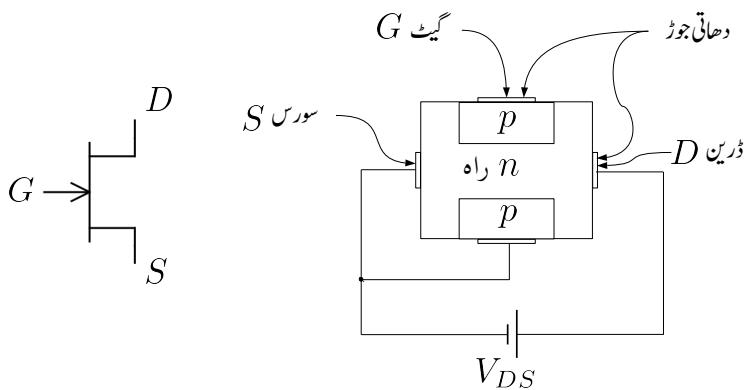


شکل 4.39: نفی کار کا خط

ہوں۔ اس طرح v_O بال مقابل v_I کا خط تشاکل تماں رکھتا ہے اور خارجی سرے پر v_O کی پست اور بلند دونوں صورتوں میں نفی کار کیساں برقی روکی صلاحیت رکھتا ہے۔ مندرجہ بالا چار مساوات سے شکل 4.39 میں دکھایا گیا خط حاصل ہوتا ہے۔ عددی ادوار کے نقطہ نظر سے غالباً اس خط سے زیادہ اہم کوئی خط نہیں پایا جاتا لہذا اس کو اچھی طرح سمجھ کر ہی آگے بڑھیں۔ آئیں اس پر خط مزید غور کریں۔

شکل 4.39 پر اہم نقطے دکھائے گئے ہیں۔ تصور کریں کہ $V_{DD} = 5V$ اور $V_t = 1V$ اس طرح $V_{tp} = -1V$ اور $V_{tn} = 1V$ ہوں گے۔ شکل میں a تا b نقطے پر غور کریں۔ یہاں v_I کی قیمت V_0 تا v_{GS} کی قیمت V_{tn} ہے۔ چونکہ Q_n کی قیمت $v_{GS} < v_{tn}$ ہے لہذا $v_I = v_{GS} = V_{DD} - v_{SG} = V_{DD} - v_I$ ہے۔ چونکہ v_{SG} کی قیمت $4V$ تا $5V$ رہے گی۔ چونکہ $V_{tp} = -1V$ ہے لہذا $v_{SG} = V_{DD} - v_I = V_{DD} - (-V_{tp}) = 1V$ ہو گا اور اس طرح Q_p چالو ہے۔ اس طرح $v_O = 5V$ ہے لہذا اسی ماسفیٹ کے v_{GD} کی قیمت $-4V$ تا $-5V$ رہے گی جو V_{tp} سے کم ہے لہذا Q_p غیر افراکنده ہو گا۔

شکل 4.39 سے v_I اور v_O کی قیمتیں پڑھتے ہوئے تسلی کر لیں کہ b تا c متنی ماسفیٹ افراکنده جبکہ ثابت ماسفیٹ غیر افراکنده ہے۔ بقیا نقطوں کے درمیان بھی صورت حال دیکھیں۔



شکل 4.40: جوڑدار منفی فیٹ کی ساخت

4.13 جوڑدار فیٹ (JFET)

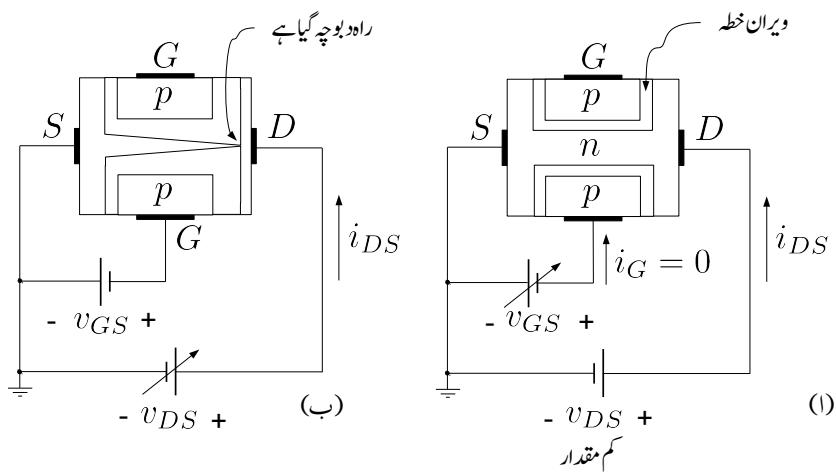
جوڑدار فیٹ کے دو اقسام یعنی n اور p پائے جاتے ہیں۔ شکل 4.40 میں n قسم کے جوڑدار فیٹ یعنی (n JFET) کی ساخت اور علامت دکھائے گئے ہیں۔ منفی جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر n قسم سیلیکان ٹکڑے کے دونوں اطراف p قسم کے خطے بنائے جاتے ہیں جنہیں گیٹ⁴⁰ کہتے ہیں۔ ان دونوں خطوں کو بیرونی دھاتی تار سے جوڑ کر بطور گیٹ (G) 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} لائگو کرنے سے راہ میں موجود آزاد الکیٹران منفی برقی دباؤ والے سرے سے ثابت برقی دباؤ والے سرے کی جانب حرکت کریں گے جس سے برقی رو i_{DS} پیدا ہوگی۔ یوں منفی برقی دباؤ والے سرے سے خارج الکیٹران، ثابت 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 (n JFET) 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 ثابت سرا (n JFET) کے D کی جانب رکھا جائے گا۔ n میں راہ قسم کے نیم موصل سے حاصل ہوتا ہے اور اس کے نام میں n اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

⁴⁰ gate

آئین شکل 4.41 کی مدد سے nJFET کی کارکردگی 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 مدار 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۔

D اور S 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 اتنا مائل 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 روپاگرچہ نہایت کم ہے لیکن ماسفیٹ کے گیٹ پر اس سے بھی کئی درجے کم برقی روپائی جاتی ہے۔

4.13.1 برقی روپا مقابل 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 ممقطع خط

جیسا کہ اوپر ذکر کیا گیا، اگر v_{GS} کو V_p سے کم کیا جائے تو ویران نحط تمام راہ کو گھیر لیتا ہے اور بر ق رو کا گزر ممکن نہیں ہوتا یعنی

$$(4.81) \quad v_{GS} \leq V_p \quad i_D = 0$$

4.13.1.2 غیر افزائندہ خط

غیر افزائندہ خط میں pn جوڑ کو الٹا مکمل رکھتے ہوئے v_{GS} کو V_p سے زیادہ رکھا جاتا ہے۔ مزید یہ کہ v_{DS} کو نقطہ دبوچ سے کم رکھا جاتا ہے۔ اس خطے میں ماسفیٹ کی مساوات 4.24 کو JFET کے لئے یہاں لکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے V_t کی جگہ V_p لکھا جائے گا۔

$$\begin{aligned} i_{DS} &= k_n \left[(v_{GS} - V_p)v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\ &= \frac{k_n V_p^2}{2} \left[2 \left(\frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left(\frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right] \end{aligned}$$

اس مساوات میں I_{DSS} کے لئے JFET کو $\frac{k_n V_p^2}{2}$ لکھا 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 افزائندہ 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 $(v_{DS} \geq v_{GS} - V_p)$ یا $v_{GD} \leq V_p$ یا $v_{DS} \leq V_p$ 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 سیلکان گلڈرے 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 گلڈوں 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 سمت راہ میں سورس سے ڈرین کی جانب ہوگی۔ بیرونی برقی دباؤ کا ثبت سرا (pJFET) کے S کی جانب رکھا جائے گا۔ pJFET میں راہ p قسم کے نیم موصل سے حاصل ہوتا ہے اور اس کے نام میں p اسی کو ظاہر کرتا ہے۔ جیسا شکل 4.42 ب میں دکھایا گیا ہے، pJFET کی علامت میں گیٹ پر تیر کا نشان راہ سے گیٹ کی جانب کو ہوتا ہے۔ pJFET کی صحیح کارکردگی کے لئے ضروری ہے کہ گیٹ اور راہ پر بننے والے pn جوڑ کو غیر چالو رکھا جائے یعنی اس جوڑ پر ڈائیوڈ کے سیدھے رخ 0.5V سے برقی دباؤ کو کم رکھا جائے۔

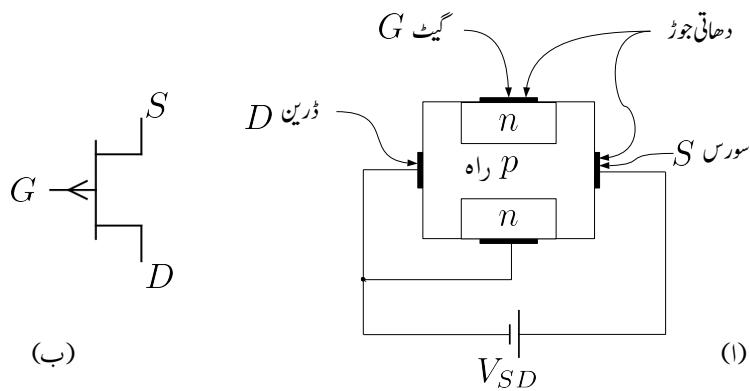
4.13.3 باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

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



مکمل 4.42: جوڑدار مثبت فیٹ کی ساخت

کے برابر ہے جہاں I_D نقطہ مائل پر یک سمی 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 پر حاصل کریں۔ ارلی برتنی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کریں۔ اور $v_{DS} = 3.5\text{ V}$ اور -1.5 V

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 افراہندہ خطے میں ہے اور یوں اسی مساوات کے دوسرے جزو کے تحت

$$i_{DS} = 8 \times 10^{-3} \left[1 - \left(\frac{-1.5}{-3} \right) \right]^2 = 2\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.23: مندرجہ بالا مثال میں v_{GS} کو بڑھا کر -1.4V کر دیا جاتا ہے۔ i_{DS} میں تبدیلی حاصل کرتے ہوئے $\frac{\Delta i_{DS}}{\Delta v_{GS}}$ حاصل کریں۔ مساوات 4.84 سے g_m کی قیمت حاصل کرتے ہوئے دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔

حل: اب بھی ($v_{DS} \geq v_{GS} - V_p$) ہے لہذا

$$i_{DS} = 8 \times 10^{-3} \left[1 - \left(\frac{-1.4}{-3} \right) \right]^2 = 2.2756 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\frac{\Delta i_{DS}}{\Delta v_{GS}} = \frac{2.2756 \text{ mA} - 2 \text{ mA}}{(-1.4) - (-1.5)} = 2.756 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.84 کے تحت

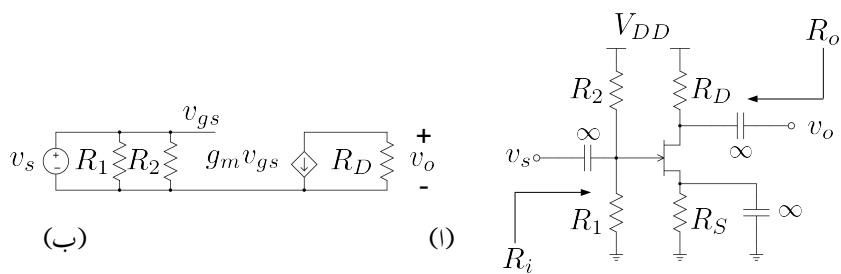
$$g_m = \left(\frac{-2 \times 8 \text{ mA}}{-3} \right) \sqrt{\frac{2 \text{ mA}}{8 \text{ mA}}} = 2.6667 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان دونوں جوابات میں صرف

$$\left(\frac{2.756 - 2.6667}{2.6667} \right) \times 100 = 3.34 \%$$

کا فرق ہے۔ v_{GS} میں تبدیلی کو کم سے کم کرتے ہوئے زیادہ درست جواب حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.24: ارلی برقی دباؤ V_A کی قیمت 75V لیتے ہوئے خارجی مزاحمت r_o کا تخمینہ 1mA اور 10mA پر لگائیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ فیٹ افزاں ندہ خطے میں ہے۔



شکل 4.43: جوڑدار منقی فیٹ کی مثال

حل: ایک ملی ایمپریسٹر 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 $I_{DS} = 5 \text{ mA}$ ، $V_{DD} = 15 \text{ V}$ ، $V_p = -3 \text{ V}$ اور $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$ ہیں۔ $V_D = 9 \text{ V}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت معلوم کریں۔ ایسا کرتے وقت گیٹ پر $V_G = 4 \text{ V}$ نسب مزاحمت میں $10 \mu\text{A}$ کی برقی رو تصور کریں۔ تمام کمپیسٹروں کی قیمت لاحدہ وہ تصور کرتے ہوئے ایمپلیفیئر کی اندازش A_v حاصل کرس۔ 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 $(V_G - V_D = 4 - 9 = -5)$ سے کم ہے لذا فیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں مساوات 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 پر ہے۔ یوں داخلی مزاحمت بڑھانے کی خاطر ان مزاحمتوں کو زیادہ سے زیادہ رکھا جاتا ہے جس کا مطلب ہے کہ ان میں گزرتے یک 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

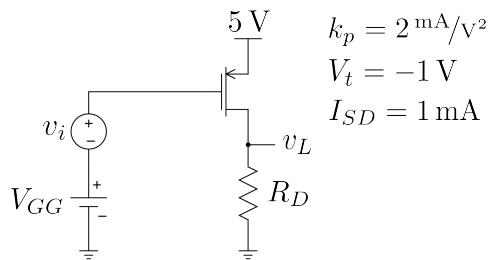
$$g_m = \frac{-2 \times 8 \times 10^{-3}}{-3} \sqrt{\frac{5 \times 10^3}{8 \times 10^{-3}}} = 4.216 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

اور یوں

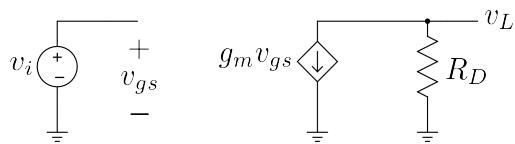
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_m R_D = -4.216 \times 10^{-3} \times 1.2 \times 10^3 = -5.059 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.26 میں شکل 4.44 میں $v_i, V_{GG}, R_D, I_{SD} = 1 \text{ mA}$ اور $v_L = 2 + 0.56 \sin \omega t$ ہیں۔ $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کرتے ہوئے حاصل کریں۔



شکل 4.44



شکل 4.45

حل: یک سمتی ہے لہذا $v_L = 2\text{ V}$

$$R_D = \frac{2}{1 \times 10^{-3}} = 2\text{ k}\Omega$$

ہے۔ ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے ماسفیٹ کی مساوات سے

$$10^{-3} = \frac{2 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} - 1)^2$$

V_{SG} کی قیمت 0 V اور 2 V حاصل ہوتے ہیں۔ $V_t = -1\text{ V}$ ہے لہذا $-V_t = 1\text{ V}$ اور $2\text{ V} > -V_t$ کے برابر $V_{SG} = 2\text{ V}$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ &= 5 - V_G \end{aligned}$$

$V_G = V_{GG} = 3\text{ V}$ سے $V_G = 3\text{ V}$ میں باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھو۔

$v_L = -g_m v_{gs} R_D$ کر لکھا جاسکتا ہے جہاں

$$g_m = \sqrt{2k_p I_{SD}} = \sqrt{2 \times 2 \times 10^{-3} \times 10^{-3}} = 2 \text{ mS}$$

$$v_{gs} = v_i$$

کے برابر ہیں۔ v_L میں بدلتا حصہ $0.56 \sin \omega t$ ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$0.56 \sin \omega t = -2 \times 10^{-3} v_i \times 2000$$

$$A_v = -4 \frac{\text{V}}{\text{V}} \text{ اور } v_i = -0.14 \sin \omega t \text{ سے حاصل ہوتے ہیں۔}$$

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 پرزے بنائے جاتے ہیں۔ یوں مخلوط دور میں ان پرزوں کو ترجیح دی جاتی ہے جو کم سے کم رقبہ گھیریں۔ ماسفیٹ کی نسبت سے مزاحمت زیادہ رقبہ گھیرتا ہے لہذا مزاحمت کے استعمال سے بچنے کی ہر ممکنہ کوشش کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ سلیکان پر بالکل درست قیمت کا مزاحمت بنانے کی خاطر اضافی گراں قیمت اقدام کرنے پڑتے ہیں جبکہ درکار خوبیوں کا ماسفیٹ آسانی سے بنتا ہے۔ اس کے علاوہ انفرادی ماسفیٹ ایپلیفائر 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 بر قی رو

شکل 4.46 الف میں منبع مستقل بر قی رو⁴² کا سادہ دور اور شکل ب میں اس کی علامت دکھائے گئے ہیں۔ مثال 4.5 کی طرح Q_1 اور R کے دور کو حل کرنے سے بر قی رو $I_{DS1} = V_{GS1}$

constant current source⁴²

حاصل ہوں گے۔ Q_1 اور Q_2 کے سورس آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح ان کے گیٹ بھی آپس میں جڑے ہیں لہذا ان دونوں کے V_{GS} برابر ہوں گے یعنی

$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$$

ہو گا۔ Q_1 کا گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا اس کا $V_{GD} < V_t$ ہے اور یہ افزائندہ خطے میں ہے لہذا

$$(4.87) \quad I_{DS1} = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_t)^2$$

ہو گا۔ گیٹ پر 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 بلا دو مساوات حل کر کے حاصل کی جاتی ہے۔

اگر ہم تصور کریں گے کہ Q_2 بھی افزائندہ 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 $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$ کے برابر ہے۔ I_{DS1} سے تقسیم کرتے ہوئے ملتا ہے

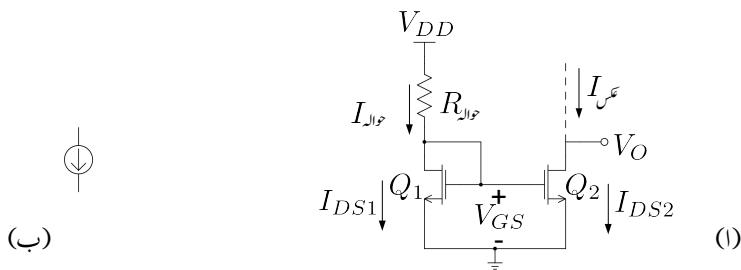
$$(4.90) \quad \frac{I_{DS2}}{I_{DS1}} = \frac{I_{DS1}}{I_{DS1}} = \frac{\left(\frac{W}{L} \right)_2}{\left(\frac{W}{L} \right)_1}$$

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 جماعت 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 لکلا ہے۔ دونوں برتنی رو برابرنہ ہونے کی صورت میں بھی اس دور کو اسی نام سے پکارا جاتا ہے۔

current mirror⁴³



شکل 4.46: منبع مستقل برق رو

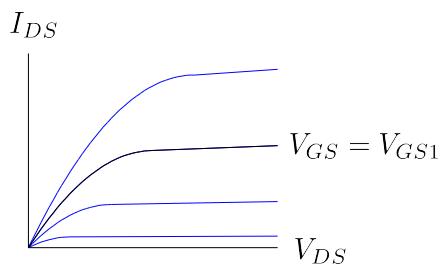
منبع مستقل برق رو میں مزاحمت R_{ext} کی مدد سے درکار برقی رو حاصل کیا جاتا ہے۔ اس مزاحمت کو تبدیل کرنے سے V_{GS1} اور V_{GS2} تبدیل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ Q₁ کو قابو کرتا ہے۔ یوں Q₂ تالیع ماسفیٹ ہے۔ مخلوط دور میں دونوں ماسفیٹ کے k'_n اور V_t یکساں ہوتے ہیں۔ یوں $\left(\frac{W}{L}\right)_2$ اور $\left(\frac{W}{L}\right)_1$ کی شرح سے عرض I_{ext} اور R_{ext} کی شرح تعین ہوتی ہے۔

مندرجہ بالا تبصرے میں ارلی برق دباؤ کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے تصویر 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 برقی رو صرف اسی وقت برابر ہوتے ہیں جب ان کے V_{DS} بھی برابر ہوں۔ شکل 4.47 میں ماسفیٹ Q₂ کے خط دکھائے گئے ہیں۔ V_{GS1} کی قیمت V_{GS1} کے برابر ہے جو قطعی مقدار ہے لہذا ان تمام خطوط میں صرف ایک ہی خط کار آمد ہے۔ اس خط کو موناکر 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 عرض I_{ext} میں تبدیلی کو ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت r_o کی مدد سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔

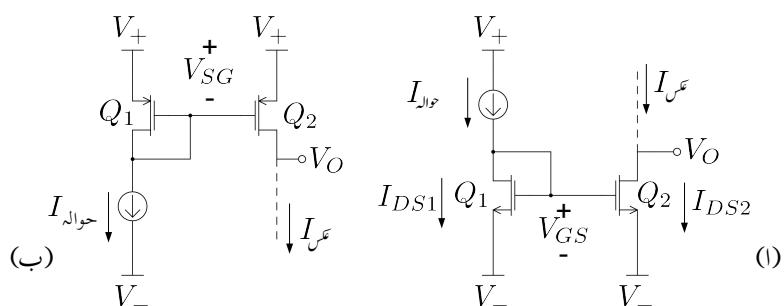
شکل 4.48 الف میں R_{ext} کی جگہ دوسرا منبع مستقل برق رو کا استعمال کیا گیا ہے۔ Q₁ میں I_{ext} برقی رو پائی جاتی ہے۔ افراسنده ماسفیٹ کی مساوات سے Q₁ کی V_{GS} حاصل کی جاسکتی ہے جو Q₂ پر بھی لاگو ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں بھی

$$I_{ext} = I_{ext}$$

ہو گا۔ اس شکل میں ثبت برقی منبع کو V_+ اور منفی کو V_- لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں pMOSFET استعمال کرتے ہوئے آئینہ برق رو بنایا گیا ہے جس کی کارکردگی بالکل nMOSFET سے بنائے گئے آئینہ برق رو کی طرح



شکل 4.47: متفاوتیت کانت



شکل 4.48: آنینه بر قو

ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ nMOSFET میں عزیز I کی سمت آئینہ کے جانب ہے جبکہ pMOSFET آئینہ میں عزیز I کی سمت آئینہ سے باہر کو ہے۔

مثال 4.27: منبع مستقل برق 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۔ عزیز I حاصل کرنے کے لئے درکار $\text{حوالہ } R$ حاصل کریں۔

حل: $\text{حوالہ } I = I_{\text{لیتے ہوئے مساوات 4.87}}$

$$2 \times 10^{-3} = \frac{0.12 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 2.1)^2$$

سے

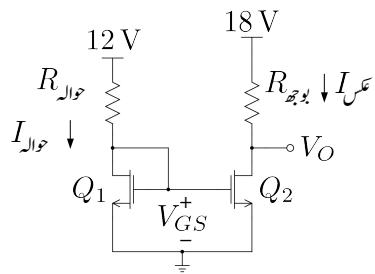
$$V_{GS1} = 7.8735 \text{ V}, \quad -3.67 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ مخفی 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

$$2 \times 10^{-3} = \frac{15 - 7.8735}{R_{\text{حوالہ}}}$$

سے $R_{\text{حوالہ}} = 5.66 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.28: شکل 4.49 میں دونوں ماسفیٹ کے $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1.7 \text{ V}$ ہیں۔ مزید یہ کہ $\text{حوالہ } R = 4.7 \text{ k}\Omega$ اور $V_O = 6.8 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ عزیز I حاصل کریں۔



شکل 4.49: منبع مستقل بر قی رو کی مثال

$$V_{DS1} = V_{GS1} : \text{جیسے ہوئے}$$

$$\frac{12 - V_{GS1}}{6800} = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1.7)^2$$

س

$$V_{GS1} = 4.926 \text{ V}, -2.99 \text{ V}$$

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 بر قی 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 برق رو ہے لہذا

$$I_{\text{مادل}} = I_{DS1} = 1.04 \text{ mA}$$

Q_2 کے ڈرین پر ہو گا۔

$$\begin{aligned} V_O &= V_{DS2} = 17 - I_{DS2} R_{DS2} \\ &= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times 4700 \\ &= 12.1 \text{ V} \end{aligned}$$

بیل-یوں Q_2 کا

$$V_{GD2} = V_{GS2} - V_{DS2} = 4.925 - 12.1 = -7.1 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ Q_2 ہے لہذا $V_{GD2} < V_t$ افراستنہ خطے میں ہی ہے۔

مثال 4.29: مندرجہ بالا مثال میں R_{D2} کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر Q_2 افراستنہ خطے سے نکل آئے گا۔

حل: Q_2 اس وقت تک افراستنہ رہے گا جب تک $V_{GD2} < V_t$ ہو۔ چونکہ $V_{GS2} = V_{GS1} = 4.925 \text{ V}$ ہی رہے گا جبکہ

$$\begin{aligned} V_{DS2} &= 17 - I_{DS2} R_{D2} \\ &= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{D2} \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ یوں Q_2 اس وقت افراستنہ خطے سے باہر نکلے گا جب

$$\begin{aligned} V_{GD2} &= V_{GS2} - V_{DS2} > V_t \\ &= 4.925 - \left(17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{D2} \right) > 1.7 \end{aligned}$$

ہو گا۔ یوں تقریباً $R_{D2} > 13.24 \text{ k}\Omega$ 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 $V_{DS2} = 1.4 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے جو کہ V_t سے زیادہ ہے لیکن ماسفیٹ افراستنہ خطے میں نہیں ہے۔

مثال 4.30: مثال 4.28 میں $I = 1.04 \text{ mA}$ اور $V_{DS2} = 12.1 \text{ V}$, $V_{DS1} = 4.926 \text{ V}$ حاصل ہوئے۔ 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

$$r_o = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}}$$

سے

$$\Delta I_{DS} = \frac{7.175}{48000} \approx 149 \mu\text{A}$$

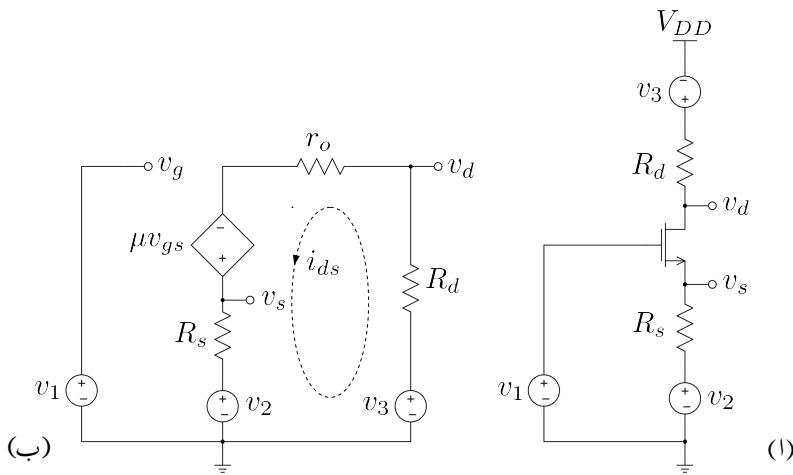
ہو گا۔ یوں

$$I_{\text{Total}} = 1.04 \text{ mA} + 149 \mu\text{A} = 1.189 \text{ mA}$$

ہو گا۔

4.15 مزاحمت کے عکس

دو جو ٹرانزسٹر کے حصہ 3.8 میں آپ نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے ایمپٹر 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 ایمپٹر 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 جڑے مزاحمت R_B کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمپٹر 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 ایمپٹر جانب $\frac{r_{be}}{\beta + 1}$ نظر آتا ہے جسے r_e لکھا جاتا ہے۔ بر قی دباؤ کا عکس بیس سے ایمپٹر یا ایمپٹر سے بیس جانب تبدیلی کے بغیر جوں کا توں نظر آتا ہے۔



شکل 4.50: مزاہت کے عکس

مسفیٹ میں مزاہت کے عکس پر گفتگو کرنے کی خاطر شکل 4.50 اف 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 ب میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھتے ہوئے

$$i_{ds} = \frac{\mu v_{gs} + v_3 - v_2}{R_s + r_o + R_d}$$

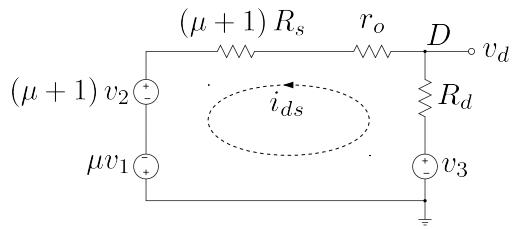
لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$v_{gs} = v_1 - i_{ds} R_s - v_2$$

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 ہیں جبکہ سورس پر پائے جانے والے v_1 اور R_s دونوں



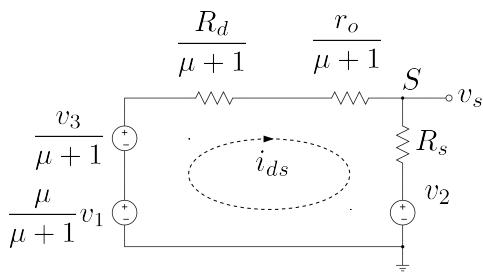
شکل 4.51: ڈرین جنپ عکس

$(\mu + 1)$ سے ضرب شدہ ہیں جبکہ گیٹ پر پائے جانے والا v_1 صرف μ سے ضرب شدہ ہے۔ ڈرین پر پائے جانے والے اجزاء جوں کے توں میں لذای شکل ڈرین سے دیکھتے ہوئے نظر آئے گی۔ اس طرح ڈرین سے دیکھتے ہوئے سورس پر پائے جانے والا مزاحمت اور بر قی اشارہ دونوں کا عکس $(\mu + 1)$ سے ضرب ہوتا نظر آئے گا جبکہ گیٹ پر بر قی اشارہ صرف μ سے ضرب ہوتا نظر آئے گا۔

مساوات 4.92 کے کسر میں اوپر اور نچلے دونوں حصوں کو $1 + \mu$ سے تقسیم کرتے ہوئے یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(4.93) \quad i_{ds} = \frac{\frac{\mu v_1}{\mu+1} + \frac{v_3}{\mu+1} - v_2}{R_s + \frac{r_o}{\mu+1} + \frac{R_d}{\mu+1}}$$

جس سے شکل 4.52 حاصل ہوتا ہے۔ یہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ سورس کا مزاحمت R_s اور اشارہ v_2 جوں کے توں ہیں جبکہ ڈرین اور گیٹ کے اشارات اور مزاحمت کے عکس نظر آتے ہیں۔ اس طرح سورس سے دیکھتے ہوئے ڈرین کے اجزاء یعنی v_3 ، R_d اور r_o تینوں $(\mu + 1)$ سے تقسیم ہوتے نظر آتے ہیں۔ جیسے گزشتہ شکل میں دیکھا گیا تھا کہ v_1 کا عکس ڈرین پر μ سے ضرب ہوتا نظر آتا ہے اور ڈرین پر پائے جانے والے اس عکس کا سورس جنپ عکس $(\mu + 1)$ سے تقسیم ہوتا ہے۔



شکل 4.52: سورس جانب گرس

4.16 تابع سورس (ڈرین مشترک ایمپلیفائر)

نقطہ مائل

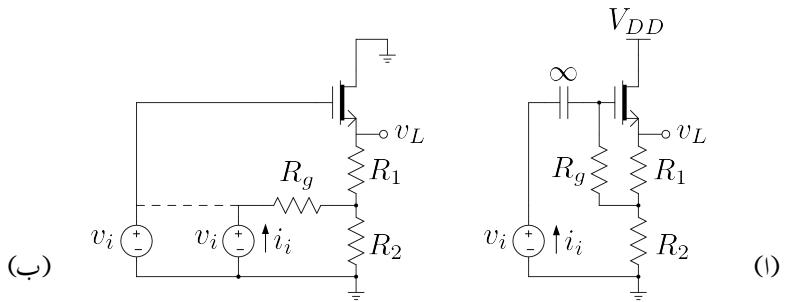
شکل 4.53 اف میں گھٹاتا ماسفیٹ کا تابع سورس ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ یہاں $nFET$ بھی استعمال کیا جا سکتا تھا۔ ایسا دور متفقی V_{GSQ} مہیا کرنے کی خاطر استعمال کیا جاتا ہے۔ یک سمتی رو خط بوجہ لکھتے ہیں۔

$$(4.94) \quad V_{DD} = v_{DS} + i_{DS} (R_1 + R_2)$$

نقطہ مائل یک سمتی مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔ مزاحمت R_g میں صفر یک سمتی بر قی رو ہونے کی وجہ سے اس کے دونوں سروں پر برابر یک سمتی بر قی دباؤ پایا جائے گا۔ شکل اف میں R_g کے نچلے سرے پر $I_{DSQ}R_2$ بر قی $I_{DSQ}(R_1 + R_2)$ بر قی دباؤ جاتا ہے اور یوں ماسفیٹ کے گیٹ پر بھی یہی بر قی دباؤ ہو گا۔ ماسفیٹ کے سورس پر $(I_{DSQ}(R_1 + R_2) - I_{DSQ})R_1$ بر قی دباؤ ہے۔ یوں ماسفیٹ کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(4.95) \quad \begin{aligned} V_{GSQ} &= V_{GQ} - V_{SQ} \\ &= I_{DSQ}(R_2) - I_{DSQ}(R_1 + R_2) \\ &= -I_{DSQ}R_1 \end{aligned}$$

عموماً V_{GSQ} چند ولٹ کے برابر ہو گا جبکہ V_{DSQ} تقریباً V_{DD} کے نصف کے برابر ہو گا۔ یوں کسی بھی حقیقی ایمپلیفائر میں $R_1 \ll R_2$ ہو گا۔



شکل 4.53: باتج رس

افراش A_v

شکل 4.53 ب میں باریک اشاراتی مساوی دور بنانے کی غرض سے V_{DD} اور گیٹ کپیسٹر کو قصر دور کیا گیا ہے۔ مزید گیٹ اور سورس کو علیحدہ کرنے کی خاطر v_i کو دو مرتبہ بنایا گیا ہے جہاں نقطہ دار لکیر کے دونوں سروں پر ہر وقت برابر برتنی اشادہ v_i پلایا 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 پلایا جاتا ہے۔ یوں شکل 4.52 کے طرز پر باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے شکل 4.54 اف حاصل ہوتا ہے۔ اس شکل میں تمام اجزاء کو سورس منتقل کیا گیا ہے۔ R_g ، R_2 اور R_1 کی جگہ ان کا تھوڑن 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 جاسکتا ہے جس سے

$$v_L = \left[\frac{\frac{\mu}{\mu+1} - \frac{R_2}{R_2+R_g}}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s} \right] R_s v_i + \frac{R_2}{R_2+R_g} v_i$$

حاصل ہوتا ہے۔ جس سے $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.97) \quad A_v = \frac{\left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g}\right) \left(\frac{r_o}{\mu+1}\right)}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}$$

چونکہ $\mu = g_m r_o$ کے برابر ہے لہذا $\frac{r_o}{\mu+1} \approx \frac{1}{g_m}$ لکھا جاسکتا ہے جس سے مندرجہ بالا مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.98) \quad A_v = \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g}\right)}{1 + g_m R_s}$$

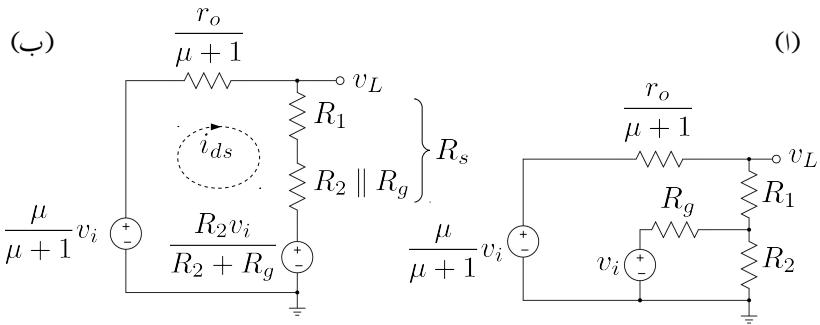
اگر $R_g \gg R_2$ ہو، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب $\frac{R_2}{R_2+R_g}$ کو نظر انداز کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.99) \quad A_v \approx \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s}{1 + g_m R_s}$$

عموماً $R_g \gg R_2$ اور یوں $R_s \approx R_1 + R_2$ لکھا جاسکتا ہے۔ اگر $g_m R_s \gg 1$ کی ہو تو مندرجہ بالا مساوات کو

$$(4.100) \quad A_v \approx \frac{\mu}{\mu+1} \approx 1$$

لکھا جاسکتا ہے۔ اس مساوات سے صاف ظاہر ہے کہ ماسفیٹ کے تابع سورس ایپلیفائر کا خارجی اشارہ بھی خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کی پیروی کرتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کی طرح ماسفیٹ کے مشترک کے ڈرین ایپلیفائر کا A_v بھی تقریباً ایک کے برابر ہے۔



شکل 4.54: تابع سورس کا مساوی ہاریک اشاراتی دور

خارجی مزاحمت

شکل 4.54 ب کو دیکھتے ہوئے خارجی مزاحمت یوں لکھی جاسکتی ہے۔

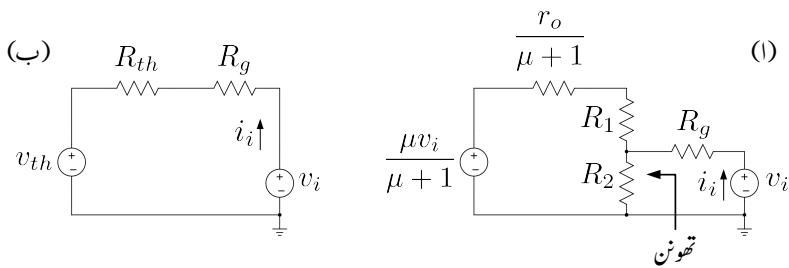
$$(4.101) \quad R_o = \frac{r_o}{\mu + 1} \parallel R_s \\ = \frac{1}{g_m} \parallel R_s$$

اگر $R_s \gg \frac{1}{g_m}$ ہو 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 4.55: تابع سورس کا داخلي مزاحمت

شکل 4.54 کو قدر مختلف طرز پر شکل 4.55 میں دکھایا گیا ہے جہاں مطلوبہ v_i اور i_i کی وضاحت کی گئی ہے۔ R_g کے باکیں جانب کا ہكونن 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 ہكونن 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 داخلي 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 $R_1 \gg R_2$ ہو تو اس سے مزید سادہ مساوات پیوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(4.107) \quad R_i \approx (\mu + 1) R_g$$

مثال 3.55 میں میں سے ایکر 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 اف میں استعمال کئے جانے والے ماسفیٹ کے اور $V_t = -3 \text{ V}$, $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $r_o = 90 \text{ k}\Omega$ اور $V_{DSQ} = 10 \text{ V}$, $I_{DSQ} = 0.4 \text{ mA}$ اور $R_i = 200 \text{ k}\Omega$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاجمت حاصل کریں۔

حل:

$$I_{DSQ} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$0.0004 = \frac{0.0002}{2} (V_{GSQ} + 3)^2$$

$$V_{GSO} = -5\text{ V}, \quad -1\text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ $V_{GSQ} = -5\text{V}$ کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ قیمت V_t سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع ہو جاتا ہے۔ یوں مساوات 4.95 کے تحت $R_1 = 2.5\text{k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.94 کی مدد سے

$$\begin{aligned} R_1 + R_2 &= \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DSQ}} \\ &= \frac{15 - 10}{0.4 \times 10^{-3}} \\ &= 12.5\text{k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں $R_2 = 10\text{k}\Omega$ ہو گا۔ چونکہ

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = -1 - 10 = -11\text{V} < V_t$$

ہے لہذا ماسفیٹ کو انفرائیں نہ خلطے 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 $R_s \approx R_1 + R_2 = R_g \gg R_2 = g_m r_o = 36\mu$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_g \gg R_2$ تصور کرتے ہوئے اور یوں مساوات 4.99 سے 12.5 kΩ حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 4.99 سے

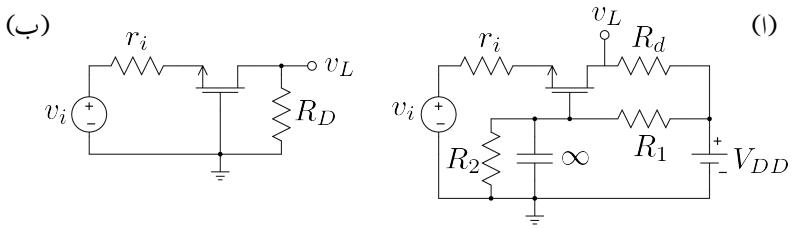
$$A_v \approx \frac{0.4 \times 10^{-3} \left(\frac{36}{36+1} \right) 12.5 \times 10^3}{1 + 0.4 \times 10^{-3} \times 12.5 \times 10^3} = 0.81 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 4.106 کی مدد سے $R_i = 200\text{k}\Omega$ حاصل کرنے کی خاطر

$$200000 = \frac{R_g}{1 - \frac{10000 \left(\frac{36}{36+1} \right)}{2500 + 10000}}$$

حاصل ہوتا ہے $R_g = 44\text{k}\Omega$ سے



شکل 4.56: گیٹ مشترک ایمپلیفیاٹر

4.17 گیٹ مشترک ایمپلیفیاٹر

شکل 4.56 الف میں گیٹ مشترک ایمپلیفیاٹر دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں اسی کا مساوی بدلتی رو دور دکھایا گیا ہے۔ گیٹ پر نسب کپیسٹر کی قیمت لاحدہ دکھائی گئی ہے۔ یوں درکار تعدد پر کپیسٹر کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ شکل ب کا شکل 4.50 کے ساتھ موزانہ کریں۔ یہاں v_3 اور v_1 صفر وولٹ ہیں جبکہ v_2 کو v_i کہا گیا ہے۔ لہذا تمام اجزاء کو ڈرین میں منتقل کرتے ہوئے شکل 4.51 کے طرز پر شکل 4.57 الف حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح سورس جانب کا عکس شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 4.57 الف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_L = \frac{R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d} (\mu + 1) v_i$$

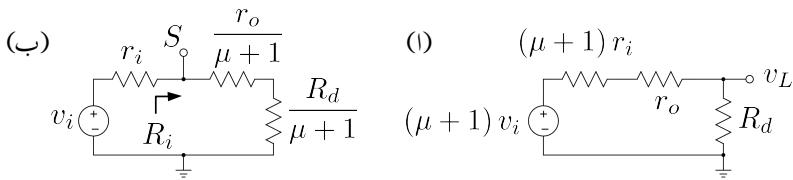
جس سے افزائش $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ یوں لکھی جاسکتی ہے

$$A_v = \frac{(\mu + 1) R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d}$$

شکل 4.57 ب سے ایمپلیفیاٹر کا داخلی مزاجمت لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$R_i = \frac{r_o + R_d}{\mu + 1}$$

گیٹ مشترک ایمپلیفیاٹر بلند تعدد پر استعمال ہوتا ہے۔ یہ بطور برتنی سونچ بھی استعمال کیا جاتا ہے۔



شکل 4.57: گیٹ مشترک ایمپلینگر کے ڈرین اور سورس جانب عکس

4.18 زنجیری ایمپلینگر

ایک سے زیادہ ایمپلینگر کو زنجیر کی شکل میں جوڑ کر زیادہ سے زیادہ افراٹش حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ ایسے زنجیری ایمپلینگر 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۔

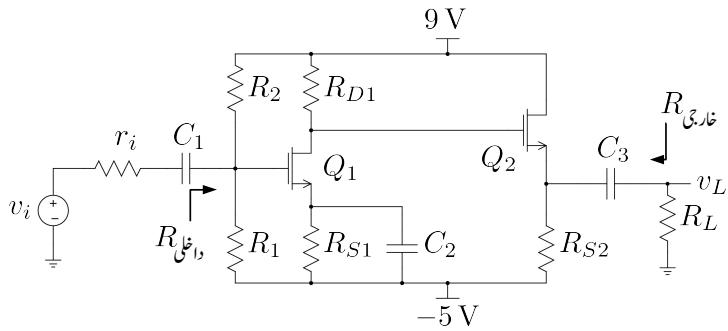
مثال 4.32: شکل 4.58 میں دو بالکل یکساں ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے، پہلی کڑی سورس مشترک اور دوسری کڑی ڈرین مشترک ایمپلینگر سے تخلیق دی گئی ہے۔ پہلی کڑی کی مزاحمت فراہم کرنے کے لئے درکار $R_{D1} = 0.12 \text{ mA}$ اور $V_t = 1 \text{ V}$ اور $k_n = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہیں۔ $I_{DS1} = V_{DS1} = V_{DS2} = 5 \text{ V}$ اور $I_{DS2} = 1.2 \text{ mA}$ حاصل کرنے کے لئے درکار $R_{S1} = 150 \text{ k}\Omega$ اور $R_{S2} = 7.5 \text{ k}\Omega$ حاصل کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لاحدہ تصور کریں۔

حل: Q_2 کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$\begin{aligned} 9 + 5 &= V_{DS2} + I_{DS2}R_{S2} \\ &= 5 + 1.2 \times 10^{-3}R_{S2} \end{aligned}$$

$R_{S2} = 7.5 \text{ k}\Omega$ سے حاصل ہوتا ہے۔ افراٹنڈہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.2 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS2} - 1)^2$$



شکل 4.58: دو کریز نجیری ماسفیٹ ایکپلینیٹر

Q_2 حاصل ہوتا ہے۔ $V_{GS2} = 3\text{ V}$ سے

$$V_{S2} = 9 - V_{DS2} = 9 - 5 = 4\text{ V}$$

ہے یوں اس کے گیٹ پر

$$V_{G2} = V_{S2} + V_{GS2} = 4 + 3 = 7\text{ V}$$

ہوں گے جو V_{D1} کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت R_{D1} پر اُوہم کے قانون سے

$$9 - V_{D1} = I_{DS1}R_{D1}$$

$$9 - 7 = 0.12 \times 10^{-3}R_{D1}$$

$$R_{D1} = 16.7\text{ k}\Omega \quad \text{حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ } V_{DS1} = 5\text{ V}$$

$$V_{S1} = V_{D1} - V_{DS1} = 7 - 5 = 2\text{ V}$$

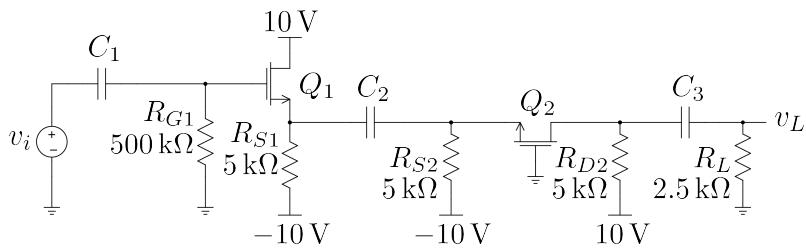
اور R_{S1} پر اُوہم کے قانون سے

$$V_{S1} - (-5) = I_{DS1}R_{S1}$$

$$7 = 0.12 \times 10^{-3}R_{S1}$$

Q_1 کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$0.12 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1)^2$$



شکل 4.59: دو کری زنجیری مشترک ڈرین، مشترک گیٹ ایکلیپس

حاصل ہوتے ہیں لذت $V_{GS1} = 1.632 \text{ V}$

$$\begin{aligned} V_{G1} &= V_{S1} + V_{GS1} \\ 2 + 1.632 &= 3.632 \text{ V} \end{aligned}$$

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 $R_{\text{غیر متعادل}} = R_1 \parallel R_2$ کے برابر ہے جس کی قیمت $150 \text{ k}\Omega$ درکار ہے لذا

$$150 \times 10^3 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

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 $V_{t1} = V_{t2} = 2 \text{ V}$ اور $k_{n1} = k_{n2} = 3 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ لیتے ہوئے I_{DS1} اور I_{DS2} حاصل کریں۔ ان قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے کل افزائش $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

حل: ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے بدلتے متغیرات کی قیمت صفر کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کرنے کی غرض سے Q_1 کے لئے دکھا جاسکتا ہے

$$V_{G1} = 0$$

$$V_{S1} = -10 + I_{DS1}R_{S1} = -10 + 5000I_{DS1}$$

جس سے

$$V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} = 10 - 5000I_{DS1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات

$$I_{DS1} = \frac{0.003}{2} (10 - 5000I_{DS1} - 2)^2$$

اور $I_{DS1} = 0.73 \text{ mA}$ سے

$$g_{m1} = \sqrt{2k_{n1}I_{DS1}} = \sqrt{2 \times 0.003 \times 0.00073} = 2.09 \text{ mS}$$

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

$$I_{DS2} = \frac{0.003}{2} (10 - 5000I_{DS2} - 2)^2$$

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 شکل 4.60 میں دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر ہم

$$v_{g1} = v_i$$

$$v_{g2} = 0$$

$$v_{s1} = v_{s2} = v_s$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$v_{gs1} = v_i - v_s$$

$$v_{gs2} = -v_s$$

لکھا جا سکتا ہے۔ v_s کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_s &= \left(g_{m1}v_{gs1} + g_{m2}v_{gs2} \right) \left(\frac{R_{S1}R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \right) \\ &= g_m [(v_i - v_s) + (-v_s)] R_S \end{aligned}$$

جبکہ دوسرا 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

$$\begin{aligned} v_L &= -g_{m2}v_{gs2} \left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right) \\ &= g_m v_s \left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right) \end{aligned}$$

جبکہ v_s کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس میں v_s پُر کرنے سے

$$v_L = g_m \left(\frac{g_m R_S v_i}{1 + 2g_m R_S} \right) \left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

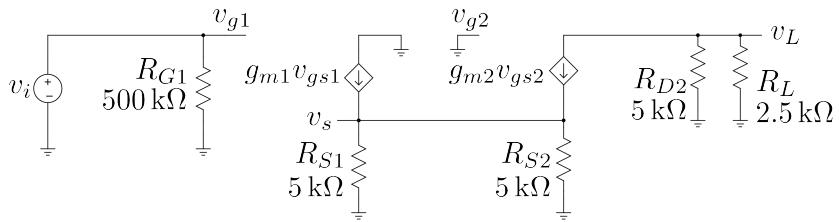
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{g_m^2 R_S}{1 + 2g_m R_S} \left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_S = \frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} = \frac{5000 \times 2500}{5000 + 2500} = 1.667 \text{ k}\Omega$$



حکل 4.60: دو کڑی زنجیری ٹرانزسٹر ڈریں، مشترک گیٹ ایمپلینیٹر کا مساوی دور

کے استعمال سے

$$A_v = \left(\frac{0.00209^2 \times 2500}{1 + 2 \times 0.00209 \times 2500} \right) \times 1667 = 1.59 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

4.19 قوی ماسفیٹ

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 قوی ماسفیٹ⁴⁴ زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ماسفیٹ متوازنی جوڑ کر مزید زیادہ برتنی روکو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمتی سے بدلتی روکر برتنی دباؤ بناتے انورٹر⁴⁵ میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ قوی ٹرانزسٹر کی نسبت سے قوی ماسفیٹ انتہائی تیز ہے۔ اسے چالو سے منقطع یا منقطع سے چالو حالات میں چند نیزو سینکڑ میں لایا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ اسے چالو کرنے کی خاطر درکار برتنی طاقت نہیں کم ہے جسے عام CMOS مخلوط دور فراہم کر سکتا ہے۔

برتنی طاقت کا ضیع 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

power mosfet⁴⁴
inverter⁴⁵

کی مزاحمت بڑھ جائے گا۔ متوالی جڑے ماسفیٹ میں جس ماسفیٹ کا مزاحمت زیادہ ہو، اس کا i_{DS} کم ہو گا۔ یوں زیادہ گرم ہونے والا ماسفیٹ خود بخود کم برقی روگزارتے ہوئے کم گرم ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ متوالی جڑے قوی ثرانزسٹر کے برکس متوالی جڑے قوی ماسفیٹ از خود برقی 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۔

اہم نکات

nMOSFET متفہ ماسفیٹ

بڑھاتا متفہ ماسفیٹ کے V_t کی قیمت ثابت ہوتی ہے جبکہ گھٹاتا متفہ ماسفیٹ کے V_t کی قیمت متفہ ہوتی ہے۔ V_A کی قیمت دونوں کے لئے ثابت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افزائندہ

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \geq V_t$$

$$i_{DS} = k'_n \left(\frac{W}{L} \right) \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\text{مزاحمت} = \frac{1}{k'_n \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)} \quad \text{کم برقی دباؤ پر مزاحمت}$$

افزاں ندہ

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \leq V_t$$

$$i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$$

heat sink⁴⁶

ثبت ماسفیٹ pMOSFET

بڑھتا مثبت ماسفیٹ کے V_t کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ گھٹتا مثبت ماسفیٹ کے V_t کی قیمت مثبت ہوتی ہے۔ V_A کی قیمت دونوں کے لئے ثابت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افزائندہ

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \geq -V_t$$

$$i_{SD} = k'_p \left(\frac{W}{L} \right) \left[(v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right]$$

$$\text{مزاہت} = \frac{1}{k'_p \left(\frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)} \quad \text{کم برقی دباؤ پر مزاہت}$$

افزائندہ

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \leq -V_t$$

$$i_{SD} = \frac{k'_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)^2 \left(1 + \frac{v_{SD}}{V_A} \right)$$

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 کم $\epsilon = 3.97\epsilon_0$ اور $d = 0.02 \mu\text{m}$, $\mu_n = 650 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$ پر ماسفیٹ کی مزاحمت کی مساوات کیا ہو گی۔ اگر $V_t = 0.8 \text{ V}$, $V_{GS} = 1.8 \text{ V}$, $\frac{W}{L} = 20$ جبکہ v_{DS} پر کم V_t ہوں تو بے 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 بقایا معلومات تبدیل کئے بغیر، نہیت کم V_{SD} پر مزاحمت حاصل کریں۔

جواب: 1114Ω

سوال 4.3: بقایا ساخت کمل طور پر ایک جیسے رکھتے ہوئے منفی اور ثابت ماسفیٹ کے چوڑائی W کی ایسی شرح دریافت کریں جن پر دونوں ماسفیٹ کی مزاحمت برابر ہو۔

جواب: $\frac{W_n}{W_p} = 0.4$

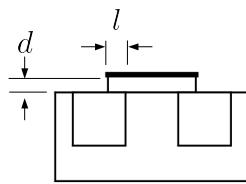
سوال 4.4: ایک منفی ماسفیٹ جس کے $i_{DS} = 0.02 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1 \text{ V}$ اور $v_{GS} = 4 \text{ V}$ ہیں کو $v_{DS} = 6 \text{ V}$ اور $v_{DS} = 3 \text{ V}$ اور $v_{DS} = 1 \text{ V}$ پر استعمال کرنے کی خاطر درکار $i_{DS} = 4 \text{ mA}$ حاصل کریں۔

جوابات: $90 \mu\text{A}$, $50 \mu\text{A}$ اور $90 \mu\text{A}$

سوال 4.5: ایک منفی ماسفیٹ جس کے

$$k_n = 0.08 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad V_t = 1 \text{ V}$$

ہیں کو افزائندہ خطے میں $i_{DS} = 4 \text{ mA}$ پر استعمال کرنے کی خاطر درکار v_{GS} اور کم سے کم v_{DS} حاصل کریں۔ اگر اس منفی ماسفیٹ کی $V_t = -1 \text{ V}$ ہو تو جوابات کیا ہوں گے۔



شکل 4.61: سورس اور ڈرین کو گیٹ ڈھانپ کر کپیسٹر کو جنم دیتا ہے

جوابات: $V_t = 1\text{ V}$ کی صورت میں $v_{DS} \geq 10\text{ V}$ اور $v_{GS} = 11\text{ V}$ اور جبکہ $V_t = -1\text{ V}$ کی صورت میں $v_{DS} \geq 10\text{ V}$ اور $v_{GS} = 9\text{ V}$ 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 $v_{DS} \geq 3.16\text{ V}$ اور $v_{GS} = 4.16\text{ V}$ اور جبکہ $V_t = -1\text{ V}$ کی صورت میں $v_{DS} \geq 3.16\text{ V}$ اور $v_{GS} = 2.16\text{ V}$ حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.7: منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے مساوات کے خط کاغذ پر قلم سے کھینچیں۔ انہیں کو کمپیوٹر کی مدد سے کھینچیں۔

سوال 4.8: شکل 4.61 میں W چوڑائی کا گیٹ سورس کو ڈھانپتا ہوا دکھایا گیا ہے۔ گیٹ اور سورس کا ڈھانپا گیا حصہ مل کر کپیسٹر C_{gsp} کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کی چوڑائی W اور لمبائی l اور k_n کے درمیانی فاصلہ d ہے۔ اگر $W = 100\text{ }\mu\text{m}$ اور $l = 1\text{ }\mu\text{m}$ اور $d = 0.02\text{ }\mu\text{m}$ ہوں تب اس کپیسٹر کی قیمت کیا ہو گی۔ $\epsilon = 3.97\epsilon_0$ لیں جہاں $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$ کے برابر ہے۔

جوابات: $176\text{ fF} \cdot C_{gsp} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 W l}{d}$

سوال 4.9: ایک منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ اور ڈرین کو آپس میں جوڑ کر اس کے v_{DS} اور i_{DS} ناپے جاتے ہیں۔ 4 V پر 1 mA اور 2.5 mA پر 6 V ناپا جاتا ہے۔ اس ماسفیٹ کے V_t اور k_n حاصل کریں۔

جوابات: $v_{GS} > V_t = 0.5575\text{ V}$ اور $k_n = 0.169 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ یاد رہے کہ چالو منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے لئے 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 $v_{DS} = 3\text{ V}$ پر $i_{DS} = 2\text{ mA}$ جبکہ $v_{DS} = 6\text{ V}$ پر $i_{DS} = 4\text{ mA}$ ناپے جاتے ہیں۔ ماسفیٹ کے 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 $k'_n = 15 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ہیں۔ $v_{GS} = 2\text{ V}$ پر $v_{DS} = 8\text{ k}\Omega$ پر $v_{GS} = 8\text{ V}$ پر 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۔ r_o پر $i_{DS} = 3.6\text{ mA}$ جبکہ $v_{DS} = 10\text{ V}$ پر $i_{DS} = 3.3\text{ mA}$ ناپے جاتے ہیں۔ ماسفیٹ کی اور ارلی برتنی دباؤ V_A دریافت کریں۔

$$\text{جوابات: } r_o = \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_{DS}} = 33.33\text{ k}\Omega, V_A = 50\text{ V}$$

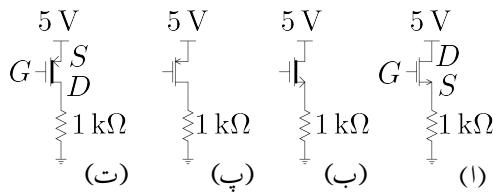
سوال 4.13: مندرجہ بالا سوال کے ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت r_o کی قیمت $i_{DS} = 100\text{ }\mu\text{A}$ اور $i_{DS} = 10\text{ mAr}$ پر حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } 5\text{ k}\Omega, r_o = \frac{V_A}{I_{DSQ}} = 500\text{ k}\Omega$$

سوال 4.14: ایک گھلتے منفی ماسفیٹ کے ساتھ جوڑا جائے تب $V_t = -3\text{ V}$ اور $k_n = 0.2 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ہیں۔ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب $v_{DS} = -2\text{ V}$ اور $i_{DS} = 5\text{ V}$ پر i_{DS} 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 تب i_{DS} کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب 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 $k_n = 160 \frac{\mu A}{V^2}$ اور $V_t = -1 V$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب 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 $k_p = 160 \frac{\mu A}{V^2}$ اور $V_t = -1 V$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب 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 $k_p = 160 \frac{\mu A}{V^2}$ اور $V_t = 1 V$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کی قیمت کیا ہو گی۔

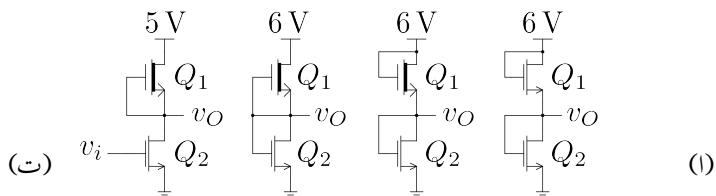
جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 1.52 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.08 mA

سوال 4.19: شکل 4.63 الف میں دونوں ماسفیٹ کا $V_t = 1 V$ ، $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ، $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$ جبکہ دونوں ماسفیٹ کا v_O حاصل کریں۔

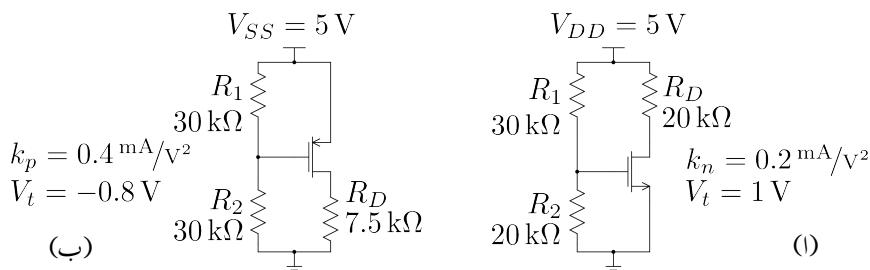
جواب: 2.3333 V، دونوں افراہندہ خطے میں ہیں۔

سوال 4.20: شکل 4.63 ب میں $V_{t1} = -0.8 V$ ، $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ، $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$ جبکہ $V_{t2} = v_O$ حاصل کریں۔

جواب: $Q_1 = 3.04 V$ ، $Q_2 = 0.96 V$ افراہندہ جبکہ Q_1 غیر افراہندہ ہے۔



: 4.63 شکل



: 4.64 شکل

سوال 4.21: شکل 4.63 پر میں جگہ $V_{t1} = -0.8 \text{ V}$ ، $k_{n1} = 50 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ، $V_{t2} = 0.4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ، $k_{n2} = 200 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ میں ہے۔ v_O حاصل کریں۔

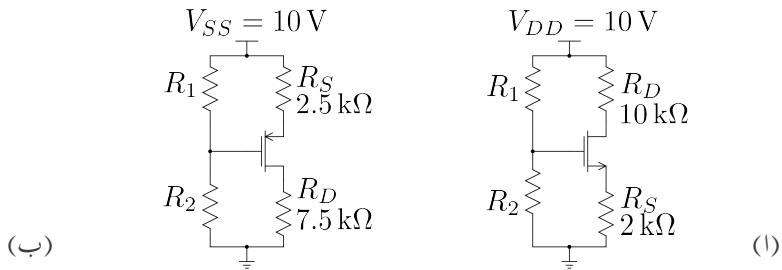
جواب: $v_O = 1.6 \text{ V}$

سوال 4.22: شکل 4.64 اف میں نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

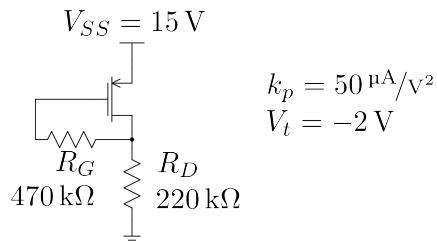
جواب: 3 V ، 0.1 mA

سوال 4.23: شکل 4.64 ب میں نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

جواب: $v_{SD} = 1.14 \text{ V}$ ، $i_{SD} = 0.515 \text{ mA}$



: 4.65 شکل



: 4.66 شکل

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 ہیں۔ R_2 کو یوں چنیں کہ $I_{DS} = 0.5 \text{ mA}$ بر قی روپائی جائے۔

$$R_2 = 95.4 \text{ k}\Omega, R_1 = 104.6 \text{ k}\Omega \quad \text{جواب:}$$

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 ہیں۔ R_2 کو یوں چنیں کہ $I_{SD} = 5 \text{ V}$ بر قی روپائی جائے۔

$$R_2 = 102.36 \text{ k}\Omega, R_1 = 97.64 \text{ k}\Omega \quad \text{جواب:}$$

سوال 4.26: شکل 4.66 میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

$$V_{GS} = -3.45 \text{ V}, I_{SD} = 52.5 \mu\text{A} \quad \text{جواب:}$$

سوال 4.27: شکل 4.65 اف میں $R_S = 1.2 \text{ k}\Omega$ اور $R_D = 5.6 \text{ k}\Omega$ ، $V_{DD} = 12 \text{ V}$ اور $R_1 = R_2 = 156.5 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ اگر ماسفیٹ کا $k_n = 0.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1.8 \text{ V}$ ہوں تب $i_{DS} = 0.8 \text{ mA}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار اور R_1 اور R_2 حاصل کریں۔ 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 1.6 V تا 2 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۔

$$\text{جواب: } 0.735 \text{ mA} \text{ کو } 0.8656 \text{ mA} \text{ دونوں صورتوں میں ماسفیٹ افزائندہ ہے۔}$$

سوال 4.29: شکل 4.65 اف میں $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ اور $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ R_S پر 0.55 V برقی دباو پایا جاتا ہے۔ R_2 کے متوازی $1000 \text{ k}\Omega$ نسب کرنے کے بعد R_S پر 0.507 V ناپا جاتا ہے۔ ماسفیٹ کو دونوں صورتوں میں افزائندہ خطے میں تصور کرتے ہوئے g_m حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } 0.33 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

سوال 4.30: مندرجہ بالا سوال میں ماسفیٹ کا k_n اور V_t بھی حاصل کریں۔

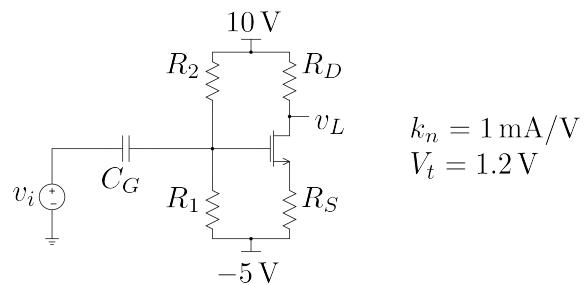
$$\text{جوابات: } V_t = 1.2 \text{ V}, k_n = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

سوال 4.31: شکل 4.64 اف میں $i_{DS} = 0.1 \text{ mA}$ کی توقع ہے۔ یوں $v_{DS} = 3 \text{ V}$ ہونی چاہئے۔ اصل قیمت 2.94 V ناپا جاتی ہے۔ ماسفیٹ کی ارلی برقی دباو حاصل کریں۔

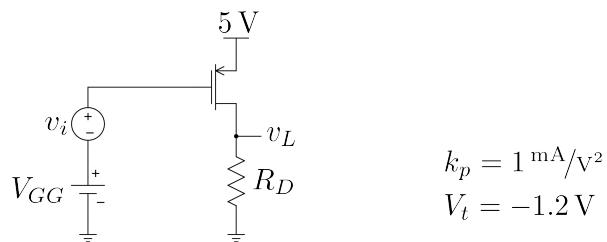
$$\text{جواب: } 100 \text{ V}$$

سوال 4.32: شکل 4.67 کے ایکپلیغاٹر میں $I_{DS} = 2 \text{ mA}$ اور $V_{DS} = 5 \text{ V}$ حاصل کرنے کے لئے درکار مزاجمت حاصل کریں۔ R_D کو R_S کے نو گناہ کھیں 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۔

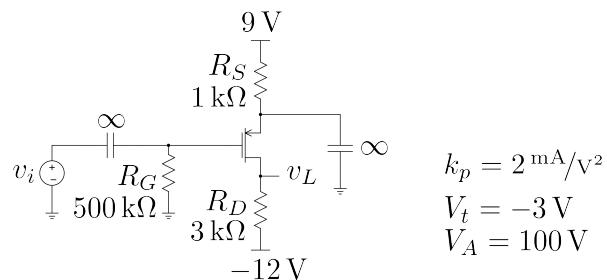
جوابات: $R_2 = 64 \text{ k}\Omega$ اور $R_1 = 11 \text{ k}\Omega$ ، $R_D = 4.5 \text{ k}\Omega$ ، $R_S = 0.5 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔ $A_v = -2.25 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ، $g_m = 2 \text{ mS}$



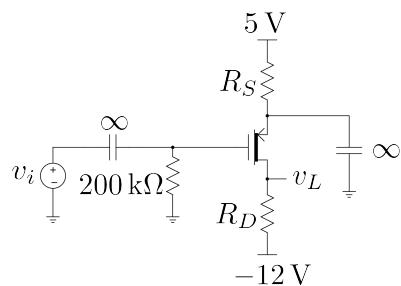
:4.67



:4.68



:4.69



مشکل 4.70:

سوال 4.33: مشکل 4.68 میں $A_v = -6 \frac{V}{V}$ اور $V_{SD} = 3V$ حاصل کرنے کی خاطر درکار R_D اور I_{SD} حاصل کریں۔ V_{GG} کی قیمت کیا ہو گی؟

جوابات: $I_{SD} = 0.222 \text{ mA}$ ، $V_{GG} = 3.133 \text{ V}$ ، $R_D = 9 \text{ k}\Omega$

سوال 4.34: مشکل 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: مشکل 4.70 میں $V_A = 40 \text{ V}$ اور $k_p = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = -1.4 \text{ V}$ کی ایسی قیمتیں حاصل کریں جن سے $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ اور $V_{SD} = 6 \text{ V}$ اور $I_{SD} = 0.36 \text{ mA}$ حاصل ہوں۔ V_{GG} کی قیمت بھی حاصل کریں۔

جوابات: $A_v = -22.7 \frac{V}{V}$ اور $r_o = 128 \text{ k}\Omega$ اور $R_D = 22 \text{ k}\Omega$ ، $R_S = 8.333 \text{ k}\Omega$ ہوتے ہیں۔

سوال 4.36: صفحہ 538 پر مشکل 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 ماسفیٹ کے نقطہ کار کر دگی حاصل کریں۔

جوابات: $V_{DS2} = 5 \text{ V}$ اور $I_{DS2} = 1.2 \text{ mA}$ ، $V_{DS1} = 5 \text{ V}$ ، $I_{DS1} = 0.12 \text{ mA}$

سوال 4.37: صفحہ 539 پر شکل 4.59 میں

$$R_{G1} = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

$$k_{n1} = 4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad k_{n2} = 6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

$$V_{f1} = V_{f2} = 1.5 \text{ V}$$

ہیں۔ دوسرے کو اس طرح تجھیق دیں کہ $V_{DS2} = 8 \text{ V}$ اور $I_{DS2} = 6 \text{ mA}$ ، $I_{DS1} = 2 \text{ mA}$ اور جواب استعمال کرتے ہوئے $A_v = \frac{v_o}{v_i}$ اور g_{m2} 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 ایمپلیفیا ر

5.1 دوجوڑٹرانزسٹر کا تفرقی جوڑا

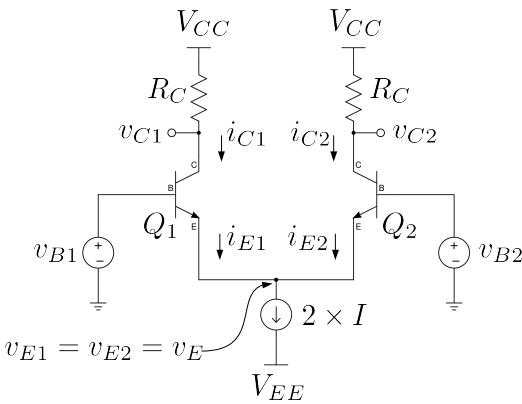
5.1.1 تفرقی اشارہ کی عدم موجودگی

شکل 5.1 میں دو جوڑٹرانزسٹر کا بنیادی تفرقی جوڑا¹ دکھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں دو بالکل یکسان² ٹرانزسٹر استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑے 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 جوڑے کو R_C کی مدد سے منج شہت بر قی دباؤ V_{CC} کے ساتھ جوڑا گیا ہے۔ جیسا کہ اسی باب میں بعد میں دکھایا جائے گا R_C کی جگہ ٹرانزسٹر بھی استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑے کے دو داخلی اشارات v_{B2} اور v_{B1} ہیں جبکہ اس کا عمومی تفرقی خارجی اشارہ v_o ہے جسے شکل 5.2 میں دکھایا گیا ہے۔ بعض اوقات v_{C1} یا v_{C2} کو ہی بطور خارجی اشارہ v_o لیا جاتا ہے۔

تفرقی جوڑے کے دونوں ٹرانزسٹروں کے ایمپلیفیا کے 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 5.1: دو جوڑا انزسٹر کے تفرقی جوڑے کی بنیادی ساخت

مزید یہ کہ اس جوڑ پر پیدا کار بر قی رو کی بر قی رو i_{E1} اور i_{E2} میں تقسیم ہو گی جس کے لئے کر خوف کے قانون برائے بر قی رو کے تحت لکھا سکتا ہے

$$(5.2) \quad i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$$

تفرقی جوڑے کی کار کردگی پر شکل 5.2 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں تفرقی جوڑے کے دونوں داخلی سروں پر یک سمتی 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 بر قی رو پائی جائے گی (یعنی $i_{E1} = i_{E2}$)۔ ایسی صورت میں مساوات 5.2 سے حاصل ہوتا ہے اور یوں $i_{E1} = i_{E2} = I$ ہو گا۔ لہذا $i_{C1} = i_{C2} = \alpha I$

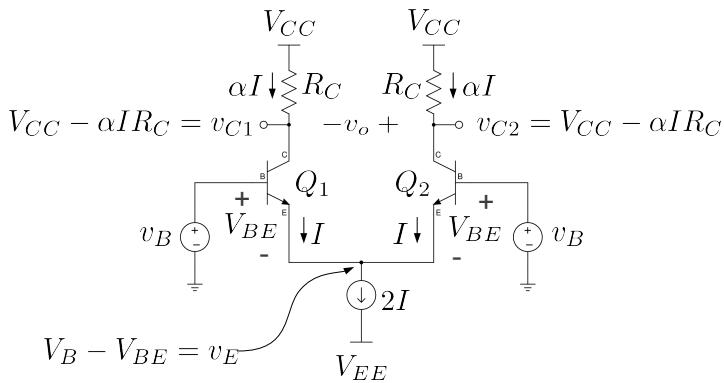
$$\begin{aligned} v_{C1} &= V_{CC} - i_{C1}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C \\ v_{C2} &= V_{CC} - i_{C2}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C \end{aligned}$$

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 مداخل پر برابر بر قی 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 voltage



شکل 5.2: دونوں مداخل پر برابر تی 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: 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: منع رو $2 \times I = 4 \text{ mA}$ رو پیدا کرتی ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے بیس سرے برابر بر قی دباؤ یعنی $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ پر بیس لہذا $v_E = 3 - 0.7 = 2.3 \text{ V}$

$$v_E = 3 - 0.7 = 2.3 \text{ V}$$

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 منع رو کے سروں پر 2.3 V اور 15 V ہونے سے اس پر

$$2.3 - (-15) = 17.3 \text{ V}$$

ہوں گے۔ مزید یہ کہ ٹرانزسٹروں کے بیس سروں پر 3 V جبکہ ان کے گلکش سروں پر 7.3 V ہونے سے ان کے بیس۔ گلکش جوڑاٹ مائل ہیں۔ یوں یہ افزائندہ خطے میں بیس جو کہ تفرقی جوڑے کے صحیح کارکردگی کے لئے ضروری ہے۔

مثال 5.2: مثال 5.1 میں مشترکہ بر قی دباؤ کی وہ حد معلوم کریں جس پر ٹرانزسٹر غیر-افزاں ندہ خطے میں داخل ہو جائیں گے۔

حل: اس مثال میں ہم نے دیکھا کہ مشترکہ مشترکہ بر قی دباؤ میਆ کرنے سے دونوں ٹرانزسٹروں میں برابر بر قی رو کا گزر ہوتا ہے اور ان کے گلکش سروں پر 7.3 V پایا جاتا ہے۔ اگر بیس۔ گلکش جوڑا پر سیدھی رُخ چالو کردہ برق دباؤ یعنی 0.5 V پایا جائے تو ٹرانزسٹر غیر-افزاں ندہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر اس وقت تک افزائندہ رہیں گے جب تک ان کے بیس سروں پر تقریباً $(7.3 + 0.5 = 7.8 \text{ V})$ یا اس سے کم مشترکہ برق دباؤ پائی جائے یعنی

$$v_{CM} \leq 7.8 \text{ V}$$

5.1.2 تفریقی اشارہ موجود

اعین تفریقی برقی اشارہ کو صفر ولٹ سے بڑھا کر تفریقی جوڑے کی کارکردگی دیکھیں۔ شکل 5.3 الف 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 تفریقی جوڑے کے دو اطراف یہ میں 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 ترانزسٹر میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں لہذا تمام کا تمام $I \times 2$ برقی رو ترانزسٹر Q_1 کو منتقل ہو جائے گی یعنی

$$i_{E1} = 2I$$

$$i_{E2} = 0$$

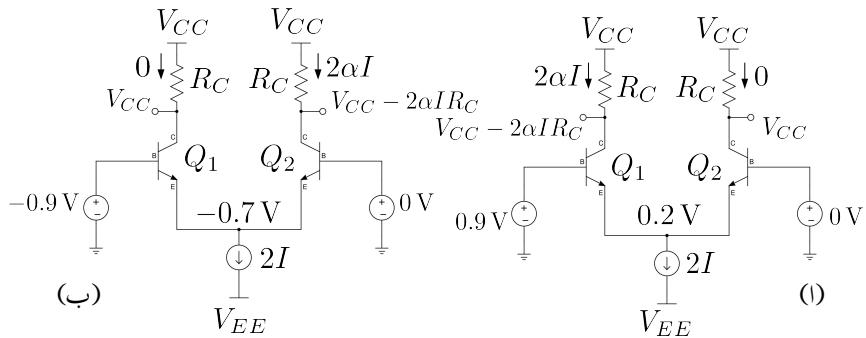
یوں

$$v_{C1} = V_{CC} - 2\alpha IR_C$$

$$v_{C2} = V_{CC}$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha IR_C$$

ہوں گے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں تفریقی اشارہ کے موجودگی میں خارجی برقی دباؤ v_o کی قیمت صفر ولٹ نہیں رہتی۔ حقیقت میں تفریقی جوڑ انہیلت کم داخلی تفریقی برقی دباؤ پر ہی تمام کی تمام برقی رو ($(\text{یعنی } I \times 2)$) کو ایک ترانزسٹر منتقل کر کے $+2\alpha IR_C$ برقی دباؤ خارج کر دے گا جس کے بعد تفریقی دباؤ مزید بڑھانے سے خارجی برقی دباؤ v_o

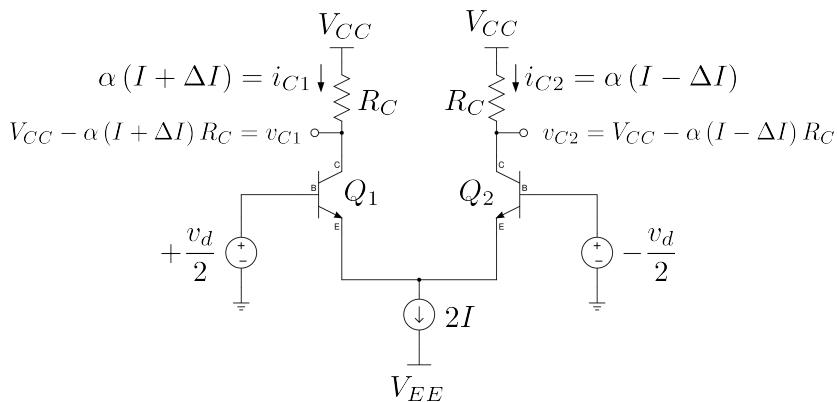


شکل 5.3: تفرقی اشارہ کے موجودگی میں تفرقی جوڑے کی کارکردگی

میں مزید تبدیلی ممکن نہیں۔ تفرقی جوڑے کے دونوں دخول صفر وولٹ ہونے کی صورت میں $v_E = -0.7 \text{ V}$ ہوتا ہے۔ اب اگر $v_{B1} = -0.9 \text{ V}$ رکھتے ہوئے $v_{B2} = 0 \text{ V}$ کر دیا جائے تو Q_2 کا بیس-ٹرانزسٹر جوڑ سیدھا مائل ہو جائے گا لہذا $v_E = -0.7 \text{ V}$ ہو گا۔ یوں Q_1 کے بیس سرے پر -0.9 V ۔ جبکہ اس کے ایسٹر سرے پر -0.7 V ہونے کی وجہ سے یہ منقطع صورت اختیار کر لے گا۔ یہ صورت شکل 5.3 ب میں دکھائی گئی ہے۔ یوں منع روکی تمام برقی رو (یعنی $I \times 2$) ٹرانزسٹر Q_2 کو منتقل ہو جائے گی۔ اس طرح

$$\begin{aligned} i_{E1} &= 0 \\ i_{E2} &= 2I \\ v_{C1} &= V_{CC} \\ v_{C2} &= V_{CC} - 2\alpha I R_C \\ v_o &= v_{C2} - v_{C1} = -2\alpha I R_C \end{aligned}$$

ہوں گے۔ شکل 5.3 الف میں ہم نے دیکھا کہ $v_d = v_{B1} - v_{B2} = 0.9 \text{ V}$ 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 $v_d = -0.9 \text{ V}$ 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 5.4: باریک تفرقی اشارے پر صورت حال

5.2 باریک داخلی تفرقی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی بنیادی کارکردگی

کرخوف کے قانون برائے برقی 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 برقی رو $2 \times I$ کی ایک ٹرانزسٹر میں منتقل نہ ہو۔ جیسا شکل 5.4 میں دکھایا گیا ہے، ہم اس صورت کو یوں بیان کر سکتے ہیں کہ $+ \frac{v_d}{2}$ اشارہ بطور v_{B1} اور $- \frac{v_d}{2}$ اشارہ بطور v_{B2} مہیا کیا جاتا ہے یعنی

$$v_{B1} = + \frac{v_d}{2}$$

$$v_{B2} = - \frac{v_d}{2}$$

اگر v_{B1} اور v_{B2} دونوں پر صفر ولٹ دئے جاتے تب $i_{E1} = i_{E2} = I$ ہوتا۔ اب جب v_{B1} کو بہک 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۔ تا ہم 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 اینٹر سرے پر v_{E1} برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے اینٹر سرے آپس میں جڑے ہیں لہذا $v_{E2} = v_E$ ہو گا۔ یوں اینٹر 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۔ آئین انہیں حاصل کریں۔ پہلے قدم میں مساوات 5.11 کو مساوات 5.10 سے تقسیم کر کے v_E سے چھکارا 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

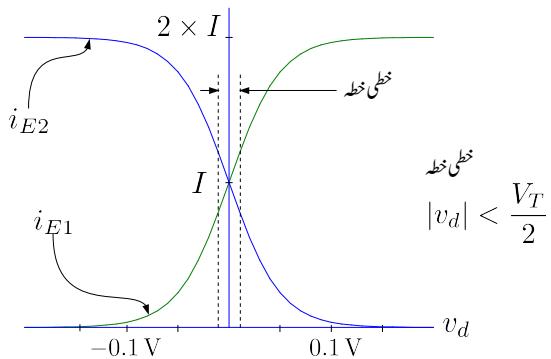
$$(5.16) \quad \begin{aligned} \left(\frac{2 \times I}{i_{E1}} \right)^{-1} &= \left(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)^{-1} \\ \frac{i_{E1}}{2 \times I} &= \frac{1}{\left(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)} \end{aligned}$$

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۔

$$(5.18) \quad i_{E2} = \frac{2 \times I}{\left(1 + e^{+\frac{v_d}{V_T}} \right)}$$



مکمل 5.5: تفرقی جوڑے کے بظ

مساوات 5.17 اور مساوات 5.18 میں کھینچے گئے ہیں۔

مثال 5.3: صفر وولٹ تفرقی اشارہ یعنی $v_d = 0$ پر i_{E1} اور i_{E2} حاصل کریں۔

حل: مساوات 5.17 سے حاصل ہوتا ہے

$$i_{E1} = \frac{2 \times I}{1 + e^{-\frac{0}{V_T}}} = \frac{2 \times I}{1 + e^0} = \frac{2 \times I}{1 + 1} = I$$

اسی طرح مساوات 5.18 سے حاصل ہوتا ہے

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{+\frac{0}{V_T}}} = \frac{2 \times I}{1 + e^0} = \frac{2 \times I}{1 + 1} = I$$

مثال 5.4: مندرجہ ذیل تفرقی برقی اشارات پر i_{E2} حاصل کریں۔

.1

$$v_d = -0.15 \text{ V}$$

.2

$$v_d = -0.1 \text{ V}$$

.3

$$v_d = 0.1 \text{ V}$$

.4

$$v_d = 0.15 \text{ V}$$

حل: مساوات ۵.۱۸ 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 98.2 فیصد برقی رو Q_2 سے گزرتی ہے جبکہ $v_d = 0.1 \text{ V}$ پر صرف 1.8 فیصد 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 نہایت کم داخلی تفرقی برقی دباؤ درکار ہوتا ہے۔ مزید یہ کہ اس تمام عمل میں تفرقی جوڑے کے دونوں ٹرانزسٹر افراہندہ حال رہتے ہیں۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپیٹر جوڑ پر اندر ورنی کپیسٹر $C_{b'e}$ اور بیس-کلکٹر جوڑ پر اندر ورنی کپیسٹر C_{be} پائے جاتے ہیں۔ غیر-افراہندہ ٹرانزسٹر میں ان کپیسٹروں کے مجموعہ کی قیمت، افراہندہ 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 مدار کل کپیسٹر کی قیمت اور ان دو مختلف برقی دباؤ (جن کے مابین اس میں بار بھرا جائے یا بار کی نکاسی کی جائے) پر ہوتا ہے۔

تفرقی جوڑا چونکہ ہر صورت افراہندہ رہتا ہے لہذا اس کے کپیسٹر کی قیمت کم ترین رہتی ہے اور چونکہ اسے چلانے کی خاطر درکار تفرقی اشارہ v_d کے دو حدود قریب قریب ہیں لہذا اسے استعمال کرتے ہوئے نہایت تیز رفتار ادوار تخلیق دینا ممکن ہوتا ہے۔ یہی وجہ ہے کہ تیز ترین عددی برقيات (مثلاً اینٹر جیزا منطق⁵) میں بالخصوص اور دیگر تیز ترین برقيات میں بالعموم تفرقی جوڑا ہی استعمال ہوتا ہے۔

اس حصہ میں ہم تفرقی جوڑے کو بطور ایمپلینگ استعمال کریں گے۔ شکل 5.5 کو دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ دونوں دارکلکٹریوں 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 روکی تقسیم حاصل کی جاسکتی ہے۔ اگر ہم ڈکھل 5.5 میں دکھائے خطی خطے کی بات کریں تو اس خطے میں برقی روکی تقسیم کو نہایت سادہ اور خطی مساوات سے بھی حاصل کیا جا سکتا ہے۔ اس حصہ میں ان مساوات کو حاصل کرتے ہیں۔

مساوات 5.17 کو بہاں 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 مکالرن تسلسل⁶ یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$e^{+x} = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots$$

$$e^{-x} = 1 - x + \frac{x^2}{2!} - \frac{x^3}{3!} + \dots$$

چونکہ خطی خطے میں $|v_d| < \frac{V_T}{2}$ ہے لہذا $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$ اور $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$ کے مکالرن تسلسل میں پہلے چند جزو کو چھوڑ کر بقايا تمام اجزاء کے قیties نہایت کم ہوں گی۔ مساوات 5.21 میں $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$ اور $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$ کے مکالرن تسلسل پر

Maclaurin series⁶

کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 i_{E1} &= 2I \frac{1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right) + \left(1 - \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right)} \\
 (5.22) \quad &\approx 2I \frac{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right)}{2} \\
 &= I \left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}\right) \\
 &= I + \frac{I}{2} \frac{v_d}{V_T}
 \end{aligned}$$

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۔

$$(5.23) \quad i_{E1} = I + \frac{I}{V_T} \frac{v_d}{2}$$

اسی طرح اگر i_{E2} کی سادہ خطی مساوات حاصل کی جائے تو وہ مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$(5.24) \quad i_{E2} = I - \frac{I}{V_T} \frac{v_d}{2}$$

ان نتائج سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}
 (5.25) \quad i_{C1} &= \alpha i_{E1} = \alpha I + \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\
 i_{C2} &= \alpha i_{E2} = \alpha I - \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2}
 \end{aligned}$$

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 سے $i_{C1} = \alpha I$ اور $i_{C2} = \alpha I$ حاصل ہوتا ہے جو نقطہ کار کردگی پر کلکٹر برقرار رہے ہیں جنہیں I_{CQ} یا صرف I_C لکھا جا سکتا ہے۔ تفرقی اشارہ کے موجودگی میں مساوات 5.25 میں یک سمتی روکے علاوہ بدلتی روکی جائے گی۔

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 رویعنی

$$(5.27) \quad i_c = \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} = \left(\frac{I_C}{V_T} \right) \frac{v_d}{2}$$

ہے۔ آپ صفحہ 325 پر دئے گئے مساوات 3.174 کی مدد سے جانتے ہیں کہ $\frac{I_C}{V_T} = g_m$ دراصل ہے لہذا سے مزید اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.28) \quad i_c = g_m \frac{v_d}{2}$$

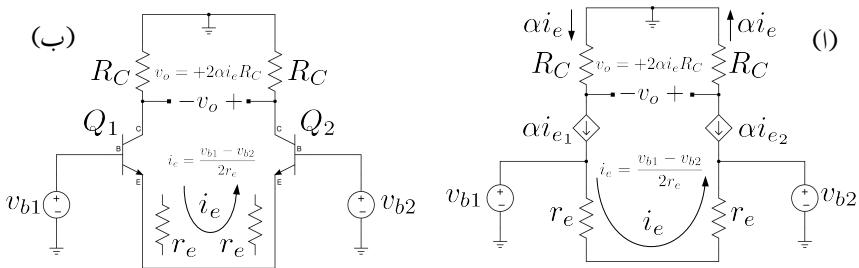
اس طرح مساوات 5.25 کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.29) \quad \begin{aligned} i_{C1} &= I_C + g_m \frac{v_d}{2} \\ i_{C2} &= I_C - g_m \frac{v_d}{2} \end{aligned}$$

یہاں رک کر شکل 5.4 میں دکھائے i_{C1} اور i_{C2} کا مساوات 5.25 میں حاصل کئے گئے قیمتوں کے ساتھ موازنہ کریں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\alpha \Delta I = \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2}$ ہے۔ باریک داخلی اشارے پر مساوات 5.28 کی مدد سے تفرقی جوڑے میں برقی رو i_c حاصل کی جا سکتی 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 جا سکتی ہے۔ آئیں اسی مساوات کو انتہائی سادہ طریقہ سے حاصل کریں۔ شکل 5.6 ب میں تفرقی جوڑے کا مساوی بدلتی رو



شکل 5.6: تفرقی بر قی ردو کا حصول بذریعہ ریاضی نمونہ

شکل دکھایا گیا ہے جہاں تمام یک سمتی منج بر قی دباو کو قصر دور اور تمام یک سمتی منج بر قی رو کو کھلے سرے کیا گیا ہے۔ شکل 5.6 الف میں ٹرانزسٹر کے ٹی-ریاضی نمونہ استعمال کر کے اسی کا مساوی دور بنایا گیا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ

$$(5.30) \quad i_e = \frac{v_{b1} - v_{b2}}{2r_e} = \frac{v_d}{2r_e}$$

ہو گا جہاں $v_d = v_{b1} - v_{b2}$ کو لکھا گیا ہے۔ یوں $i_{e1} = i_e$ جبکہ $i_{e2} = -i_e$ کے برابر ہو گا۔ صفحہ 329 پر مساوات 3.192 کے تحت $r_e = \frac{\alpha}{g_m}$ کے برابر ہے۔ یوں اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.31) \quad i_e = \frac{g_m}{\alpha} \frac{v_d}{2}$$

اور یوں

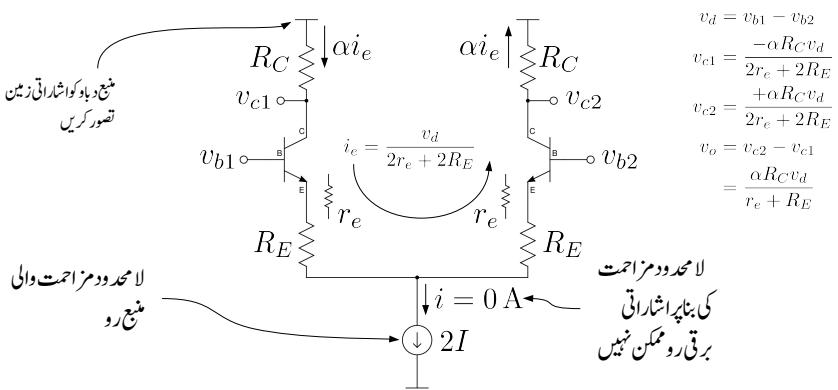
$$(5.32) \quad i_c = \alpha i_e = g_m \frac{v_d}{2}$$

اس طرح نہیات آسانی سے اس مساوات کو حاصل کیا گیا۔

یہ مساوات حاصل کرتے وقت ریاضی نمونہ بنانا ضروری نہیں۔ شکل 5.6 ب میں ایمپر 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 بر قی دباو 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 افراش برق دباؤ $A_d = \frac{v_o}{v_d}$ حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$(5.34) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = +g_m R_C$$

موجودہ طریقے کی افادیت دیکھنے کی خاطر شکل 5.7 میں دکھائے تفرقی ایکسپلیغاٹر پر غور کریں جہاں ٹرانزسٹر کے ایمیٹر سرے پر یہ ورنی مژاہمت R_E نسب کئے گئے ہیں۔ اس دور کو دیکھ کر ہی ہم لکھ سکتے ہیں۔

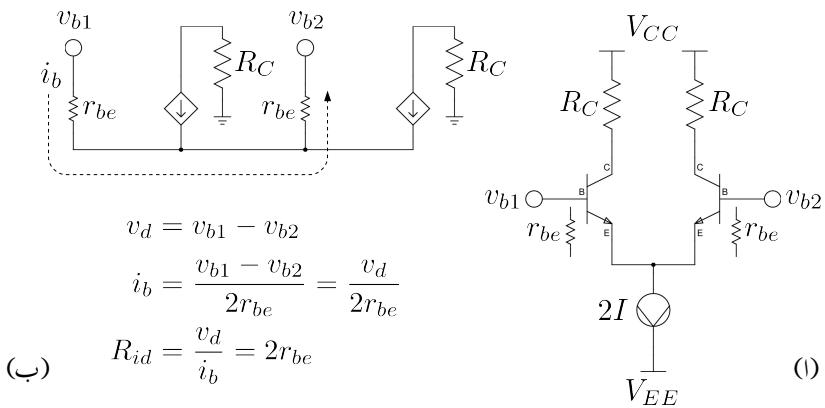
$$i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

اس مساوات سے تفرق افراش برق 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 سمیت برقی دباؤ کو قصر دور جبکہ یک سمیت برقی رو کو آزاد سرے کر دیا جاتا ہے۔

differential voltage gain⁷



شکل 5.8: تفرقی جوڑے کی داخلی تفرقی مزاحمت

5.4.3 داخلی تفرقی مزاحمت

تفرقی جوڑے میں دونوں ٹرانزسٹر کے π ریاضی نمونہ استعمال کرتے شکل 5.8 ب حاصل ہوتا ہے جس سے اس کی داخلی برقی رو i_b

$$(5.36) \quad i_b = \frac{v_{b1} - v_{b2}}{2r_{be}} = \frac{v_d}{2r_{be}}$$

اور اس سے تفرقی جوڑے کا داخلی تفرقی مزاحمت⁸ یوں حاصل ہوتا ہے۔

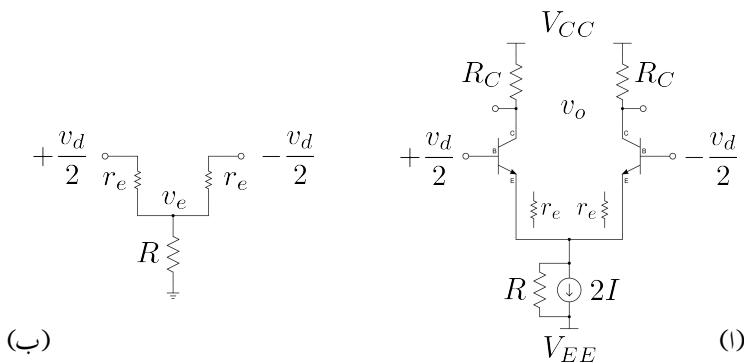
$$(5.37) \quad R_{id} = \frac{v_d}{i_b} = 2r_{be}$$

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



شكل 5.9: باریک اشاراتی مزاحمت کو زیر نظر رکھتے ہوئے داخلی تفرقی مزاحمت

سے 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 پوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.40) \quad R_{id} = \frac{v_d}{i_h} = (\beta + 1) (2r_e + 2R_E)$$

اب تک ہم تصور کرتے رہے ہیں کہ تفرقی ایکٹلیفائر میں استعمال کئے جانے والے یک سمتی منبع روکی اندر وونی مزاحمت لامحدود ہوتی ہے۔ حقیقت میں پائے جانے والے یک سمتی منبع روکی اندر وونی مزاحمت نہیات زیادہ مگر محدود ہوتی ہے۔ شکل 5.9 اف میں یک سمتی منبع روکا مساوی نارش دور⁹ استعمال کرتے ہوئے اس کے اندر وونی باریک اشاراتی مزاحمت R کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ٹرانزیستر کا اندر وونی مزاحمت r_e کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب فرضی طور دکھایا گیا ہے۔ شکل 5.9 ب میں اس ایکٹلیفائر کے داخلی جانب کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزیستروں کے لیکھت سرے کا بر قی دباؤ¹⁰ حاصل کرنے کی خاطر اس جوڑ پر کرخوف کا قانون برائے بر قی رونا فذ 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 ایکلیفیئر کو دو عدد مشترک۔ ایک ایکلیفیئر تصور کرنا دکھایا گیا ہے جہاں باسیں ہاتھ کے ایکلیفیئر کا داخلی اشارہ $v_{c1} = \frac{v_d}{2}$ اور اس کا خارجی اشارہ $v_{c2} = \frac{v_d}{2}$ ہے جبکہ دائیں ایکلیفیئر کا داخلی اشارہ $v_{c2} = \frac{v_d}{2}$ اور اس کا خارجی اشارہ $v_{c1} = \frac{v_d}{2}$ ہے۔ شکل ب میں باسیں ہاتھ کے ایکلیفیئر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر کے اندر وہی 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 ایکلیفیئر کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت اس کا دو گناہو گا یعنی

$$(5.43) \quad R_{id} = 2r_{be}$$

اگر v_o کو v_{c1} اور v_{c2} کے مابین لیا جائے تب تفرقی افزائش برتنی دباؤ

$$(5.44) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m (R_C \parallel r_o)$$

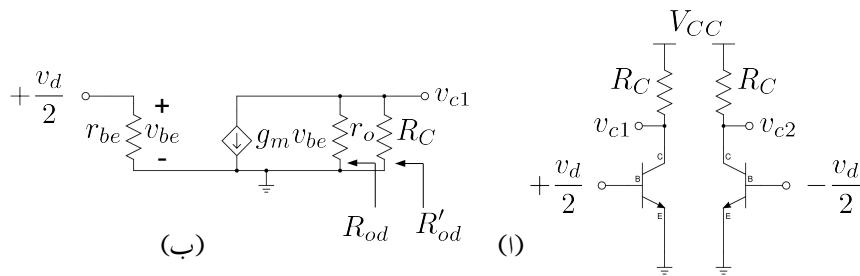
حاصل ہوتا ہے۔ عموماً r_o کی قیمت R_C کے قیمت سے بہت زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.45) \quad A_{d\text{پوری}} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m R_C = \frac{R_C}{r_e}$$

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۔

$$(5.46) \quad A_{d\text{آئمی}} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c1}}{v_d} = -\frac{R_C}{2r_e}$$

شکل 5.10 ب میں آدھے ایکلیفیئر 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۔ آدھے ایکلیفیئر کا وہ خارجی تفرقی مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے اندر وہی مزاحمت r_o اور اس کے ساتھ منسلک ہیرونی مزاحمت R_C دونوں کے اثر کو شامل کرتا ہے۔ اس کی قیمت $(r_o \parallel R_C)$ ہے۔



شکل 5.10: تفرقی ایمپلینیٹر بطور دو عدد ایمپلینیٹر

5.4.4 داخلی مشترکہ مزاحمت اور مشترکہ افراکش

شکل 5.11 الف میں تفرقی جوڑے کو مشترکہ داخلی اشارہ v_{CM} فراہم کیا گیا ہے۔ دونوں ہاتھوں کے ٹرانزسٹروں میں یکساں برقی رو i_e گزرے گی اور یوں

$$(5.47) \quad v_e = (i_{e1} + i_{e2}) R = 2i_e R$$

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 ایمپلینیٹر تصور کیا جا سکتا ہے۔ شکل ب سے

$$(5.49) \quad i_e = \frac{v_{CM}}{r_e + 2R}$$

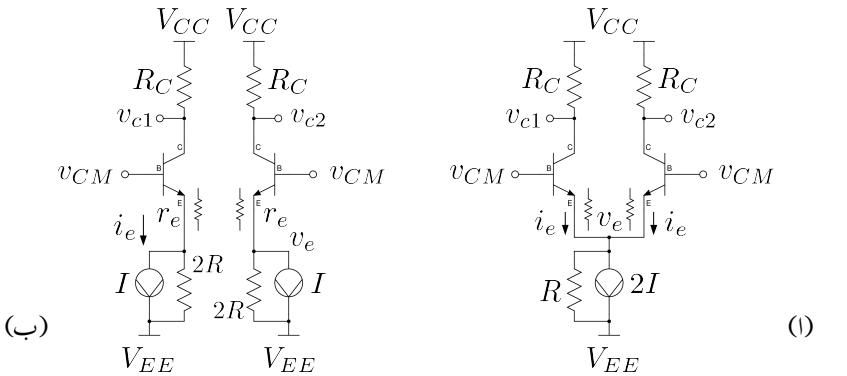
حاصل ہوتا ہے جس سے ایک بازو کا مشترکہ مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.50) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{v_{CM}}{(\beta + 1)(r_e + 2R)}$$

$$R_{icm} = \frac{v_{CM}}{i_b} = (\beta + 1)(r_e + 2R)$$

تفرقی ایمپلینیٹر کا مشترکہ داخلی مزاحمت اس کے دگنا ہو گا یعنی

$$(5.51) \quad R_{icm} = 2(\beta + 1)(r_e + 2R)$$



شکل 5.11: مشترکہ آڈیو دوڑ 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 ہو لٹ ہو گی اور مشترکہ افراش برق 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 افراش برقی دباؤ

$$(5.54) \quad A_{cm} \text{، جو } = \frac{v_o}{v_{CM}} = \frac{v_{c1}}{v_{CM}} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + 2R}$$

ہو گا۔ R کی قیمت R_C اور r_e کے قیمتوں سے بہت زیادہ ہوتا ہے اور یوں مشترکہ اشارہ حقیقت میں بڑھنے کے بجائے گھشتتا ہے۔

کامل ترقی ایمپلیناٹر صرف ترقی اشارے کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ البتہ حقیقی ترقی ایمپلیناٹر غیر کامل ہوتے ہیں۔ مساوات 5.46 کے تحت $v_o = A_d v_d$ ہوتا ہے جبکہ مساوات 5.54 کے تحت $v_o = A_{cm} v_{CM}$ ہوتا ہے۔

common mode voltage gain¹⁰

ہے۔ حقیقت میں تفریقی ایمپلیفائر کے خارجی اشارہ میں دونوں جزو پائے جاتے ہیں اور یوں

$$(5.55) \quad v_o = A_d v_d + A_{cm} v_{CM}$$

ہو گا۔ تفریقی ایمپلیفائر تفریقی اشارہ کو بڑھاتا ہے جبکہ یہ مشترکہ اشارہ کو رد کرتا ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت $CMRR^{11}$ کو A_d اور A_{cm} کے تناوب سے ناپا جاتا ہے یعنی

$$(5.56) \quad CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| = \frac{r_e + 2R}{\alpha r_e}$$

جبکہ مساوات 4.46 اور مساوات 4.54 کی مدد حاصل کی گئی ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت $CMRR$ کو عموماً ڈیسی بیل 12 میں ناپا جاتا ہے یعنی

$$(5.57) \quad CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right|$$

مندرجہ بالا بحث، تفریقی ایمپلیفائر کے دونوں بازوں بالکل یکساں ہونے کے صورت میں درست ہو گا۔ حقیقت میں عموماً ایسا نہیں ہوتا اور ایمپلیفائر کے دونوں بازووں میں فرق کی بنापر 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 تفریقی ایمپلیفائر کے دو بازووں میں استعمال کئے گئے مزاحمت R_C میں فرق کے علاوہ دونوں بازوں بالکل یکساں ہیں۔ یوں $R_{C2} = R_C - \Delta R_C$ اور $R_{C1} = R_C + \Delta R_C$ 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 $CMRR^{11}$
decibell dB^{12}

یوں تفرقی ایکلینیفار کے دو بازو غیر یکساں ہونے کی صورت میں مشترکہ افزائش برقی دباؤ صفر نہیں رہتی۔ خارجی اشارہ v_{c1} اور v_{c2} کر ماین لیتے ہوئے تفرقی ایکلینیفار 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

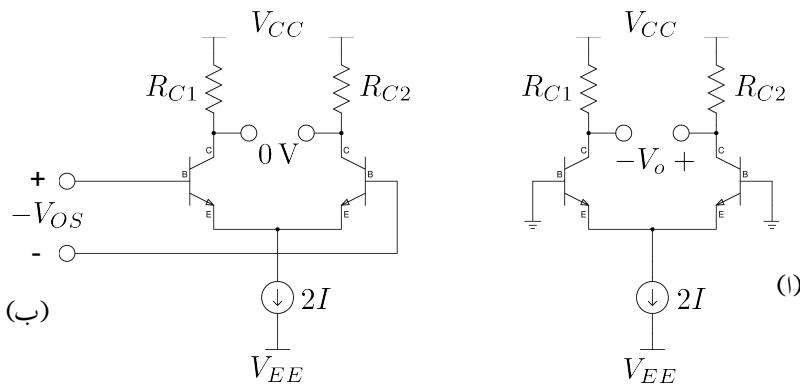
کامل تفرقی جوڑا داخلی برقی دباؤ کی عدم موجودگی (یعنی $V_{B1} = V_{B2} = 0$) کی صورت میں صفر ولٹ کا برقی دباؤ خارج کرتا ہے۔ حقیقی تفرقی جوڑا غیر کامل ہوتا ہے اور اس صورت میں اس کے خارجی برقی دباؤ صفر ولٹ سے انحراف کرتا ہے اور یوں یہ صفر ولٹ کے بجائے V_0 ولٹ خارج کرتا ہے۔ اس برقی دباؤ یعنی V_0 کو خارجی انحراف برقی دباؤ¹³ کہتے ہیں۔ خارجی انحرافی برقی دباؤ کو تفرقی جوڑے کے تفرقی افزائش A_d سے تقسیم کر کے داخلی انحرافی برقی دباؤ¹⁴ V_{OS} حاصل ہوتا ہے یعنی

$$(5.61) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d}$$

صاف ظاہر ہے کہ تفرقی جوڑے کے داخلی جانب $-V_{OS}$ مہیا کرنے سے خارجی جانب صفر ولٹ حاصل ہو گا۔ شکل 5.12 میں اس کی وضاحت کی گئی ہے۔ انحراف برقی دباؤ تفرقی جوڑے کے مزاحمت R_{C2} اور R_{C1} اور R_{B2} نہ ہونے سے پیدا ہوتا ہے۔ اسی طرح Q_1 اور Q_2 یکساں نہ ہونے سے بھی انحراف برقی دباؤ جنم لیتا ہے۔ آئیں ان پر غور کریں۔

تفرقی جوڑے کے دو ٹرانزسٹر کمکل 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 ان میں برابر تقسیم ہو گی۔ اگر R_{C1} اور

output offset voltage¹³
input offset voltage¹⁴



شکل 5.12: داخلي اخراجي برقي دباؤ

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 خارجي اخراجي برقي دباؤ ہے جس سے داخلي اخراجي برقي دباؤ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.65) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{g_m R_C} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{\left(\frac{\alpha I}{V_T}\right) R_C} = 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C}$$

اس مساوات کے حصول میں $g_m = \frac{\alpha I}{V_T}$ اور $A_d = g_m R_C$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ داخلي اخراجي برقي دباؤ کو بطور ثابت عدد لکھا جاتا ہے یعنی

$$(5.66) \quad |V_{OS}| = \left| 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \right|$$

آنکیں اب ٹرانزسٹر کی سانہ 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 5.12 الف میں ٹرانزسٹر کے ایکٹر سرے آپس میں جڑے ہیں جبکہ ان کے بیچ سرے برقی زمین پر ہیں۔ یوں $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$ ہے۔ اس صورت ٹرانزسٹر کی برقی رومندر جہہ 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_o میں فرق) کے بنا پر بھی انحرافی بر قی دباؤ پیدا ہوتا ہے۔

5.5.2 داخلي ميلان برقي رو اور انحرافي داخلي ميلان برقي رو

تفرقی جوڑے کے دونوں بازوں کا مکمل یکساں ہونے کی صورت میں دونوں جانب برابر یک سمتی میلان برق رو¹⁵ کا گزر ہوتا ہے یعنی

$$(5.74) \quad I_{B1} = I_{B2} = \frac{I}{\beta + 1}$$

البتہ دونوں بازووں میں فرق کی بنا پر دونوں جانب کی داخلي میلان برق رو مختلف ہو سکتی ہیں۔ ایسی صورت میں دونوں جانب کی داخلي میلان برق رو میں فرق، جسے انحرافی داخلي برق 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: بھی 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 $\frac{1}{1-\frac{\Delta\beta}{\beta+1}} \approx 1 + \frac{\Delta\beta}{\beta+1}$ کے پہلے مساوات میں بھی یہی ترقیب استعمال کی گئی ہے۔ اس طرح 5.77

$$(5.78) \quad I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = \frac{I}{\beta + 1}$$

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 دوجو ٹرانزسٹر کے مائل کرنے کے طریقے

ہم نے دوجو 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 تازیادہ 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۔

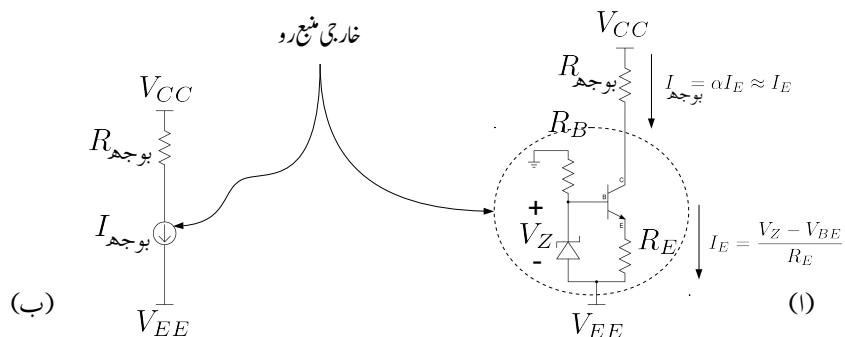
5.7 یک سمی منبع بر قی رو

شکل 5.14 الف 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 افزاں نہ رہے، پوچھ I_E کا دار و مدار زیز ڈالیوڈ کے اور مزاجت R_E پر ہے یعنی V_Z

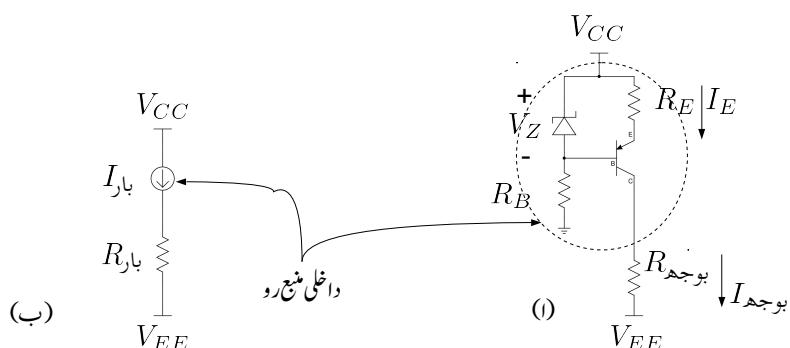
$$I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

یوں پوچھ I_E تبدیل کرنے سے اس میں بر قی رو تبدیل نہیں ہوتی۔ اس سے ہم دیکھ سکتے ہیں کہ پوچھ I_E سے منسلک بقا یا دور بطور یک سمی منبع رو کام کرتا ہے۔ شکل میں نقطہ دار دائرے میں بند حصے کو یک سمی منبع رو کہتے ہیں۔ شکل 5.14 ب 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 بر قی رو کی سمت دکھلاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس طرز کے یک سمی منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجھ کو ثابت بر قی دباؤ V_{CC} اور یک سمی منبع رو کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمی منبع رو کی سمت بوجھ سے یک سمی منبع رو کی جانب ہوتی ہے۔ یہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوجھ سے بر قی رو خارج ہو کر یک سمی منبع رو میں داخل ہوتی ہے۔ ایسی یک سمی منبع رو بوجھ سے بر قی رو زبردستی خارج کرتی ہے۔ اسی لئے اس دور کا زیادہ مقبول نام خارج کار منبع رو¹⁸ ہے۔ شکل 5.15 میں یک ٹرانزسٹر پر مبنی یک سمی منبع رو دکھایا گیا ہے جبکہ شکل 5.15 ب میں اسی دور کی علامتی شکل دکھائی گئی ہے۔ اس طرز کے یک سمی منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجھ کو یک سمی منبع رو اور منفی بر قی دباؤ V_{EE} کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمی منبع رو کی سمت یک سمی منبع رو سے بوجھ کی جانب ہوتی ہے۔ ایسی یک سمی منبع رو بوجھ میں بر قی 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 ۵.۱۴: خارج کار منج رو



شکل ۵.۱۵: داخل کار منج رو

مخلوط ادوار میں عموماً متعدد یک سمتی منبع رو در کار ہوتے ہیں۔ وقت کے ساتھ ایسے ادوار کے کار کردگی میں تبدیلی آتی ہے جسے عمر رسیدگی²⁰ کا عمل کہتے ہیں۔ اسی طرح درجہ حرارت اور دیگر وجوہات کی بنابری بھی ادوار کے کار کردگی 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 حوالہ I گزر رہی ہے۔ β کی قیمت لامحدود ہو تو ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر برقی رو I_B قابل نظر انداز ہو گی۔ یوں ٹرانزسٹر Q_1 میں برقی رو حوالہ I اور اس کے بیس-ایمپر جوڑ پر برقی دباؤ V_{BE} پایا جائے گا جہاں

$$(5.80) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ٹرانزسٹر Q_1 اور Q_2 کے بیس سرے آپس میں جڑے ہیں۔ اسی طرح ان کے ایمپر سرے بھی آپس میں جڑے ہیں۔ یوں Q_2 کے بیس-ایمپر جوڑ پر بھی برقی دباؤ V_{BE} ہی پایا جائے گا۔ اس ٹرانزسٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

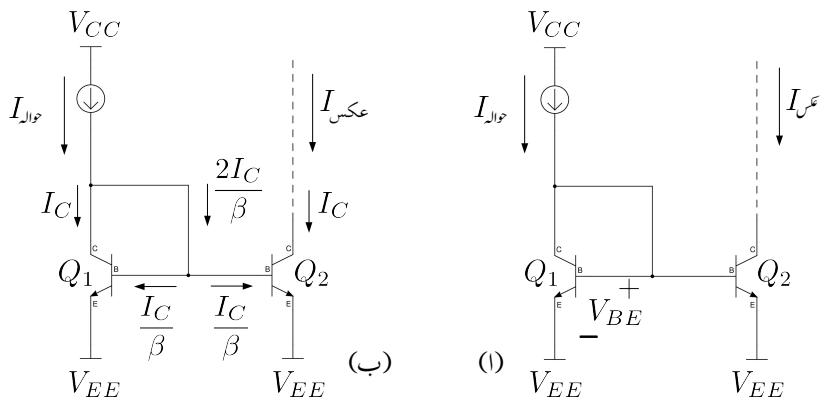
$$(5.81) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

مساوات 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



شکل 5.16: آئینہ برقی رو

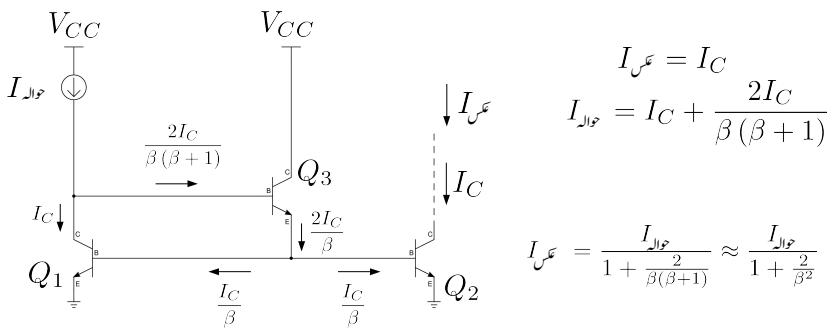
یوں عکس I باکل حوالہ I کا عکس ہے۔ اس کو یوں بھی بیان کر سکتے ہیں کہ بوجھ میں حوالہ I کے حوالے سے برقی رو گزرتی ہے۔ جیسا کہ مثال 5.5 میں واضح کیا گیا ہے آئینہ برقی رو کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ Q_2 کو انفراندہ رکھا جائے۔

محدود β کی وجہ سے عکس I اور حوالہ I میں معنوی فرق رہتا ہے جس کی شکل ب میں وضاحت کی گئی ہے۔ چونکہ دونوں جانب ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپلیٹر پر یکساں برقی دباؤ V_{BE} پایا جاتا ہے لہذا ان دونوں کے ٹانکنگ سروں پر برابر برقی رو I_C پائی جائے گی۔ یعنی

$$(5.83) \quad \begin{aligned} I_{C1} &= I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_{C2} &= I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_{C1} &= I_{C2} = I_C \end{aligned}$$

اسی طرح ان کے بیس سروں پر بھی برابر برقی رو پائی جائے گی یعنی

$$(5.84) \quad \begin{aligned} I_{B1} &= \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} \\ I_{B2} &= \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} \end{aligned}$$



شکل 5.17: بہتریک سختی منج رو

باکیں بازو کر خوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$(5.85) \quad I_{\text{حوار}} = I_C + \frac{2I_C}{\beta} = I_C \left(1 + \frac{2}{\beta} \right)$$

جنکہ داکیں بازو

$$(5.86) \quad I_{\text{عصر}} = I_{C2} = I_C$$

یوں

$$(5.87) \quad I_{\text{عصر}} = \frac{I_{\text{حوار}}}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

ہو گا۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں بازووں کی برقی رو میں ٹرانزسٹر کے میں 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

$$(5.88) \quad I_{\text{عصر}} \approx \frac{I_{\text{حوار}}}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$$

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۔

$$(5.89) \quad I_{\text{حوار}} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE3}}{R}$$

مثال 5.5: شکل 5.18 الف میں، نقطہ دار کلیر میں بند، ایک سادہ خارج کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے برقی بوجھ 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

$$R = 11.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{\text{بوجھ}} = 5 \text{ k}\Omega$$

ہوں تو

1. برقی بوجھ 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 بوجھ R کی مزاحمت دریافت کریں جس پر ٹرانزسٹر Q_2 غیر افراہنده حال ہو جاتا ہے۔

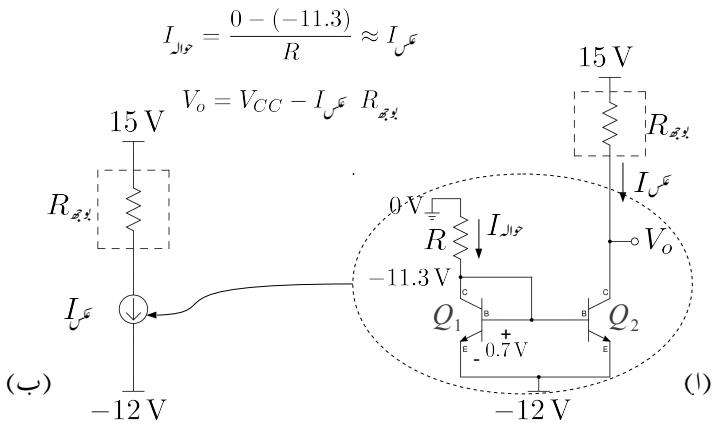
6. برقی بوجھ کی مزاحمت $40 \text{ k}\Omega$ کرنے سے کیا نتائج مرتب ہوں گے۔

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 ملکھر جڑے ہیں لہذا ملکھر 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

$$I_{\text{حوالہ}} = \frac{0 - (-11.3)}{11300} = 1 \text{ mA}$$

پائی جائے گی۔ برقی بوجھ بوجھ R سے بھی ایک ملی ایمپسٹر کی برقی رو گزرے گی۔



شکل 18.18: خارج کار مستقل برقی رو اور اس کی علامت

2. ٹرانزسٹر Q_2 کے کلکٹر سرے پر برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_{\text{کم}} R_{\text{ڈباؤ}} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 5 \times 10^3 = 10 \text{ V} \end{aligned}$$

3. برقی بوجھ کی مزاحمت دُگنی یعنی $10 \text{ k}\Omega$ کرنے سے

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_{\text{کم}} R_{\text{ڈباؤ}} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 2 \times 5 \times 10^3 = 5 \text{ V} \end{aligned}$$

4. برقی بوجھ کی مزاحمت $20 \text{ k}\Omega$ کرنے سے

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_{\text{کم}} R_{\text{ڈباؤ}} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 20 \times 10^3 = -5 \text{ V} \end{aligned}$$

ہو گا۔

5. اس مثال کے جزو ب، پ اور ت میں ہم دیکھتے ہیں کہ جب برقی بوجھ R_o کی مزاحمت بڑھائی جائے تو خارج کار مستقل برقی رو برقی بوجھ میں برقی رو کی قیمت برقرار رکھتا ہے۔ آپ دیکھ

سلکتے 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-ایمپٹ 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

$$\begin{aligned} 15 &= I_{\text{بوجھ}}R + V_{\text{CE}}_{\text{غیر افزائندہ}} \quad 12 \\ 15 &= 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}} + 0.2 - 12 \\ R_{\text{بوجھ}} &= \frac{15 + 12 - 0.2}{10^{-3}} = 26.8\text{k}\Omega \end{aligned}$$

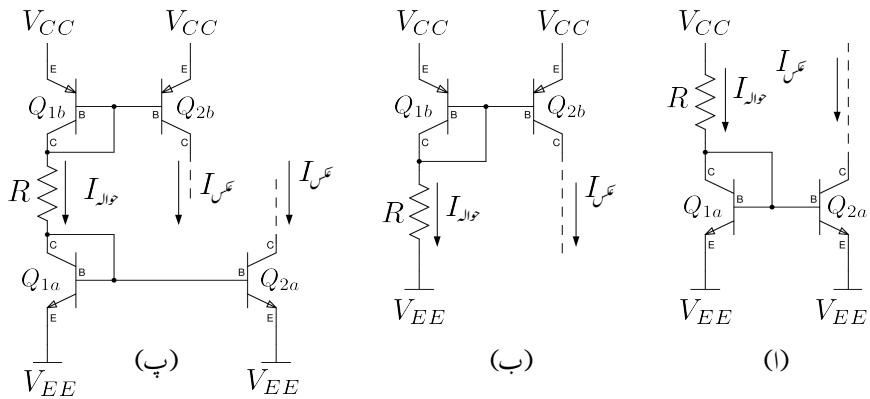
6. ہم نے دیکھا کہ خارج کار مستقل برقی رو $26.8\text{k}\Omega$ کے برقی بوجھ تک کے مزاحمت میں مستقل برقی رو برقرار رکھ سکتا ہے۔ برقی بوجھ کے مزاحمت کو مزید بڑھانے سے برقی بوجھ میں رواں برقی رو گھٹنا شروع ہو جاتی ہے۔ $40\text{k}\Omega$ کے برقی بوجھ کے لئے

$$\begin{aligned} 15 &= I_{\text{بوجھ}}R + V_{\text{CE}}_{\text{غیر افزائندہ}} \quad 12 \\ 15 &= I \times 40 \times 10^3 + 0.2 - 12 \\ I &= \frac{15 + 12 - 0.2}{40 \times 10^3} = 0.67\text{mA} \end{aligned}$$

ہم دیکھتے ہیں کہ برقی رو کی قیمت اصل I سے گھٹ جاتی ہے اور خارج کار مستقل برقی رو صحیح کارکردگی نہیں کر پاتا۔

شکل 5.19. اف میں npn ٹرانزسٹروں پر مبنی خارج کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برقی رو 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 سمی منج رو کے مختلف ادوار

شکل ب میں اسی کا مساوی pnp ٹرانزیستروں پر بنی داخل کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برقی رو عس I گزارتا ہے۔

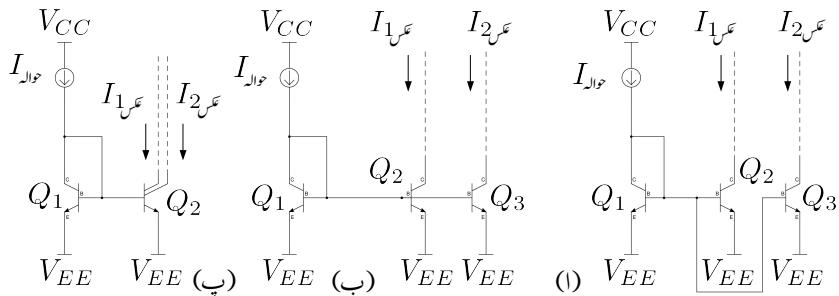
شکل پ میں ان دونوں ادوار کو یوں جوڑا گیا ہے کہ ایک ہی مزاحمت دونوں یک سمی منج رو کے عس I کا تعین کرتا ہے۔ اس دور کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} = V_{EB} + I_{\text{حوالہ}} R + V_{BE} + V_{EE}$$

$$I_{\text{حوالہ}} = \frac{V_{CC} - 0.7 - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{\text{عس}}$$

5.8.1 متعدد یک سمی منج رو

شکل 5.16 میں تیرے ٹرانزیستر 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



شکل 5.20: دو ٹرانزسٹر کا حصول

ہم لکھ سکتے ہیں کہ

$$(5.90) \quad I_{\text{کل}} = I_1 = I_2 = I_C$$

$$(5.91) \quad I_{\text{کل}} = I_C + \frac{3I_C}{\beta}$$

اور یوں

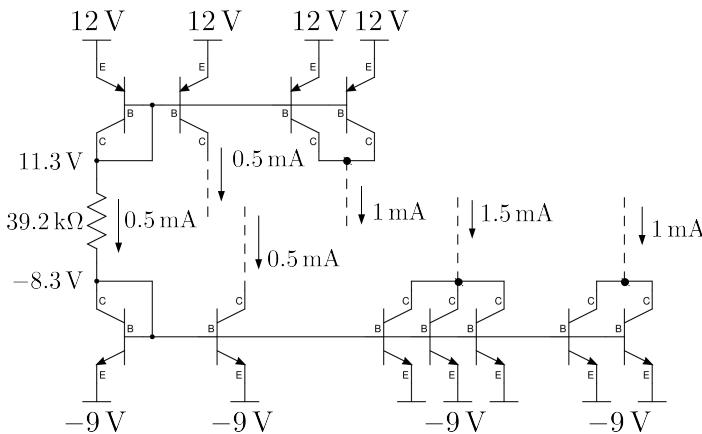
$$(5.92) \quad I_{\text{کل}} = \frac{I_{\text{کل}}}{1 + \frac{3}{\beta}}$$

اس دور کو عموماً شکل 5.20 ب یا شکل 5.20 پ کے طرز پر صاف اور شفاف طریقے سے بنایا جاتا ہے۔ شکل پ میں ایک ہی ٹرانزسٹر کے دو کلکٹر دکھائے گئے ہیں۔ اس سے مراد دو ٹرانزسٹر لینا چاہئے جس کے بیس آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح اس کے ایمپر بھی آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے کلکٹر آپس میں نہیں جوڑے گئے ہیں۔

اسی بحث کو آگے بڑھاتے ہوئے ایک ایسے یہ سمتی منج رو جو \$n\$ ٹرانزستور بنتا ہو کے لئے مساوات 5.92 کی صورت یوں ہو گی۔

$$(5.93) \quad I_{\text{کل}} = \frac{I_{\text{کل}}}{1 + \frac{n+1}{\beta}}$$

شکل 5.21 میں دو یادو سے زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر حاصل ٹرانزستور کو دیکھنا یا اس سے بھی بڑھانا دکھایا گیا ہے۔

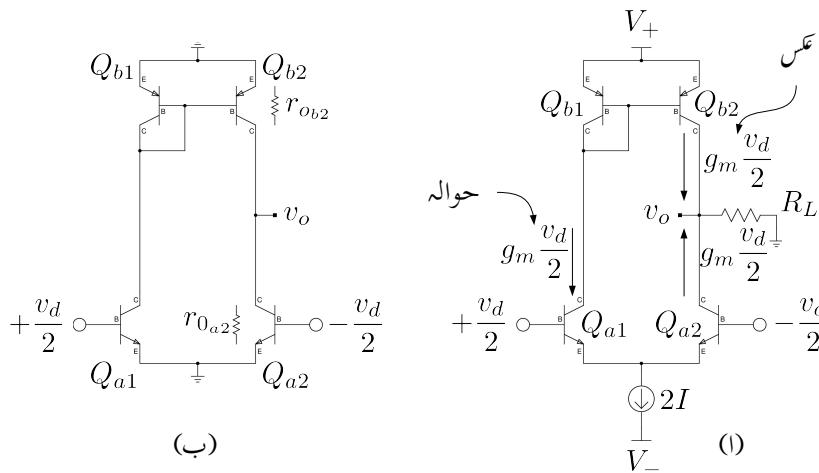


شکل 5.21: متعدد یک سمتی منع رو

5.9 ٹرانزسٹر بوجھ سے لادو جوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی ایکپلیفائر

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 الف میں دکھایا گیا ہے، مخلوط ادوار میں استعمال ہونے والے تفرقی ایکپلیفائر کے خارجی جانب مزاحت R_C کی جگہ آئینہ برق رواستعمال کیا جاتا ہے۔

یک سمتی منع رو کل $I \times 2$ برقی رو جزو ٹرانزسٹروں سے گزرتا ہے۔ یوں داخلی تفرقی برقی اشارہ کے عدم موجودگی میں ایکپلیفائر 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 بوجھ 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 گزر رہی ہے لہذا Q_{b2} کی پیدا کردہ تمام کی تمام برقی رو Q_{a2} سے ہی گزرنے کی اور یوں یہ ورنی 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 (یعنی $g_m \frac{v_d}{2}$) 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



شکل 5.22: ٹرانزسٹر بوجھ سے لداؤ جوڑ ٹرانزسٹر والا تفرقی ایمپلیگنر

پر کل داخلي برقي رو کي مقدار $g_m v_d$ ہے۔ کرنھف کے قانون برائے برقي رو کے مطابق اتنی ہی برقي رو اس جوڑ سے باہر نکلے گی۔ یوں بوجھ R_L میں $g_m v_d$ برقي رو زمین کی جانب گزرتے گی اور یوں

$$(5.94) \quad v_o = \left(g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) R_L = g_m R_L v_d$$

ہو گا اور تفرقی افزائش برقي 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 آئندہ کی وجہ سے ہے۔ یوں آئندہ کے دو کردار ہیں۔ یہ بطور برقي بوجھ استعمال ہوتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس کی وجہ سے تفرقی ایمپلیگنر کی افزائش برقي دباؤ دگنی ہو جاتی ہے۔

شکل 5.22 الف 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 ایمپر 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۔

$$V_A = 50 \text{ V}$$

$$A_d = \frac{50}{25 \times 10^{-3}} = 2000 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

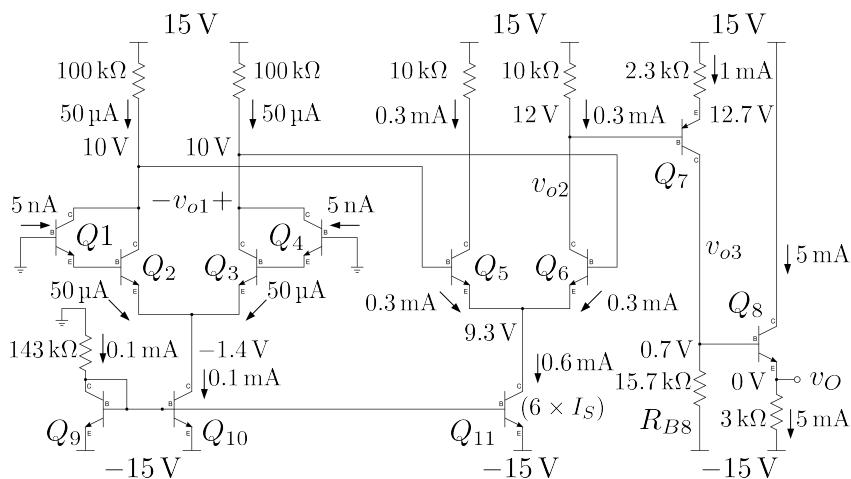
حاصل ہو گا۔ مساوات 5.96 کے مطابق $r_{o_{b2}}$ اور $r_{o_{a2}}$ کی قیمت بڑھا کر تفرقی ایکپلینیاٹر کی افزائش مزید بڑھائی جاسکتی ہے۔

مثال 5.6: شکل 5.23 میں حسابی ایکپلینیاٹر کا بنیادی دور دکھایا گیا ہے جہاں تمام ٹرانزسٹر کا $\beta = 100$ ہے۔ Q_1 کا بیس اور Q_4 کا بیس حسابی ایکپلینیاٹر کے دو داخلی سرے ہیں جنہیں برقی زمین پر رکھا گیا ہے جبکہ Q_8 کا ایمپر حسابی ایکپلینیاٹر کا خارجی سرا ہے۔

- تمام یک سمتی متغیرات حاصل کریں۔

- داخلی میلان برقی رو I_B حاصل کریں۔

حل: پہلے حسابی ایکپلینیاٹر 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 ڈار لنگٹن جوڑی بناتے



شکل 5.23: حسابی ایمپلیکیشن رکابنیادی دور

بیں۔ اسی طرح Q_3 اور Q_4 دوسری ڈار لگٹن جوڑی ہے۔ یہ دو ڈار لگٹن مل کر پہلا یا داخلی تفرقی ایمپلیفیا ر بناتے ہیں۔ Q_5 - Q_6 اور Q_7 - Q_8 دوسرا تفرقی ایمپلیفیا ر ہے۔ $2.3\text{ k}\Omega$ اور $15.7\text{ k}\Omega$ مل کر یک سمتی بر قی دباؤ کی قیمت تبدیل کرتے ہیں جبکہ $3\text{ k}\Omega$ خارجی حصہ ہیں۔

Q9 کے بیس پر

$$V_{B9} = -15 + V_{BE} = -14.3 \text{ V}$$

ہیں۔ اس کے مکاٹریں بھی یہی برقی دباؤ ہے لہذا اور ہم کے قانون سے Ω 143 kΩ مزاجمت میں

$$\frac{0 - (-14.3)}{143000} = 0.1 \text{ mA}$$

ہے۔ Q_{10} کے مکثر پر بھی یہی برقی رو پایا جائے گا جبکہ Q_{11} کے مکثر 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 میں پر $\frac{50 \mu\text{A}}{\beta}$ یعنی $0.5 \mu\text{A}$ پایا جائے گا۔ اگر پہلی تفرقی جوڑی میں ڈار لٹھن استعمال نہ کیا جاتا تب

حسابی ایکلینیفار کا داخلی میلان بر قی رو بھی $0.5 \mu\text{A}$ ہی ہوتا۔ Q_2 کا بیس بر قی رو Q_1 کا بیس بر قی رو I_E کا بیس بر قی رو Q_4 کا بیس بر قی رو Q_1 یعنی 5nA ہے۔ یوں ڈار لگٹش کے استعمال سے حسابی بر قی رو Q_4 کا I_E ہے۔ یوں Q_1 اور Q_4 کے ڈار لگٹش کے استعمال سے حسابی 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} ۰ V ہے جبکہ اس کا اینٹر ۰.۷ 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 $\frac{0.3 \text{ mA}}{\beta}$ یعنی $3 \mu\text{A}$ پایا جائے گا۔ حقیقت میں $3 \mu\text{A}$ اور $50 \mu\text{A}$ میں کر $100 \text{k}\Omega$ 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 افراہندہ ہیں۔

چونکہ حسابی ایکلینیفار 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 ایکلینیفار 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 برتنی 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 منسلک دو مزاحمت یک سمتی برتنی 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 ایمپلینگر کو داخلی اشارہ v_d مہیا کیا جاتا ہے۔ ایمپلینگر کا باریک اشاراتی اندازش $A_d = \frac{v_O}{v_d}$

حل: شکل 5.24 میں بدلنی رو مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں

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

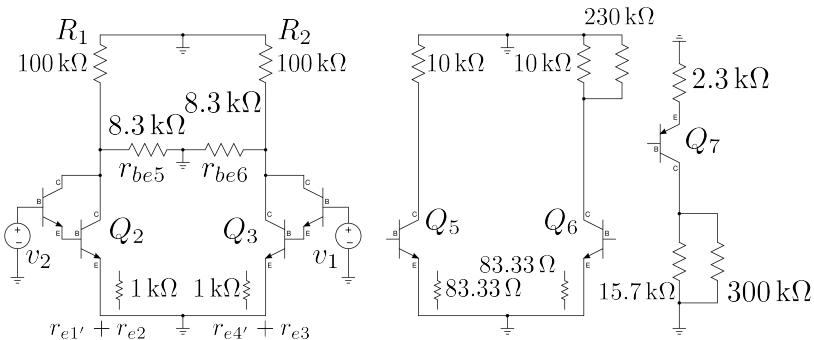
$$v_1 = -\frac{v_d}{2}$$

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = 7.66 \text{ V/V}$$

$$A_{d2} = -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -60 \text{ V/V}$$

$$A_{d3} = -6.826 \text{ V/V}$$

$$A_{d4} \approx 1 \text{ V/V}$$



: 5.24

بیں- Q_2 اور Q_3 میں 50 μA برقی روپا 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 μA برقی روپا 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 بیس پر پایا جاتا ہے لہذا اس کو بھی Q_2 کے ایمپر پر منتقل کرنا ضروری ہے۔ $50 \text{ k}\Omega$ منتقل کرنے سے $50 \text{ k}\Omega = 500 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں r_{e1} کا عکس $r_{e1'} = 500 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح Q_2 کے ایمپر پر کل مزاجمت $1 \text{ k}\Omega + r_{e2} + r_{e1'}$ پایا جائے گا۔ اسی طرح Q_4 کا r_{e4} Q_3 کے بیس پر پایا جاتا ہے لہذا اس کو بھی Q_3 کے ایمپر پر کل مزاجمت $1 \text{ k}\Omega + r_{e3} + r_{e4'}$ منتقل کرنے سے $50 \text{ k}\Omega = 500 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح 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 ایمپلینیاٹر 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 ایمپلینیاٹر کے درمیان کل مزاحمت یعنی $2r_e$ ہے۔ ثابت افزائش کا مطلب ہے کہ ثابت v_d کی صورت میں v_{o1} بھی ثابت ہو گا۔

تیسرا ایمپلینیاٹر کا داخلی مزاحمت $R_{C6} = 230 \text{ k}\Omega$ ہے جو $R_{E7} = 230 \text{ k}\Omega$ کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ $\gg \beta R_{E7}$ 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 ایمپلینیاٹر کا داخلی مزاحمت اتنا زیادہ ہے کہ اس کے اثر کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ یوں دوسرے ایمپلینیاٹر 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 مثبت v_2 اور منفی v_1 کی صورت میں اس حصے کا خارجی اشارہ منفی ہو گا۔

Q_8 اور اس کے ساتھ منسلک $2.3 \text{ k}\Omega$ اور $15.7 \text{ k}\Omega$ مل کر مشترک ایمپلیفیاٹر ہیں۔ Q_7 اور r_e کے داخلی مزاحمت کو نظر انداز کرتے ہوئے اس ایمپلیفیاٹر کی افزائش

$$A_{d3} = -\frac{15700}{2300} = -6.826 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتی ہے۔

Q_8 اور اس کے ساتھ منسلک $3 \text{ k}\Omega$ مل کر مشترک گلکٹر ایمپلیفیاٹر بناتے ہیں۔ مشترک گلکٹر کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہوتی ہے یوں

$$A_{d4} \approx 1 \frac{V}{V}$$

ہو گا۔

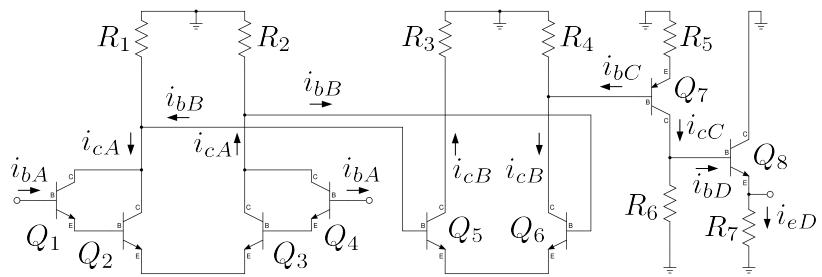
ان چاروں افزائش کو استعمال کرتے ہوئے حسابی ایمپلیفیاٹر کی کل افزائش

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_O}{v_d} = A_{d1} \times A_{d2} \times A_{d3} \times A_{d4} \\
 &= 7.66 \times (-60) \times (-6.826) \times 1 \\
 &= 3137 \frac{V}{V}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

شکل 5.24 کو دیکھتے ہوئے Q_2 اور Q_3 کے ایمپلیفیاٹر 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: بر قی روکی افزائش

نظر آئے گا۔ یہی حسابی ایمپلینفار کا داخلی مراجمت ہے۔

خارجی جانب Q_8 کے r_e کو نظر انداز کرتے ہیں۔ $15.7 \text{ k}\Omega$ کا عکس ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب

$$\frac{15700}{100} = 157 \Omega$$

نظر آتا ہے۔ یہ عکس $3 \text{ k}\Omega$ کے متواری جڑا ہے لہذا حسابی ایمپلینفار کا خارجی مراجمت

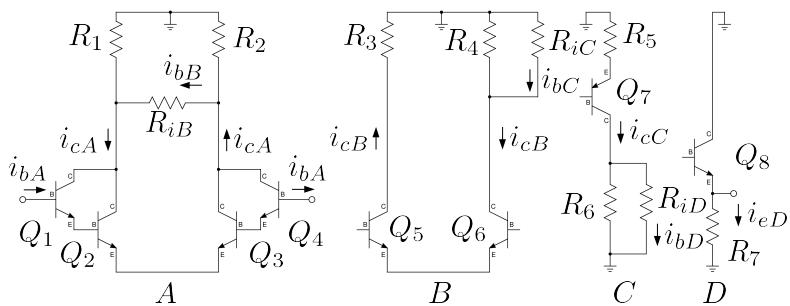
$$R_o = \frac{157 \times 3000}{157 + 3000} = 149 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 5.8: شکل 5.23 کے حسابی ایمپلینفار کی افزائش $A_i = \frac{i_L}{i_b}$ کی مساوات حاصل کریں۔ A_i کو استعمال کرتے ہوئے $A_d = \frac{v_L}{v_d}$ کی مساوات بھی حاصل کریں۔

حل: شکل 5.25 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں داخلی جانب سے پہلے ایمپلینفار کو A، دوسرے کو تحریر B، تیسرا کو C اور خارجی ایمپلینفار 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 ایمپلینیاٹروں کو علیحدہ علیحدہ کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلے ایمپلینیاٹر کے خارجی جانب دوسرے ایمپلینیاٹر کا داخلی مزاحمت R_{iB} نسبت ہے۔ i_{cA} کا وہ حصہ جو R_{iB} سے گزرے درحقیقت دوسرے ایمپلینیاٹر 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

$$\begin{aligned}
 r_{e2} &= r_{e3} = \frac{V_T}{I} \\
 r_{be2} &= r_{be3} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{1e} &= r_{e4} = (\beta + 1) \frac{V_T}{I} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{be1} &= r_{be4} = (\beta + 1)^2 r_{e2}
 \end{aligned}
 \tag{5.102}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 R_{iA} &= r_{be1} + r_{be4} + (r_{be2} + r_{be3}) \times (\beta + 1) \\
 &= 4(\beta + 1)^2 r_{e2} \\
 R_{iB} &= 2r_{be5} \\
 R_{iC} &\approx R_5 \times (\beta + 1) \\
 R_{iD} &\approx R_7 \times (\beta + 1)
 \end{aligned}
 \tag{5.103}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ

$$\begin{aligned}
 v_L &= i_{eD} R_7 \\
 v_d &= i_{bA} R_{iA}
 \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_L}{v_d} \\
 &= \frac{i_{eD} R_7}{i_{bA} R_{iA}} \\
 &= A_i \times \frac{R_7}{R_{iA}}
 \end{aligned}
 \tag{5.104}$$

حاصل ہوتا ہے۔

ذرا کوشش کرنے سے مندرجہ بالا تمام مساوات شکل 5.23 کو دیکھ کر ہی لکھے 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_i اور A_d کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل: مثال 5.7 میں مندرجہ ذیل معلومات حاصل کی گئیں۔

$$r_{e2} = 500 \Omega, \quad r_{e5} = 83.333 \Omega$$

پول مساوات سے 5.103

$$R_{iA} = 4 \times 100^2 \times 500 = 20 \text{ M}\Omega$$

$$R_{iB} = 2 \times 100 \times 83.333 = 1667 \Omega$$

$$R_{iC} = 2300 \times 100 = 230 \text{ k}\Omega$$

$$R_{iD} = 3000 \times 100 = 300 \text{ k}\Omega$$

اور مساوات سے 5.101

$$\frac{i_{eD}}{i_{bD}} = 100$$

$$\frac{i_{bD}}{i_{cC}} = \frac{15.7 \times 10^3}{15.7 \times 10^3 + 300 \times 10^3} = 0.04973$$

$$\frac{i_{cC}}{i_{bC}} = 100$$

$$\frac{i_{bC}}{i_{cB}} = \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 230 \times 10^3} = 0.04167$$

$$\frac{i_{cB}}{i_{bB}} = 100$$

$$\frac{i_{bB}}{i_{cA}} = \frac{2 \times 100 \times 10^3}{2 \times 100 \times 10^3 + 1667} = 0.99173$$

$$\frac{i_{cA}}{i_{bA}} = 100 \times 100 = 10000$$

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 $\frac{V}{V} = 5.7$ میں $A_d = 3137$ حاصل کی گئی۔ دونوں جوابات میں فرق $\approx \alpha$ اور اس طرح کے دیگر استعمال کرنے کے لئے قیتوں میں معمولی معمولی فرق کی وجہ سے ہے۔ ان دونوں جوابات میں صرف

$$\left| \frac{3137 - 3082}{3137} \right| \times 100 = 1.75 \%$$

کا فرق ہے۔

شکل 5.24 میں دوسرے ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت $r_{be5} + r_{be6} = 16.6 \text{ k}\Omega$ ہے جو پہلی ایکلینیفار کا بوجھ بتتا ہے۔ یوں $R_1 + R_2$ اور $r_{be5} + r_{be6}$ متوازی جڑے نظر آتے ہیں۔ چونکہ $r_{be5} + r_{be6} \ll R_1 + R_2$ ہے لہذا ان متوازی جڑے مزاحمت کے مجموعی مزاحمت کو تقریباً $r_{be5} + r_{be6}$ یا جاسکتا ہے۔ اس کے برعکس تیرے ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت بہت بڑا ہے لہذا دوسرے ایکلینیفار پر اس کے بوجھ کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے اور دوسرے ایکلینیفار کے افزائش یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = \frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}}$$

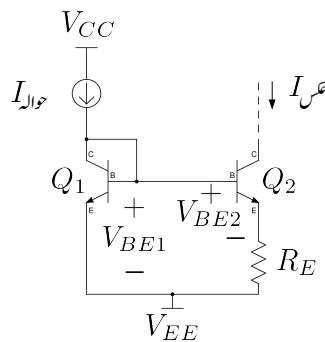
$$A_{d2} \approx -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{1}{2} \left(\frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

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: وانڈلر منبع برقی رو

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات کے تحت β بڑھانے اور r_{e2} گھٹانے سے افزائش بڑھتی ہے۔ چونکہ $r_e = \frac{V_T}{I_C}$ ہوتا ہے لذا I بڑھانے سے r_{e2} گھٹے گا۔

اس کے علاوہ اگر پہلے ایکپلیفائر میں ڈارکلنٹ جوڑی استعمال نہ کی جائے تب اس کی داخلی مزاحمت آدھی اور افزائش دگنی ہو جائے گی۔

صفحہ 362 پر مساوات 3.223 پر تبرہ 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 وانڈلر منبع برقی رو

شکل 5.16 میں Q_2 کے ایکٹر پر R_E نسب کرنے سے وانڈلر منبع برقی رو²³ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 5.27 میں²⁴

Widlar current source²³

²⁴ ہب وانڈلر نے اس دور کو دریافت کیا۔

$$V_{BE1} = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_S} \right)$$

$$V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{عمر}}}{I_S} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ان دو مساوات کو آپس میں منفی کرنے سے

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_{\text{عمر}}} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم

$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_{\text{عمر}} R_E$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

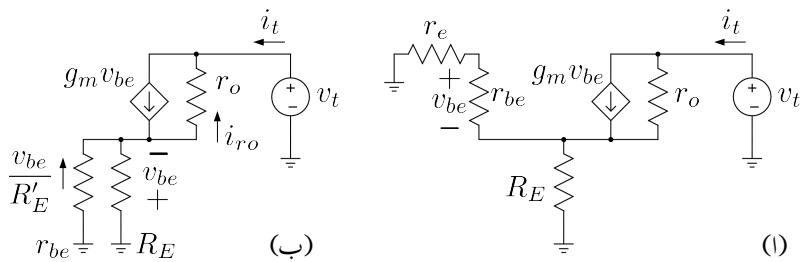
$$(5.106) \quad I_{\text{عمر}} R_E = V_T \ln \left(\frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_{\text{عمر}}} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

آئیں وائڈلر منبع برقی رو کی خارجی مزاحمت R_o حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر Q_2 کے فلکٹر 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۔

وائڈلر منبع برقی رو میں Q_1 کے فلکٹر اور نیں آپس میں جڑے ہیں۔ یوں یہ بطور ڈائیوڈ کردار ادا کرتا ہے۔ صفحہ 416 پر مساوات 3.248 ایسے ٹرانزسٹر کی مزاحمت r_e دیتا ہے۔ وائڈلر منبع برقی رو کی خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر Q_2 کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہیں جبکہ Q_1 کی جگہ اس کا بدیک اشاراتی مساوی مزاحمت r_e نسب کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے شکل 5.28 الف حاصل ہوتا ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ $r_{be} = r_e (\beta + 1)$ ہوتا ہے۔ یوں $r_{be} \gg r_e$ ہے لہذا سلسہ وار جڑے اور r_e میں کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ R_E اور r_{be} متوatzی جڑے ہیں۔ $R'_E \parallel r_{be}$ 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۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$g_m v_{be} + \frac{v_{be}}{R'_E} = i_{ro}$$



شکل 5.28: وائلر منج رو کا باریک اشاراتی مساوی دور

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$i_{ro} = \left(g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$(5.107) \quad v_t = -v_{be} - \left(g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be} r_o$$

اور کر خوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

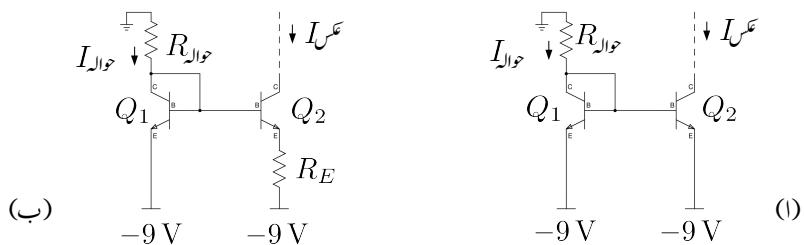
$$(5.108) \quad i_t = g_m v_{be} - \left(g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 5.107 کو مساوات 5.108 سے تقسیم کرتے ہوئے وائلر منج 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_0 سے بڑھ کر $(1 + g_m R'_E) r_0$ ہو گئی ہے۔ یہ ایک عمومی نتیجہ ہے اور یوں کسی بھی دو جوڑٹرانزسٹر جس کے لیمیٹر پر R_E مزاحمت نسب ہو اور جس کا بیس 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 وائڈر آئینہ دکھائے گئے ہیں۔ $15 \mu\text{A}$ عرب حاصل کرنے کی خارجہ درکار مزاجت حاصل کرس۔

حل: شکل اف میں $15 \mu\text{A}$ حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{\text{load}} = \frac{9 - 0.7}{15 \times 10^{-6}} = 553 \text{ k}\Omega$$

درکار ہے۔ شکل ب میں $I_{\text{حوالہ}} = 1 \text{ mA}$ رکھتے ہوئے $15 \mu\text{A}$ عرصہ حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{\text{JL}} = \frac{9 - 0.7}{1 \times 10^{-3}} = 8.3 \text{ k}\Omega$$

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 وائٹر منع رو کو $8.3 \text{ k}\Omega$ اور $7 \text{ k}\Omega$ کے مزاحمت درکار ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ مخلوط دور میں زیادہ قیمت کا مزاحمت زیادہ جگہ گھیرتا ہے جو کہ مہنگا پڑتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں وائٹر منع رو استعمال کیا جائے گا۔

ولسن آئینہ 5.11

شکل 5.16 میں سادہ آئینہ برقی رو دکھایا گیا۔ $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ لیتے ہوئے $V_{CE1} = 0.7 \text{ V}$ 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 $V_{CE1} \neq V_{CE2}$ ہے لیکن کی $V_{BE1} = V_{BE2}$ میں فرق کو کم کرنے سے ارلی برقی رو میں فرق پیدا کرتا ہے۔ V_{CE2} اور 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 الف حاصل ہوتا ہے جس کو ولسن آئینہ²⁵ کہتے ہیں۔ ولسن آئینے میں

$$V_{CE1} = V_{BE1} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = V_{BE1} + V_{BE3} = 1.4 \text{ V}$$

ہیں۔ دونوں ٹرانزسٹر کے V_{CE} میں فرق صرف 0.7 V رہ گیا ہے۔ اس دور کو حل کرتے ہوئے تمام ٹرانزسٹر کو بالکل کیساں تصور کیا جائے گا۔ چونکہ عرض i_{C3} ہی ہے لہذا ہم i_{C3} اور i_{B3} کا تعلق حاصل کریں گے۔ Q_1 اور Q_2 کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_{C1} = i_{C2} = i_C$$

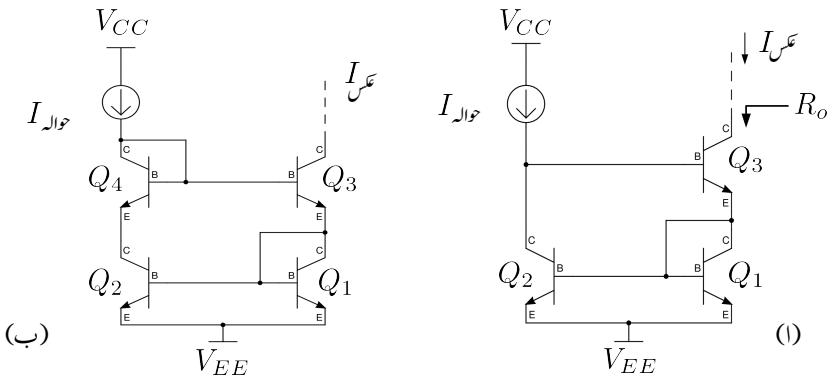
$$i_{B1} = i_{B2} = i_B$$

کے Q_3

$$(5.111) \quad i_{B3} = \frac{i_{C3}}{\beta}$$

$$i_{E3} = \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) i_{C3}$$

Wilson mirror²⁵
²⁶ پارچ آرڈن نے اس آئینہ کو دریافت کیا۔



مکمل 5.30: ورن آئینہ

لکھا جاسکتا ہے۔ کر خوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$\begin{aligned}
 i_{E3} &= i_{C1} + i_{B1} + i_{B2} \\
 &= i_C + 2i_B \\
 (5.112) \quad &= \left(\frac{\beta+2}{\beta} \right) i_C
 \end{aligned}$$

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۔

$$(5.113) \quad i_C = \left(\frac{\beta+1}{\beta+2} \right) i_{C3}$$

کر خوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned}
 I_{L_{\text{وا}}} &= i_{C2} + i_{B3} \\
 &= i_C + \frac{i_{C3}}{\beta}
 \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں i_C کی قیمت مساوی 5.113 سے پُر کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} I_{\text{واہ}} &= \left(\frac{\beta+1}{\beta+2} \right) i_{C3} + \frac{i_{C3}}{\beta} \\ &= \left(\frac{\beta+1}{\beta+2} + \frac{1}{\beta} \right) i_{C3} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات سے

$$\begin{aligned} I_{\text{واہ}} &= \left[\frac{\beta(\beta+1) + \beta + 2}{\beta(\beta+2)} \right] i_{C3} \\ &= \left[\frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{\beta(\beta+2)} \right] i_{C3} \\ &= \left[\frac{\beta(\beta+2) + 2}{\beta(\beta+2)} \right] i_{C3} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

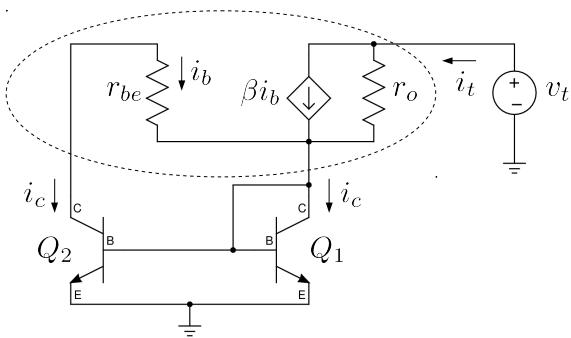
$$\begin{aligned} I_{\text{ع}} &= i_{C3} = \left[\frac{\beta(\beta+2)}{\beta(\beta+2) + 2} \right] I_{\text{واہ}} \\ &= \left[\frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+2)}} \right] I_{\text{واہ}} \end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$(5.114) \quad I_{\text{ع}} \approx \left[\frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} \right] I_{\text{واہ}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کا صفحہ 587 پر مساوات 5.88 کے ساتھ موازنہ کریں۔ دونوں مساوات بالکل ایک جیسے ہیں۔

آئینہ آئینے کی خارجی مزاجمت 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 مزاجمت R_o ہو گا۔ Q_3 کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے و لسن آئینے کو شکل 5.31 میں



شکل 5.31: وں آئنے کی خارجی مزاحمت

دکھایا گیا ہے۔ نقطہ دار دائرے سے دو جگہ i_t برقی رو خارج اور ایک جگہ i_t داخلی ہو رہی ہے۔ یوں کرخوف کے قانون
برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

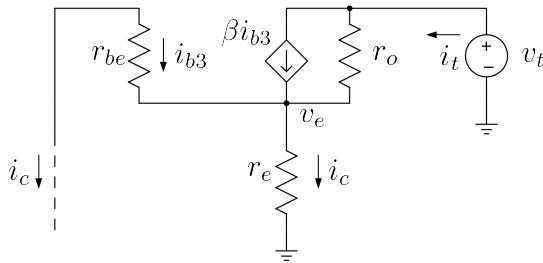
$$(5.115) \quad i_t = 2i_c$$

شکل 5.31 میں Q_1 کا میں اس کے گلکٹر کے ساتھ جڑا ہے جس کی وجہ سے یہ بطور ڈائوڈ کردار ادا کرتا ہے اور
اس کو مزاحمت r_e سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔ Q_2 کا اس r_{be} کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ $r_{be} \ll r_{be}$ ہوتا ہے لہذا
ان کا مساوی مزاحمت تقریباً r_e ہی کے برابر ہو گا۔ شکل 5.32 میں اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے دور کو دوبارہ
دکھائی ہے۔ Q_1 اور Q_2 کے گلکٹر پر برقرار i_c برقی رو گزرنے کی جسے شکل میں دکھایا 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 کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned} i_t &= \beta i_{b3} + \frac{v_t - v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \frac{v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \left(\frac{r_e}{r_{o3}} \right) i_c \end{aligned}$$



خیل 5.32

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر $i_{b3} = -i_c$ 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۔ و لسن 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 و لسن آئینے کی خارجی مزاحمت r_o سے $\frac{\beta}{2}$ نا زیادہ ہے۔

اس حصے کے شروع میں ذکر کیا گیا کہ ارلی برتنی دباؤ کے اثر کو کم کرنے کی خاطر و لسن آئینے میں V_{CE1} اور V_{CE2} میں فرق کو کم کرتے ہوئے 0.7 V کر دیا گیا۔ اس فرق کو مکمل طور ختم بھی کیا جا سکتا ہے۔ خیل 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 ہوتے 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 ایمٹر اور مشترک بیس ایمپلیفائر کو آپس میں جوڑ کر زنجیری ایمپلیفائر بنایا جا سکتا ہے۔ شکل 5.33 الف میں ایمپلیفائر کو دکھایا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کو کیسکوڈ ایمپلیفائر²⁷ کہتے ہیں۔

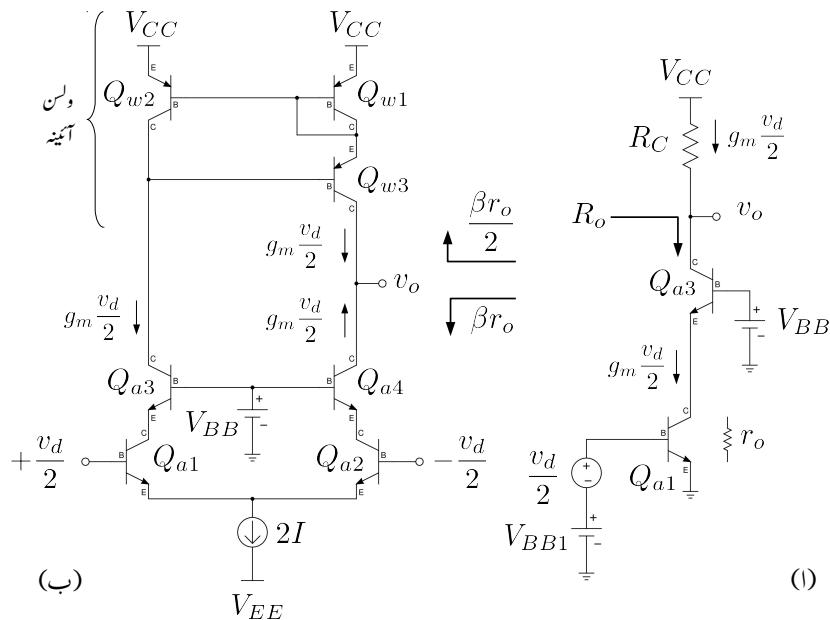
اور Q_{1a} کو I برقی رو پر مائل رکھا جاتا ہے۔ یوں دونوں ٹرانزسٹروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{I}{V_T} \\ r_e &= \frac{1}{g_m} \\ r_{be} &= (\beta + 1) r_e \end{aligned}$$

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 $i_{c3} = i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔ اس طرح $v_o = -g_m R_C \frac{v_d}{2} \approx 109.5$ کی مدد سے R_o حاصل کیا جا سکتا ہے۔ موجودہ مسئلے میں R_E کی جگہ r_o نسب ہے لہذا مساوات 110.5 کو یوں لکھا جائے گا۔

$$R'_E = \frac{r_{be} r_o}{r_{be} + r_o}$$

²⁷ cascode amplifier
²⁸ کیسکوڈ کام فریڈر کونٹن نے پہلی مرتبہ موجوں کیا۔



شكل 5.33: کیسکوڈا ایمپلیفایر اور تفرقی کیسکوڈا ایمپلیفایر

r_o کی بنابر اس مساوات سے $R'_E \approx r_{be}$ حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 5.109 سے

$$\begin{aligned} R_o &= r_o (1 + g_m r_{be}) \\ (5.118) \quad &= r_o (1 + \beta) \\ &\approx \beta r_o \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ کیونکہ ایکلینیفار میں R_C کی جگہ ٹرانزسٹر بوجہ بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔

دو کیکوڈ ایکلینیفار کو ملا کر تفرقی کیکوڈ حاصل ہوتا ہے۔ شکل 5.33 ب میں ایسا ہی تفرقی ایکلینیفار دکھایا گیا ہے جہاں و سن آئینے کو بطور بر قی بوجہ استعمال کیا گیا ہے۔ اس شکل میں Q_{a1} ، Q_{a3} ایک کیکوڈ جبکہ Q_{a2} اور Q_{a4} دوسرا کیکوڈ ہے انہیں ملا کر کیکوڈ تفرقی جوڑی حاصل کی گئی ہے۔ Q_{w1} اور Q_{w2} اور Q_{w3} و سن آئینے ہے جسے بطور بر قی بوجہ استعمال کیا گیا ہے۔

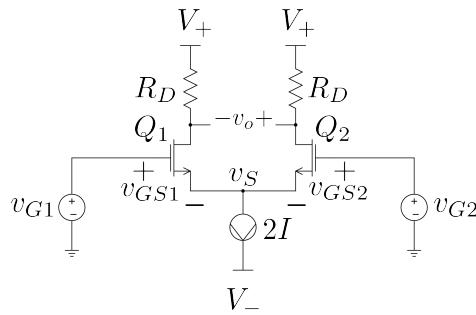
$\alpha = 1$ لیتے ہوئے تفرقی کیکوڈ کا باریک اشاراتی حل حاصل کرتے ہیں۔ Q_{1a} کو $\frac{v_d}{2}$ داخلي اشاره مہیا کیا گیا ہے۔ یوں اس کا خارجی بر قی رو $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔ یہی بر قی رو Q_{a3} سے گزرتے ہوئے و سن آئینے کو بطور داخلي بر قی رو مہیا ہوتا ہے۔ یوں و سن آئینہ Q_{w3} سے $g_m \frac{v_d}{2}$ بطور عکس خارج کرے گا۔ کیکوڈ 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 کیکوڈ کی خارجی مزاحمت مساوات 5.118 کے تحت βr_o ہے۔ ان دونوں متوازی جڑے خارجی مزاحمتوں کی نشاندہی شکل 5.33 ب میں کی گئی ہے۔ ان کی مجموعی مزاحمت $\frac{\beta r_o}{3}$ حاصل ہوتی ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} v_o &= \left(g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) \frac{\beta r_o}{3} \\ &= \frac{1}{3} g_m \beta r_o v_d \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $r_o = \frac{V_A}{I_C}$ اور $g_m = \frac{I_C}{V_T}$

$$(5.119) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{1}{3} \beta \left(\frac{V_A}{V_T} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ صفحہ 595 پر مساوات 5.97 سادہ تفرقی جوڑے کی افزائش دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیکوڈ تفرقی ایکلینیفار 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 جوڑا کھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں ماسفیٹ کو افراہندہ رکھا جاتا ہے۔ ارلی 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

$$v_G = v_{GS} + v_S \quad v_{GS} = v_G - v_S$$

$$(5.120) \quad v_d = (v_{GS1} + v_S) - (v_{GS2} + v_S)$$

$$= v_{GS1} - v_{GS2}$$

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 $v_{GS1} = V_{GS}$ ہوتا ہے۔ اس صورت میں تفرقی جوڑے کے دونوں ماسفیٹ میں برابریک سمیت برقی رو گزرتی ہے۔ تفرقی جوڑے میں کرخوف کے قانون برقی رو کی مدد سے

$$(5.121) \quad i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں بدلتے اشارے کے عدم موجودگی ($v_d = 0$) میں اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.122) \quad I_{DS1} = I_{DS2} = I = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

بدلتے اشارے کے موجودگی میں

$$i_{DS1} = \frac{k_n}{2} (v_{GS1} - V_t)^2$$

$$i_{DS2} = \frac{k_n}{2} (v_{GS2} - V_t)^2$$

ہوں گے۔ آئیں i_{DS1} اور i_{DS2} کے ایسے مساوات حاصل کریں جن کا آزاد متغیرہ صرف v_d ہو۔ ایسا کرنے کی خاطر مندرجہ بالا دو مساوات کا 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 منت 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 5.121 سے i_{DS2} حاصل کر کے مندرجہ بالا مساوات میں پڑ 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 5.121 کی مدد سے

$$\begin{aligned} i_{DS2} &= 2I - i_{DS1} \\ &= 2I - \left[I + \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \right] \end{aligned}$$

یعنی

$$(5.124) \quad i_{DS2} = I - \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 5.122 کو ان دو طرز

$$\begin{aligned} \sqrt{k_n} &= \frac{\sqrt{2I}}{V_{GS} - V_t} \\ \frac{k_n}{2I} &= \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \end{aligned}$$

پر بھی لکھا جاسکتا ہے جن کے استعمال سے مساوات 5.123 اور مساوات 5.124 کو یوں لکھا جاسکتا 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 486 پر مساوات 4.49 باریک اشارے کی تعریف $v_d \ll 2(V_{GS} - V_t)$ دیتا ہے۔ اگر داخلی اشارہ اس شرط پر پورا اترتا ہو تو ب مساوات 5.125 میں جزر کے اندر ایک سے منفی ہونے والے حصے کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے اور ان مساوات کو یوں لکھا جاسکتا 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 486 پر مساوات 4.54 کے تحت

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

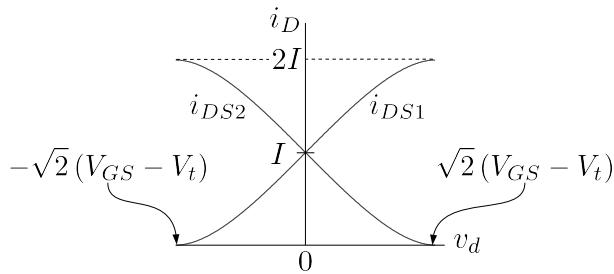
کے برابر ہے جہاں I_{DS} ماسفیٹ سے گزرتی یک سمیتی برقی رو ہے۔ مساوات 5.126 میں یک سمیتی برقی رو کو I کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 5.126 کو

$$(5.127) \quad i_{DS1} \approx I + g_m \left(\frac{v_d}{2} \right)$$

$$i_{DS2} \approx I - g_m \left(\frac{v_d}{2} \right)$$

لکھا جاسکتا 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 جاسکتا ہے یعنی

$$(5.128) \quad i_d = g_m \left(\frac{v_d}{2} \right)$$



شکل 5.35: ماسفیٹ تفرقی جوڑے کے داخلی تفرقی برقی دباؤ بال مقابل خارجی برقی روکے 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 جا سکتا ہے۔ ثابت v_d کی صورت میں برقی رو Q_1 کو منتقل ہو گی۔ یوں $i_{DS2} = 0$ جبکہ $i_{DS1} = 2I$ ہوں گے۔ مساوات 5.125 میں $i_{DS1} = 2I$ پُر کرتے حل کرنے سے

$$(5.130) \quad |v_d| = \sqrt{2}(V_{GS} - V_t)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت سے v_d کو مزید بڑھانے سے برقی رو میں مزید تبدیلی رونما نہیں ہو گی۔ اتنی ہی منفی داخلی برقی دباؤ کی صورت میں تمام کی تمام یک سمتی برقی رو Q_2 کو منتقل ہو جائے گی اور یوں $i_{DS1} = 0$ جبکہ $i_{DS2} = 2I$ ہوں گے۔ شکل 5.35 میں مساوات 5.125 کے خط کھینچنے کے ہیں۔ ان خطوط سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_d کی وہ قیمت جس پر تمام کی تمام برقی رو ایک جانب منتقل ہو جاتی ہے صفحہ 486 پر مساوات 4.49 میں بیان کئے ہوئے 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 دکھائے گئے ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں $2I = 200 \mu\text{A}$ ہے جبکہ $v_d = 0$ پر دونوں ماسفیٹ اپنے نقطہ کار کر دیگی پر ہوتے ہیں اور دونوں میں برابر $100 \mu\text{A}$ برقی روپیا جاتا ہے۔ افرائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے یوں

حل: $v_d = 0$ پر دونوں ماسفیٹ اپنے نقطہ کار کر دیگی پر ہوتے ہیں اور دونوں میں برابر $100 \mu\text{A}$ برقی روپیا جاتا ہے۔ افرائندہ 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 486 پر مساوات 4.54 کے استعمال سے

$$g_m = \sqrt{2 \times 100 \times 10^{-6} \times 0.1 \times 10^{-3}} = 0.1414 \text{ mS}$$

اور مساوات 5.130 سے

$$|v_d| = \sqrt{2} (2.614 - 1.2) = 2 \text{ V}$$

5.13. ماسنیٹ کے تفرقی جوڑے

625

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 $R_D = 50 \text{ k}\Omega$ جبکہ $V_+ = 18 \text{ V}$ کی صورت میں تفرقی جوڑے کی تفرقی افزائش حاصل کریں۔

حل: مساوات 5.131 کی مدد سے

$$A_d = 0.1414 \times 10^{-3} \times 50000 = 7.07 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 5.13: شکل 5.34 میں دکھائے گئے ماسنیٹ کے تفرقی جوڑے میں $2I = 200 \mu\text{A}$ ہے جبکہ $v_{GS1} = v_{GS2} = v_S$ اور $V_t = 1.2 \text{ V}$ اور $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے کی قیمتیں مندرجہ ذیل صورتوں میں حاصل کریں۔

$$\leftarrow i_{DS1} = 100 \mu\text{A} .1$$

$$\leftarrow i_{DS1} = 150 \mu\text{A} .2$$

$$\leftarrow i_{DS1} = 200 \mu\text{A} .3$$

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۔

$v_{GS1} = v_{G1} - v_S = -2.614 \text{ V}$ حاصل ہوتا ہے۔ $v_{GS2} = v_{G2} - v_S$ لکھتے ہوئے اور $v_S = 0 \text{ V}$ 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۔

$i_{DS2} = 0 \mu\text{A}$ کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت $i_{DS1} = 200 \mu\text{A}$. 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 $v_{G1} = 4 \text{ V}$ اور v_{GS1}, v_{GS2}, v_S 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 لیے 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 $V_t < v_{GS2}$ لہذا منقطع ہو گا۔

5.14 داخلي انحرافی برقي دباو

ماسفیٹ کے تفہیقی جوڑے میں بھی ناقص پن پایا جاتا ہے۔ شکل 5.34 میں داخلي انحرافی برقي دباو²⁹ تین وجوہات سے پیدا ہو سکتا ہے۔ ڈرین پر نسب مزاحموں میں فرق، دونوں ماسفیٹ کے $\frac{W}{L}$ میں فرق اور دونوں ماسفیٹ کے V_t میں فرق وہ تین وجوہات ہیں۔ آئیں ان کے اثر کو باری باری دیکھیں۔

$$\begin{aligned} R_{D1} &= R_D + \Delta R_D \\ R_{D2} &= R_D - \Delta R_D \end{aligned} \quad (5.132)$$

کی صورت میں دونوں ماسفیٹ میں برابر برقي 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 داخلي انحرافی برقي دباو حاصل ہوتا ہے۔ A_d کو مساوات 5.131 پیش کرتا ہے۔ صفحہ 486 پر مساوات 4.54 کے تحت I_{DS} کے برابر ہے۔ یہاں I_{DS} کو I کہا گیا ہے۔ یوں

$$A_d = g_m R_D = \left(\frac{2I}{V_{GS} - V_t} \right) R_D$$

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

$$\frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} + 1 = \frac{k_{n2}}{k_{n1}} + 1$$

$$\frac{i_{DS2} + i_{DS1}}{i_{DS1}} = \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}}$$

$$\frac{2I}{i_{DS1}} = \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}}$$

الب ب۔ 5. ترقی ایپلیناٹر

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 ماسفیٹ کے V_t میں فرق کے اثرات کو دیکھتے ہیں۔ فرض کریں کہ

$$(5.138) \quad \begin{aligned} V_{t1} &= V_t + \Delta V_t \\ V_{t2} &= V_t - \Delta V_t \end{aligned}$$

ہیں۔ اس صورت میں

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t - \Delta V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 - \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t + \Delta V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 + \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \end{aligned}$$

لکھا 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 $\Delta V_t \ll (V_{GS} - V_t)$ مگر

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \end{aligned}$$

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

$$V_O = (i_{DS1} - i_{DS2}) R_D$$

$$= -4IR_D \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right)$$

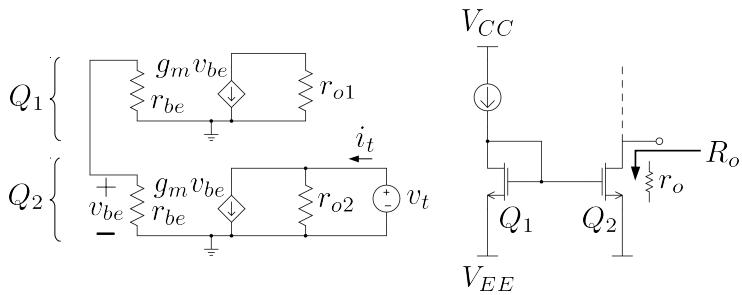
اور

$$(5.139) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = -2\Delta V_t$$

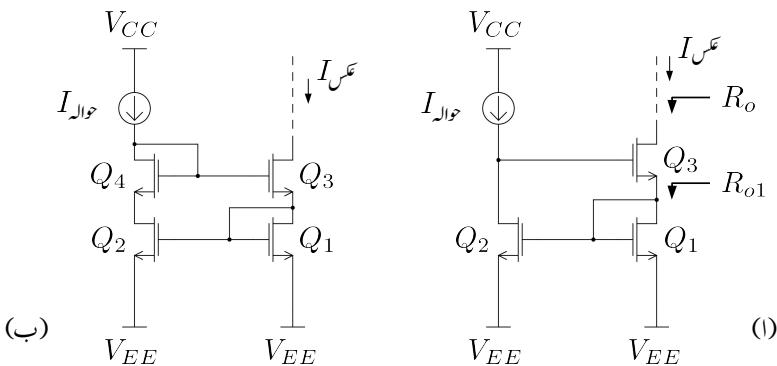
حاصل ہوتا ہے۔ ΔR_S اور $\left(\frac{W}{L} \right)$ کی وجہ سے پیدا V_{OS} کو کم رکھنے کی خاطر ماسفیٹ کو کم سے کم سے کم کر دیا جاتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے تفرقی جوڑے میں داخلی انحرافی برقی دباؤ دونوں بازوں کے R_C میں فرق اور دونوں ٹرانزسٹروں کے I_S میں فرق کی بنا پر پیدا ہوتا ہے۔ ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں داخلی انحرافی برقی دباؤ پیدا کرنے کی تیسری وجہ V_t بھی پائی جاتی ہے۔

5.15 ماسفیٹ آئینہ برقی رو

شکل 5.36 میں ماسفیٹ کا سادہ آئینہ برقی رو دکھایا گیا ہے جس کو دیکھتے ہی ہم کہہ سکتے ہیں کہ $R_o = r_{o2}$ 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

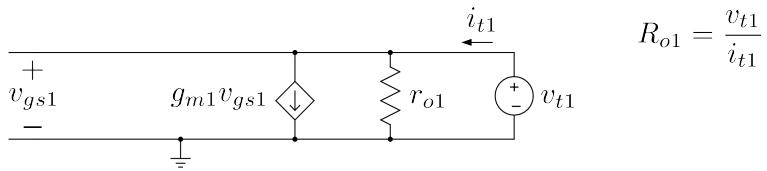


شکل 5.37: دُن آئینے کی خارجی مزاحمت

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۔ v_t لاگو کرنے سے دونوں ٹرانزسٹروں کے v_{be} پر برقی دباؤ تبدیل نہیں ہوتا لہذا اب بھی دونوں کے $g_m v_{be} = 0A$ ہی ہوں گے۔ اس طرح $i_t = \frac{v_t}{r_{o2}} = R_o = r_{o2}$ حاصل ہوتا ہے۔

جیسے آپ جانتے ہیں کہ آئینے کی خارجی مزاحمت جتنی زیادہ ہو اتنا بہتر ہے۔ آئیں ماسفیٹ کے ولن آئینے پر غور کریں اور دیکھیں کہ اس کی خارجی مزاحمت کتنی حاصل ہوتی ہے۔

شکل 5.37 اف میں ولن آئینے برقی رو دکھایا گیا ہے۔ دو جو ٹرانزسٹر سے بنائے گئے ولن 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 برابر کر دئے گئے ہیں۔ ایسا کرنے سے ولن آئینے میں ارلی برقی دباؤ کا اثر ختم ہو جاتا ہے۔



شکل 5.38: ماسیٹ بطور ڈائیوڈ

خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر شکل 5.37 5.37 الف میں Q_3 کے ڈرین پر v_t لاگو کرتے ہوئے i_t کا تخمینہ لگاتے ہیں۔ خارجی مزاحمت ان دونوں کی شرح کو کہتے ہیں۔ آئیں پہلے Q_1 پر غور کریں۔

صفحہ 416 پر شکل 3.131 میں دو جوڑٹرانزسٹر کے ملکھر اور میں کو آپس میں جوڑ کر ڈائیوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 5.37 الف میں Q_1 کو اسی طرز پر جوڑا گیا ہے۔ آئیں شکل 5.37 الف میں Q_1 کا خارجی مزاحمت R_{o1} حاصل کریں۔ R_{o1} حاصل کرنے کی خاطر Q_1 کے ڈرین پر v_{t1} لاگو کرتے ہوئے i_t کا تخمینہ لگاتے ہیں۔ شکل 5.38 میں ایسا کرتے ہوئے Q_1 کا باریک اشاراتی مساوی دور بنایا گیا ہے۔ چونکہ ڈرین کی مدد سے Q_1 کا جائز ہے، لہذا $v_{gs1} = v_{t1}$ 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

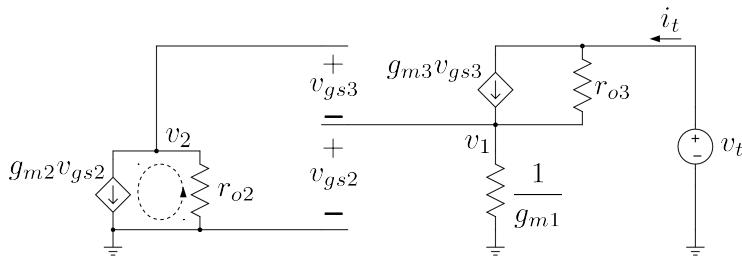
$$(5.140) \quad R_{o1} = \frac{v_{t1}}{i_{t1}} = \frac{r_{o1}}{1 + g_{m1}r_{o1}}$$

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 جا سکا ہے۔ اس مساوات کے تحت ڈائیوڈ کے طرز پر جڑے ماسیٹ کو مزاحمت $\frac{1}{g_{m1}}$ قصور کیا جا سکتا ہے۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے۔

شکل 5.37 الف میں Q_1 کی چلکہ 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: ماسیف و لسن آئینے کا باریک اشاراتی مساوی دور

شکل 5.39 میں Q_1 کے ڈرین پر برقی دباؤ کو v_1 کہا گیا ہے۔ تمام کی تمام i_t مزاحمت $\frac{1}{g_{m1}}$ سے گزرتی ہے المزا v_{gs2} کے برابر ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_1 دراصل v_{gs2} ہی ہے المزا

$$(5.142) \quad v_{gs2} = v_1 = \frac{i_t}{g_{m1}}$$

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 رو₂ میں برقی زمین سے جوڑ v₂ کی جانب رواں ہے۔ یوں

$$v_2 = -\frac{g_{m2}r_{o2}i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہے۔ چونکہ $v_{gs3} = v_2$ ہی ہے لہذا

$$(5.143) \quad v_{gs3} = -\frac{g_{m2}r_{o2}i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہے۔ پوں کرخوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

$$i_t = g_{m3}v_{gs3} + \frac{v_t - v_1}{r_{o3}} \\ = -\frac{g_{m2}g_{m3}r_{o2}i_t}{g_{m1}} + \frac{v_t - g_{m1}i_t}{r_{o3}}$$

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 اور $r_{o2} = r_{o3} = r_o$ 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 I_{D1} 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 مل کر منبع برقی رو بناتے ہیں جسے اب تک ہم دیکھتے آ رہے ہیں۔ Q_4 اور Q_3 بالکل یکساں ہیں۔ یوں $I_{D1} = I_{D2}$ ہو گا۔ آئیں اب Q_2 اور Q_1 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 5.147 کو مساوات 5.146 میں پُر کرتے ہوئے R کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$\frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t)^2 = \frac{k'_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

دونوں اطراف کا جز ر لیتے ہوئے

$$\sqrt{\left(\frac{W}{L} \right)_1} (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t) = \sqrt{\left(\frac{W}{L} \right)_2} (V_{GS2} - V_t)$$

س

$$R = \frac{V_{GS2} - V_t}{I_{D2}} \left[\sqrt{\frac{\left(\frac{W}{L} \right)_2}{\left(\frac{W}{L} \right)_1}} - 1 \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ I_{D2} کی مساوات سے

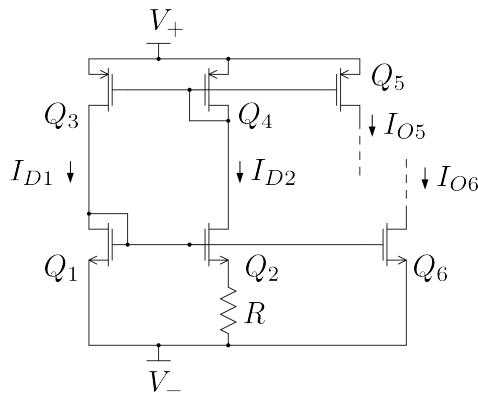
$$V_{GS2} - V_t = \sqrt{\frac{I_{D2}}{\frac{k_{n2}}{2}}}$$

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

$$\left(\frac{W}{L} \right)_2 \geq \left(\frac{W}{L} \right)_1$$



شکل 5.40: منفی دباؤ کے اثرات سے بآک منفی رو

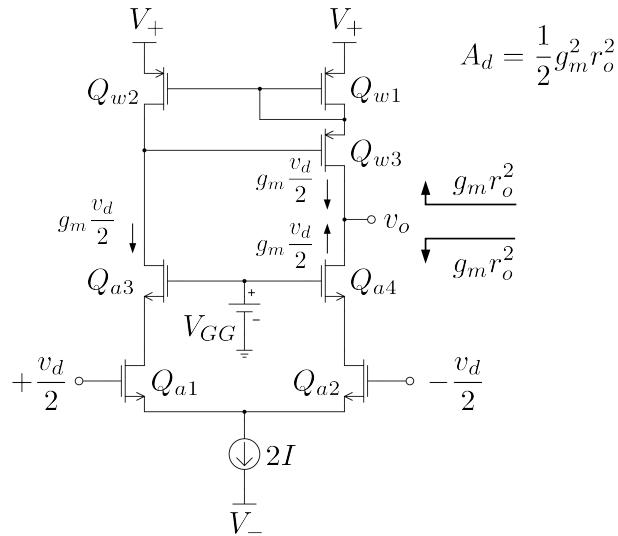
ہو گا۔ Q_1 کے بر قی رو کے عکس لینے کی خاطر V_{GS1} بر قی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں Q_6 سے عزیز حاصل کیا گیا ہے جسے I_{O6} سے ظاہر کیا گیا ہے۔ اسی طرح Q_4 کے بر قی رو کے عکس لینے کی خاطر V_{GS4} بر قی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں Q_5 سے عزیز حاصل کیا گیا ہے جسے I_{O5} 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_3 اور Q_2 افزاں نہ رہیں۔ یاد رہے کہ Q_1 کا گیٹ اور اس کا ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ہر صورت افزاں نہ ہی رہتا ہے۔ اسی طرح Q_4 کا گیٹ اور ڈرین بھی آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ہر صورت افزاں نہ ہی رہتا ہے۔

اور V_{SG4} کا Q_4

5.16 ماسفیٹ کیسکوڈ تفرقی ایمپلینگر

شکل 5.41 میں ماسفیٹ سے بنایا گیا کیسکوڈ تفرقی ایمپلینگر دکھایا گیا ہے جس میں وسن آئینے کو باطور بر قی بوجھ 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 v_t مہیا کرتے ہوئے i_t کا تخمینہ لگائیں گے۔ خارجی مزاحمت ہو گا۔



شکل 5.41: ماسفیٹ کیکوڈ تفریقی ایمپلینیٹر

شکل 5.42 میں کیکوڈ ایمپلینیٹر 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 تفریقی داخلی اشارہ $v_d = 0$ رکھا گیا ہے۔ چونکہ Q_{a2} کا سورس اور گیٹ دونوں بر قی 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 برابر 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۔ کرخوف کے قانون برائے بر قی رو کی 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

$$(5.151) \quad R_o = g_m r_o^2$$

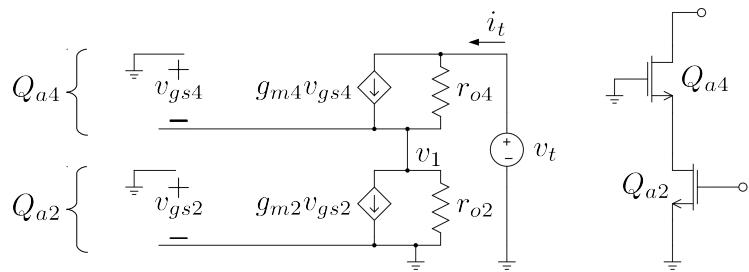
حاصل ہوتا ہے۔ مکمل 5.41 میں اس خارجی مزاحمت کو دکھایا گیا ہے۔ کیسکوڈ تفرقی جوڑے کی خارجی مزاحمت اور واسن آئینے کی خارجی مزاحمت آپس میں متوازن جڑے ہیں لہذا ان کا مجموع $\frac{g_m r_o^2}{2}$ ہو گا۔ یوں کیسکوڈ تفرقی ایکلینیکر کا خارجی اشارہ

$$v_o = \left(g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) \left(g_m r_o^2 \right)$$

ہو گا جس سے

$$(5.152) \quad A_d = \frac{1}{2} g_m^2 r_o^2$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 5.42: ماسنیٹ کیکوڈ 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۔ کی صورت میں $v_{B1} = v_{B2} = -2 \text{ V}$ حاصل کریں۔ مشترک اشارے کی بلند تر قیمت حاصل کریں۔

جواب: $V_{CM} \leq 3.15 \text{ V}$, 0 V

سوال 5.2: شکل 5.1 میں $R_C = 15 \text{ k}\Omega$, $I = 0.25 \text{ mA}$, $V_{EE} = -10 \text{ V}$, $V_{CC} = 10 \text{ V}$ اور $\alpha = 0.97$ کی صورت میں $v_{B2} = -3.1 \text{ V}$ اور $v_{B1} = -2 \text{ V}$ حاصل کریں۔

جواب: 7.35 V

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۔

الب ب۔ 5. تفرقی ایکلیپسیفار

سوال 5.8: اگر شکل 5.23 میں Q_{11} کا لبریزی برتنی رو $I_S \times 4$ ہوتے ہو تو $v_O = 0 \text{ V}$ حاصل کرنے کے لئے درکار R_{B8} حاصل کریں۔

جواب: $25.2 \text{ k}\Omega$

سوال 5.9: شکل 5.23 میں Q_{11} کا $\beta = 100$ ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کا $V_{EE} = -15 \text{ V}$, $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $I_{C9} = 1 \text{ mA}$ ہے۔ I_{C5} کا شامل کرتے ہوئے $V_{C2} = V_{C3} = 7.5 \text{ V}$ حاصل کرنے کی خاطر R_{C5} حاصل کریں۔ $I_{C7} = 0.5 \text{ mA}$ کے لئے درکار R_{E7} حاصل کریں اور $I_{E8} = 6 \text{ mA}$ کے لئے درکار R_{E8} اور R_{B8} حاصل کریں۔

جوابات: $R_{B8} = 8.6 \text{ k}\Omega$, $R_{E7} = 3.33 \text{ k}\Omega$, $R_{C5} = 4.2857 \text{ k}\Omega$, $R_{C9} = 28.6 \text{ k}\Omega$, $R_{E8} = 2.5 \text{ k}\Omega$ 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 $V_{CB} \leq 0.5 \text{ V}$ ہو۔

جواب: $5.333 \text{ k}\Omega$

سوال 5.11: سوال 5.9 میں چاروں ایکلیپسیفار کے داخلی مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات: $250 \text{ k}\Omega$, $860 \text{ k}\Omega$, $3.33 \text{ k}\Omega$ اور $2 \text{ M}\Omega$

سوال 5.12: سوال 5.9 میں تمام تفرقی ایکلیپسیفار کی افزائش حاصل کرتے ہوئے کل افزائش A_d حاصل کریں۔

جوابات: $A_d = 4380 \frac{\text{V}}{\text{V}}$, $1 \frac{\text{V}}{\text{V}}$, $-3.65 \frac{\text{V}}{\text{V}}$, $-100 \frac{\text{V}}{\text{V}}$, $12 \frac{\text{V}}{\text{V}}$

سوال 5.13: سوال 5.9 میں $v_d = 200 \mu\text{V}$ ہے۔ پہلے، دوسرے، تیسرا اور چوتھے تفرقی ایکلیپسیفار 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 میں I حاصل کریں۔

جواب: جواب $I = 0.83 \text{ mA}$ اور $I_{\text{out}} = 9.3 \mu\text{A}$ 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 میں وُسْن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا $\beta = 100$ جبکہ ارلی بر قی دباؤ I_{out} 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 وُسْن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ اور $V_A = 50 \text{ V}$ اور $k_n = 0.4 \frac{\text{mA}^2}{\text{V}}$ لیتے ہوئے $I_{DS} = 1.5 \text{ mA}$ کی خارجی مزاحمت R_o اور انفرائش 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 کیکوڈ ایپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ اگر $\beta = 100$ اور $V_A = 200 \text{ V}$ ہوں تب A_d کی قیمت کیا ہو گی؟ اگر $v_d = 0.00002 \sin \omega t$ ہو تو v_o کیا ہو گا؟

$$\text{جوابات: } v_o = 5.34 \sin \omega t, A_d = 267 \frac{\text{kV}}{\text{V}}$$

الباب 6

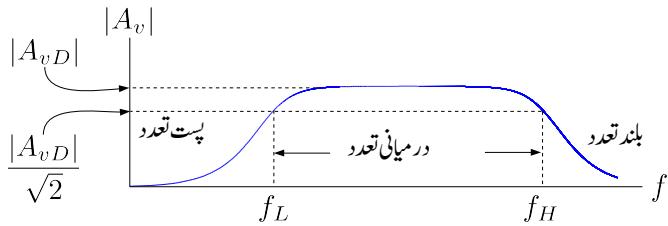
ایمپلیفائر کا تعددی رد عمل اور فلٹر

6.1 پست تعددی رد عمل

ٹرانزسٹر باب کے حصہ 3.10.6 میں ایمپلیفائر میں کپسیٹر کا استعمال دکھایا گیا جہاں کپسیٹر کی قیمت لاحدہ و تصور کرتے ہوئے ادوار حل کئے گئے۔ اس باب میں کپسیٹر کے کردار پر تفصیلًا بحث کی جائے گی اور اس کی قیمت تعین کرنا سکھایا 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 تعددی رد عمل عموماً شکل 6.1 کے طرز پر ہوتی ہے۔ ایسا خط عموماً لاگ۔ لاگ¹ 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 تعدد کی وضاحت کی ہے جس پر افزائش کم ہوتے ہوتے ہیں (یا $\frac{|A_{iD}|}{\sqrt{2}}$ یا $\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$) ہو جاتی ہے۔ f_L کو پست انقطعی تعدد² جبکہ f_H کو بلند انقطعی تعدد³ کہتے ہیں۔ ایمپلیفائر کی تعددی رد عمل کی بات کرتے ہوئے تعدد کی تین خطے یا حدود کا عموماً ذکر ہوتا ہے جنہیں پست

log-log¹
low cut-off frequency²
high cut-off frequency³



شکل 6.1: عمومی تعدادی رہ عمل

تعداد⁴، درمیانی تعداد⁵ اور بلند تعداد⁶ کے حدود⁷ کہتے ہیں۔ A_{vD} لکھتے ہوئے زیر نوشت میں D اس حقیقت کو ظاہر کرتا ہے کہ افراٹش کی یہ قیمت درمیانی⁸ تعداد پر پائی جاتی ہے۔ اگرچہ f_L سے کم تعداد یا f_H سے زیاد تعداد پر بھی ایمپلینگر کو استعمال کیا جاسکتا ہے البتہ ان خطوں میں ایمپلینگر کی افراٹش کم ہوتی ہے۔ اسی لئے f_L تا f_H کو ایمپلینگر کا دائرة کارکردگی⁹ B کہتے ہیں یعنی

$$(6.1) \quad B = f_H - f_L$$

اگر $f_H \gg f_L$ تو ب $B \approx f_H$ لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$(6.2) \quad B \approx f_H$$

مشترکہ ایمپلینگر کی حوصلی عموماً بذریعہ جفتی کپیسٹر C_B ¹⁰ کی جاتی ہے جبکہ اس سے خارجی اشارے کی حوصلی 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 افراٹش بڑھاتا ہے۔ اس باب کے پہلے چند حصوں میں ان کپیسٹروں کا پست انقطاعی تعداد کے ساتھ تعلق پر غور کیا جائے گا۔ کم تعداد پر ان کپیسٹروں کی برقرار رکاوٹ بڑھ جاتی ہے جس کی وجہ سے A_i (A_v) کی قیمت گھٹتی ہے۔ یوں یہی یہرونے¹² کپیسٹر پست انقطاعی تعداد f_L کی قیمت تعین کرتے ہیں۔ حقیقت میں پست انقطاعی تعداد f_L کا دارو مدار کپیسٹر C_E پر ہوتا ہے۔ بلند تعداد پر ان تمام

low frequency⁴

mid frequency⁵

high frequency⁶

limits⁷

⁸ لفظ درمیانی کے پہلے حرفاً "D" کی آواز سے D حاصل کی گئی ہے

band⁹

coupling capacitor¹⁰

bypass capacitor¹¹

C_C, C_E, C_B ¹² وغیرہ بوجنی کپیسٹر ہیں جنہیں بڑا نزدیکی کے ساتھ جوڑا جاتا ہے

بیرونی کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ نہیت کم ہو جاتی ہے اور انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔ مثال 6.10 میں بیرونی نسب کپیسٹر کی وجہ سے پیدا بلند انقطاعی نکتہ دکھایا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر کے $B - E$ اور $B - C$ جوڑ پر اندروں کپیسٹر $C_{b'e}$ اور $C_{b'c}$ پائے جاتے ہیں۔ درمیانی تعدد اور اس سے کم تعدد پر ان اندروں کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ اتنی زیادہ ہوتی ہے کہ انہیں کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ بلند تعداد پر ان کی برقی رکاوٹ کم ہو جاتی ہے اور انہیں نظر انداز کرنا ممکن نہیں رہتا۔ انہیں اندروں کپیسٹروں کی وجہ سے بلند تعداد پر A_v کی قیمت گھٹتی ہے۔ یوں اندروں کپیسٹر بلند انقطاعی تعدد f_H کی قیمت تعین کرتے ہیں۔

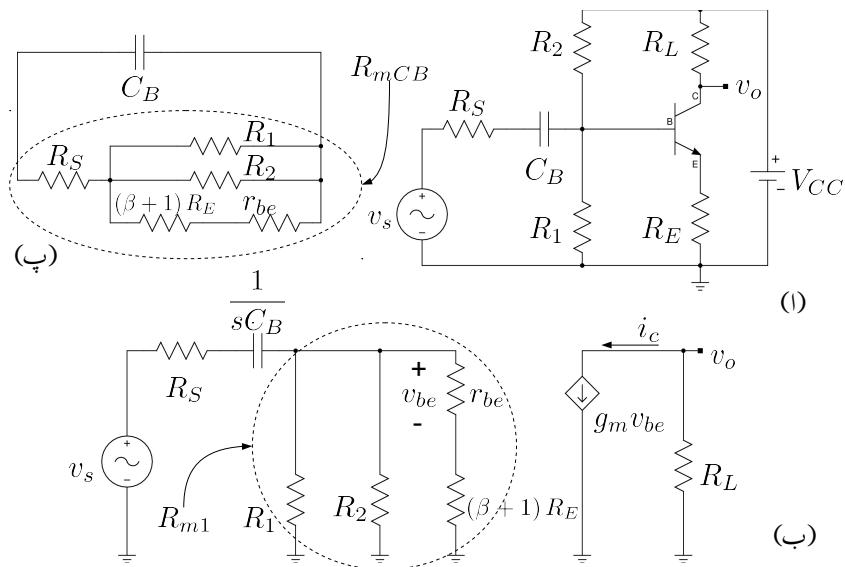
کم تعداد پر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرتے وقت صرف بیرونی کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ اندروں کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ اسی طرح بلند تعداد پر صرف اندروں کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا جاتا ہے اور درمیانی تعداد پر بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور جبکہ اندروں کپیسٹروں¹³ کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔

اس باب میں تمام مساوات لاپلاس بدل¹⁴ استعمال کرتے ہوئے s کے ساتھ لکھے جائیں گے۔ سائن نما اشارات کے لئے s کی جگہ ω_j لکھتے ہوئے جوابات حاصل کئے جاتے ہیں۔

6.2 بیس سرے پر کپیسٹر C_B

ایمپلیفائر استعمال کرتے وقت اس کے داخلی اور خارجی جانب مختلف چیزیں جوڑی جا سکتی ہیں مثلاً لاوڈ سپیکر یا دوسرا ایمپلیفائر۔ اسکی بیرونی اشیاء جوڑتے وقت یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردگی اپنی جگہ برقرار رہے۔ کپیسٹر یک سستی برقی روکے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا کپیسٹر کے ذریعہ ایمپلیفائر کو داخلی جانب اشارہ فراہم کرنے یا ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے کپیسٹر کے ذریعہ اشارہ حاصل کرنے سے ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شکل 6.2 الف میں ایسا ہی کرتے ہوئے کپیسٹر C_B کے ذریعہ داخلی اشارے کو ایمپلیفائر تک پہنچایا گیا ہے۔

¹³ ٹرانزسٹر بیاضی نمونے میں پائے جانے والے کپیسٹر مثلاً $C_{b'e}$ وغیرہ ٹرانزسٹر کے اندروں کپیسٹروں Laplace transform¹⁴



کل کردار C_B کی پیش

C_B پر توجہ رکھنے کی خاطر شکل میں C_E اور C_C نہیں استعمال کئے گئے۔ شکل 6.2 ب میں اسی کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں نقطہ دار دائرے میں بند کل مزاحمت کو R_{m1} لکھا گیا ہے یعنی

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

شکل ب کے لئے لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_b} \right) \left(\frac{v_b}{v_s} \right) \\ &= (-R_L) (g_m) \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left(\frac{R_{m1}}{R_S + \frac{1}{sC_B} + R_{m1}} \right) \\ &= (-R_L) (g_m) \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left(\frac{s R_{m1} C_B}{s (R_S + R_{m1}) C_B + 1} \right) \end{aligned}$$

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 نکلتے ہوئے مندرجہ ذیل مساوات حاصل ہوتا ہے۔

$$A_v = -R_L g_m \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left(\frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{(R_S + R_{m1}) C_B}} \right)$$

جیسے شکل 6.2 پ میں وضاحت کی گئی ہے کہ v_s کو قصر دور تصور کرتے ہوئے، C_B کے متوازی کل مزاحمت کی قیمت $(R_S + R_{m1})$ ہے جسے R_{mCB} لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.3) \quad A_v = -R_L g_m \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left(\frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{R_{mCB} C_B}} \right)$$

اگر اس مساوات میں تعدد ω کی قیمت بتدریج بڑھائی جائے تو آخری قوسین کی قیمت ایک (1) تک پہنچنے کی کوشش کرے گی۔ اگرچہ اس مساوات کو حاصل کرنے کی خاطر ڈریزسٹر کا پست تعدد ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا تھا جو صرف کم اور درمیانی تعدد کے لئے درست ہے مگر فی الحال اس بحث میں پڑے بغیر تصور کرتے ہیں کہ ω کی

¹⁵ لکھتے ہوئے اس میں R_m سے مراد متوازی مزاحمت بجہ C_B سے مراد کپیٹر ہے

قیمت لامدد 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 تعداد کی افزائش A_{vD} کہتے ہیں۔

$$(6.4) \quad A_{vD} = A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = -R_L g_m \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left(\frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right)$$

کو تکلی محدود کے طرز پر یوں لکھا جا سکتا ہے۔ A_{vD}

$$(6.5) \quad A_{vD} = |A_{vD}| \angle \theta_D$$

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 حقیقی قیمت جبکہ θ_D افزائش کا زاویہ ہے۔ A_{vD} کے استعمال سے مساوات 6.3 کو مندرجہ ذیل طریقے سے لکھ سکتے ہیں۔

$$(6.8) \quad A_v = A_{vD} \left(\frac{s}{s + \frac{1}{R_{mCB} C_B}} \right)$$

مساوات 6.3 کو تکلی محدود کے طرز پر یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.9) \quad A_v = |A_{vD}| \angle \theta$$

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 حتی طور پر صرف لامحدود 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 ایک پلیناٹر 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۔

$$\begin{aligned} g_m &= 4.064 \text{ mS} \\ r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx 246 \Omega \end{aligned}$$

1. لامحدود 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 نکلی محدود کے طرز پر لکھا گیا ہے۔ اس جواب کے مطابق داخلی اشارے کا حیط 4.79463 گناہ بڑھے گا اور اس کے زاویہ میں π ریڈیٹن یعنی 180 کی تبدیلی رونما ہو گی۔

2. 1 MHz پر مساوات 6.8 کی مدد سے

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10^6 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -4.79443 - j0.03049 \\
 &= 4.7945/\underline{-3.13523}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ افزائش کی حقیقت لا محدود تعدد پر 4.79463 تھی جبکہ اب اس کی قیمت 4.7945 ہو گئی ہے۔ ان دو قیتوں میں فرق کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ زاویہ -179.635 یعنی یعنی تقریباً 180.36 ہے۔

3. $f = 100 \text{ kHz}$

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 100 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -4.7753 - j0.30372 \\
 &= 4.78495/\underline{-3.0781}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اب کبھی افزائش تقریباً A_{vD} کے برابر ہے۔

4. $f = 10 \text{ kHz}$

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -3.4137 - j2.1712 \\
 &= 4.04567/\underline{-2.5751}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ 10 kHz پر افراکش 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

$$f = 1 \text{ kHz} .5$$

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 1 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\ &= -0.1157 - j0.7357 \\ &= 0.7447 / -1.7268 \end{aligned}$$

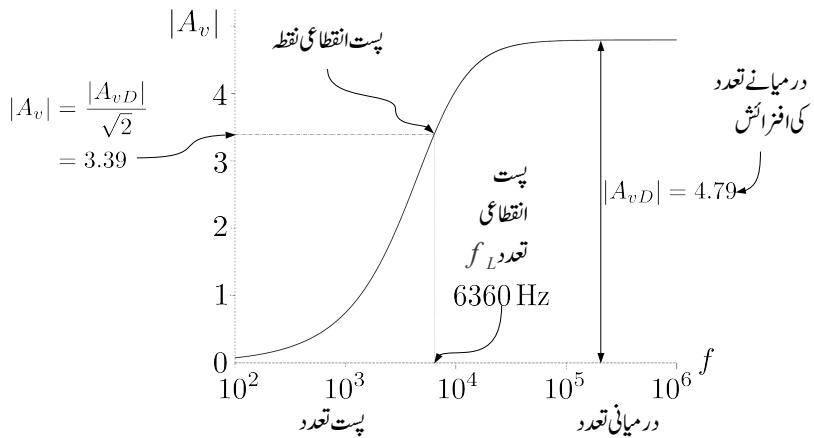
حاصل ہوتا ہے جو کہ نہایت کم افراکش ہے۔ ایک کلو ہر ہزار کے تعداد پر حاصل کی گئی افراکش A_{vD} کے صرف 15% ہے۔

$$\frac{0.7447}{4.79463} \times 100 = 15\%$$

ایک کلو ہر ہزار کے کم تعداد پر افراکش کا نہایت کم ہو جانا صاف ظاہر ہے۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ ایک خاص حد سے زیادہ تعداد پر افراکش کی قیمت کو تقریباً A_{vD} کے برابر تصور کیا جاسکتا ہے۔ البتہ اس حد سے کم تعداد 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 بالمقابل تعداد کو بودا خط کے طرز پر شکل 6.3 میں کھینچا گیا ہے جہاں تعداد کو لالاگ¹⁷ بیانے پر دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں زیادہ تعداد پر افراکش تبدیل نہیں ہوتی اور $|A_{vD}|$ ہی رہتی ہے۔ حقیقت میں بلند تعداد¹⁸ پر بھی افراکش کم ہوتی جاتی ہے۔ موجودہ حصے میں صرف پست تعداد¹⁹ پر افراکش کے کم ہونے پر غور کیا جائے گا۔ زیادہ تعداد پر افراکش کے کم ہونے پر آگے جا کر غور کیا جائے گا۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ کم تعداد پر یہ ایک پلیفارڈ اخلي اشارہ کو نہیں بڑھائے گا۔ تعداد

Bode plot¹⁶
log¹⁷
high frequency¹⁸
low frequency¹⁹



شکل 6.3: پست انقطائی تعدد

بذریع کم کرتے ہوئے، جس تعداد پر افزائش کی قیمت کم ہوتے ہوتے $|A_{vD}|$ کے $\frac{1}{\sqrt{2}}$ گناہو جائے اسی کو انقطائی نقطہ تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 6.3 میں $|A_v| = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ پر $f = 6360 \text{ Hz}$ ہو جاتا ہے۔ یوں ہم کہیں گے کہ یہ ایکلیفائر $f = 6360 \text{ Hz}$ سے کم تعداد کے اشارات کو نہیں بڑھاتا۔ جیسا کہ پہلے ذکر کیا گیا، زیادہ تعداد پر بھی ایکلیفائر کی افزائش کم ہو جاتی ہے یوں موجودہ نقطے کا پورا نام پست انقطائی نکتہ ہے جبکہ اس نقطے پر تعداد f_L کو پست انقطائی تعدد²⁰ لکھا جاتا ہے۔

مساویات 6.10 سے ہم پست انقطائی تعداد حاصل کر سکتے ہیں۔ ایسا کرنے کی خاطر اس تعداد کو ω_L لکھتے ہوئے مساوات کو $|A_v| = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ (یعنی درمیانی تعداد پر افزائش سے 3 dB کم) کے لئے حل کرتے ہیں

$$\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}} = |A_{vD}| \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$

low cut-off frequency²⁰

دونوں جانب کا 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 کھنچ 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 کپیٹر 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 ایکسپلینیئر کو انسانی آواز کا حیطہ بڑھانے کے قابل بنائیں۔

حل: انسان 20 Hz کی آواز سن سکتا ہے۔ اگر C_B کو 20 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 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 ایمیٹر 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 ایکلینیکر کی افزائش بڑھانے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ایمیٹر 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 کی سختی برقی روکے لئے کھلے دور کا کردار ادا کرتا ہے لہذا اس کے استعمال سے یک سختی متغیرات متاثر نہیں ہوتے۔ C_E کو یوں چنا جاتا ہے کہ درکار تعداد پر اس کی برق رکاوٹ²¹ R_E سے کم ہو۔ چونکہ C_E مزاحمت کے موازی جڑا ہے لہذا بدلتی روکے نقطہ نظر سے ٹرانزسٹر کے ایمیٹر 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۔

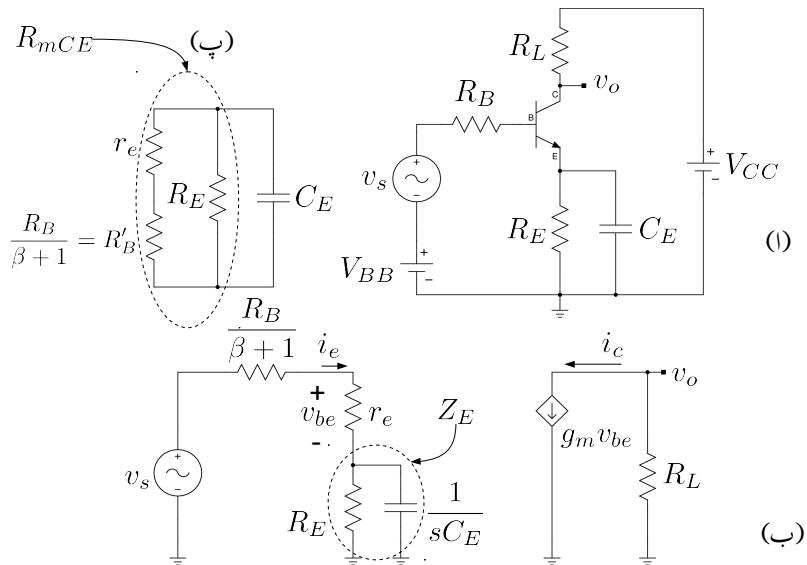
شکل 6.4 ب میں شکل 6.4 الف کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس سے ہم افزائش کی مساوات لکھ سکتے ہیں۔ باریک اشاراتی دور میں بیس جانب کے مزاحمت کے عکس ایمیٹر جانب دکھائے گئے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ایمیٹر جانب کے مزاحمت کا عکس، بیس جانب $(\beta + 1)$ گناہ زیادہ نظر آتا ہے جبکہ بیس جانب مزاحمت کا عکس، ایمیٹر جانب $(\beta + 1)$ گناہ کم نظر آتا ہے۔ یوں بیس جانب کے مزاحمت R_B اور r_{be} کے عکس، ایمیٹر جانب 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

$$(6.14) \quad \frac{1}{Z_E} = sC_E + \frac{1}{R_E}$$

$$Z_E = \frac{1}{sC_E + \frac{1}{R_E}}$$



اور

$$(6.15) \quad r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$$

بیں۔ 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 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 وسین 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

$$(6.18) \quad A_v = A_{vD} \left(\frac{s + \omega_1}{s + \omega_2} \right)$$

۶

$$(6.19) \quad \begin{aligned} A_v &= A_{vD} \left(\frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} \right) \\ &= A_{vD} \left(\frac{j2\pi f + 2\pi f_1}{j2\pi f + 2\pi f_2} \right) \\ &= A_{vD} \left(\frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \end{aligned}$$

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

$$(6.22) \quad |A_v| = |A_{vD}| \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_1^2}}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}}$$

۔ گاہ

مساوات 6.18 میں ω کی قیمت کو ω_1 اور ω_2 سے بہت زیادہ تصور کرتے ہوئے افراش کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ اس زیادہ تعداد کو $\omega \rightarrow \infty$ تصور کرتے ہوئے

$$(6.23) \quad A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = A_{vD} \left(\frac{j\infty + \omega_1}{j\infty + \omega_2} \right) = A_{vD}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں A_{vD} درمیانی تعداد پر افراش ہے۔

عموماً ایپلیناٹر مساوات 3.33 کے تحت تخلیق دئے جاتے ہیں جس کے مطابق R_E کی قیمت 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 تعداد 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۔ افراش $|A_{vD}|$ اس وقت درمیانی تعداد کے 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 تعداد 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 $|A_{vD}|$ سے کم نہیں ہو گا اور یوں ω_L نہیں پایا جائے گا۔

مثال 6.3: شکل 6.4 الف میں

$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & V_{BB} = 2.376 \text{ V} \\ R_L = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\ R_B = 269.3 \text{ k}\Omega & \beta = 179 \\ C_E = 10 \text{ nF} & \end{array}$$

ہم اور A_v کا خط پیٹنگ - حاصل کرتے ہوئے f_L اور A_{vD}

حل: ان تینوں سے

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{2.376 - 0.7}{\frac{269.3 \times 10^3}{179+1} + 15000} = 101.6 \mu\text{A} \\ g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{101.6 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 4.064 \text{ mS} \\ r_e &= \frac{1}{4.064 \times 10^{-3}} = 246 \Omega \end{aligned}$$

اور

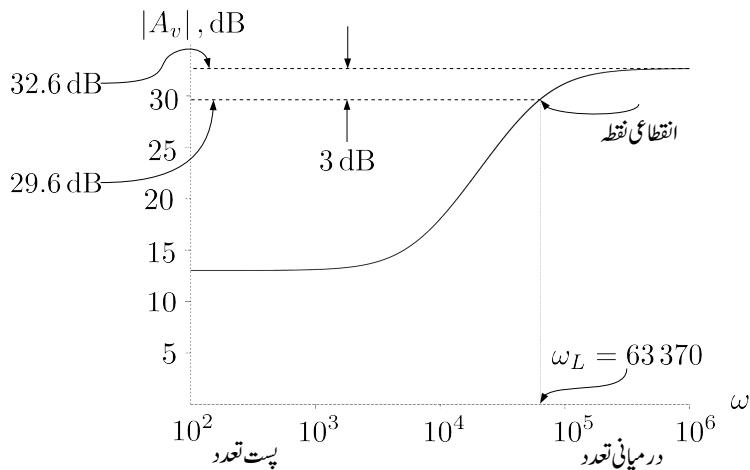
$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{mCE}} &= \frac{1}{15000} + \frac{1}{\frac{269300}{179+1} + 246} \\ R_{mCE} &= 1560.83 \Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں R_E بنتا ہے جو کہ $\frac{R_B}{\beta+1} + r_e = 1742 \Omega$ مساوات 6.20 کے تحت

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{15000 \times 10 \times 10^{-9}} = 6666 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ \omega_2 &= \frac{1}{1560.83 \times 10 \times 10^{-9}} = 64068 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ ω_2 کی قیمت سے زیادہ ہے لہذا مساوات 6.27 کے تحت

$$\begin{aligned} \omega_L &= \sqrt{64068^2 - 2 \times 6666^2} = 63370 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ f_L &= \frac{63370}{2 \times \pi} = 10 \text{ kHz} \end{aligned}$$



شكل 6.5 میں C_E سے حاصل

حاصل ہوتا ہے۔ اگر اس مساوات میں $2\omega_L^2$ کو نظر انداز کیا جائے تب ω_L کی قیمت 64068 rad/s حاصل ہوتی ہے۔ ان دو جوابات میں نہایت کم فرق ہے۔

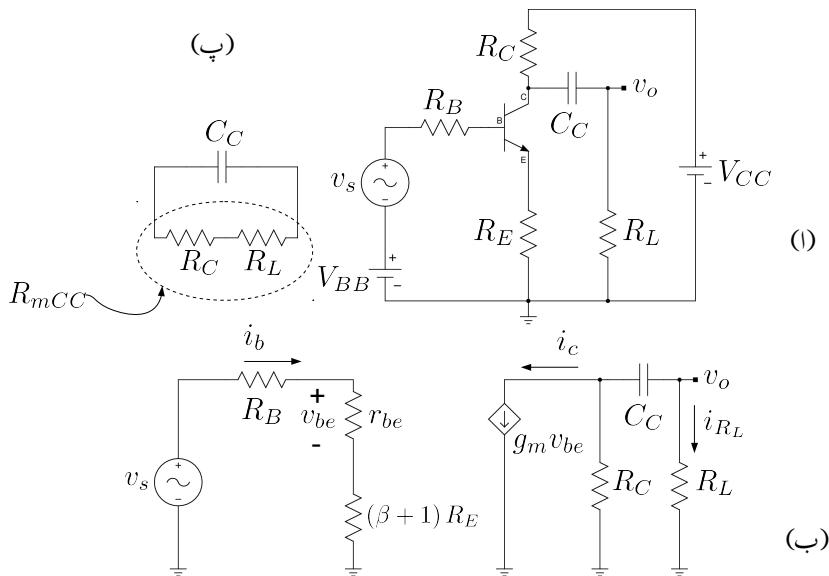
مساوات 6.21 سے درمیانی تعداد کی افزائش حاصل کرتے ہیں۔

$$A_{vD} = -\frac{75000 \times 4.064 \times 10^{-3} \times 246}{\frac{269300}{179+1} + 246} = -43 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

اور یوں کسی بھی تعداد 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 افتنی محدود پر $\log \omega$ اور عمودی محدود پر $20 \log |A_v|$ رکھے گئے ہیں۔ یوں عمودی محدود سے افزائش کو ڈیسی بیل²⁴ میں پڑھا جائے گا۔



شکل 6.6: کپیسٹر C_C کے اثرات

6.4 گلکٹر سرے پر کپیسٹر C_C

ایمپلینیٹر کا خارجی اشارہ کپیسٹر C_C کے ذریعہ حاصل کرنے سے یک سمتی متغیرات متاثر نہیں ہوتے۔ شکل 6.6 اف میں گلکٹر سرے سے C_C کے ذریعہ خارجی اشارہ کو درکار مقام یعنی R_L تک پہنچایا گیا ہے۔ شکل 6.6 ب میں اسی کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا۔ سلسلہ وار جڑے R_L اور C_C کا برقی رکاوٹ Z

$$Z = R_L + \frac{1}{sC_C}$$

ہے۔ برقی روکے تقسیم کی مساوات سے R_C کے ساتھ متوالی جڑے برقی رکاوٹ Z میں i_{R_L} یوں حاصل کیا جائے گا۔

$$i_{R_L} = - \left(\frac{R_C}{R_C + Z} \right) i_c$$

جبکہ منفی کی علامت اس لئے پیدا ہوئی کہ i_{R_L} کی سمت i_c کے الٹ رکھی گئی۔

انفرائش کی مساوات یوں لکھی جائے گی۔

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{v_o}{i_{R_L}} \right) \left(\frac{i_{R_L}}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

$$= (R_L) \left(-\frac{R_C}{R_C + Z} \right) (g_m) \left(\frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right)$$

منفی کی علامت باہر نکلتے ہوئے، Z میں $\frac{R_C}{R_C + Z}$ کی قیمت پر کر کے اسے دیکھ منتقل کرتے ہیں۔

$$A_v = - (R_L) (g_m) \left(\frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_C}} \right)$$

$$= - \left(\frac{R_L g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{sR_C}{(R_C + R_L) \left(s + \frac{1}{(R_C + R_L) C_C} \right)} \right)$$

جہاں دیکھ جانب آخری کسر میں نیچے $(R_C + R_L)$ باہر نکلا گیا ہے۔ اسی کسر کے اوپر حصے سے R_C اور اس کے نیچے حصے سے $(R_C + R_L)$ کو مساوات کے باکیں جانب منتقل کرتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.29) \quad A_v = - \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \left(\frac{g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{(R_C + R_L) C_C}} \right)$$

$$= A_{vD} \left(\frac{s}{s + \omega_L} \right)$$

جہاں

$$(6.30) \quad A_{vD} = A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = - \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \left(\frac{g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right)$$

$$\omega_L = \frac{1}{(R_C + R_L) C_C}$$

کے برابر ہیں۔

6.5 بوڈا خطوط

ایکلینیاٹر کے افراش بال مقابل تعداد کے خط کو عموماً بوڈا خط²⁵ کے طرز پر کھینچا جاتا ہے²⁶۔ افراش کی حتمی قیمت بال مقابل تعداد اور افراش کا زاویہ بال مقابل تعداد کے خط علیحدہ کھینچ جاتے ہیں جنہیں حتمی قیمت بال مقابل تعداد کا بوڈا خط اور زاویہ بال مقابل تعداد کا بوڈا خط پکارا جاتا ہے۔ حتمی قیمت بال مقابل تعداد کے بوڈا خط میں افقی محدود پر $\log f$ یا $\log \omega$ جبکہ اس کے عمودی محدود پر $A_v = 20 \log|A_v|$ رکھے جاتے ہیں۔ یہاں عمودی محدود پر حتمی قیمت ڈیسی بیل²⁷ میں پائی جائے گی۔ زاویہ بال مقابل تعداد کے بوڈا خط میں افقی محدود پر $\log f$ یا $\log \omega$ جبکہ عمودی محدود پر زاویہ θ رکھا جاتا ہے۔ بوڈا خطوط کو سمجھنے کی خاطر مساوات 6.19 کو مثال بناتے ہوئے افراش کی حتمی قیمت بال مقابل تعداد کا بوڈا خط کھینچتے ہیں۔ مساوات میں

$$A_{vD} = -177.8 \frac{V}{V}$$

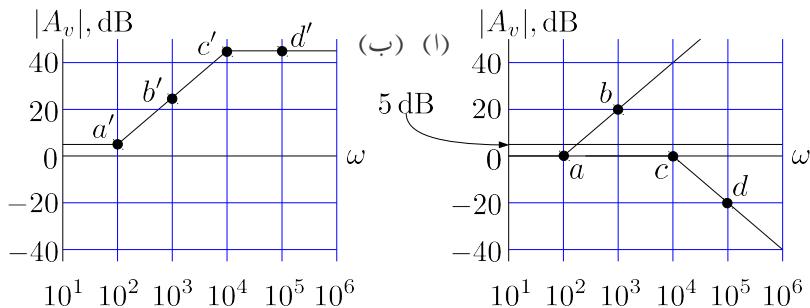
$$f_1 = 100 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 10 \text{ kHz}$$

لیتے ہوئے یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= A_{vD} \left(\frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \\ &= A_{vD} \frac{f_1}{f_2} \left(\frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}} \right) \\ &= -177.8 \left(\frac{100}{10000} \right) \left(\frac{1 + j \frac{f}{100}}{1 + j \frac{f}{10000}} \right) \\ &= -1.778 \left(\frac{1 + j \frac{f}{100}}{1 + j \frac{f}{10000}} \right) \\ &= |A_v| e^{j\theta} \end{aligned}$$

Bode plot²⁵
26 بندر کے بوڈا نے خط کھینچنے کے اس طرز کو ریافت کیا۔ ان خطوط کو بوڈا یا بوڈی خطوط پکارا جاتا ہے
dB²⁷



شکل 6.7: حقیقتی قیمت بال مقابل تعدد کے بوڈاخط کے اجزاء

جہاں

$$(6.31) \quad |A_v| = 1.778 \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{100}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{10000}\right)^2}}$$

$$\theta = \pi + \left(\tan^{-1} \frac{f}{100} \right) - \left(\tan^{-1} \frac{f}{10000} \right)$$

کے برابر ہیں۔ آئیں مساوات 6.31 کو استعمال کرتے ہوئے $|A_v|$ بال مقابل f کا بوڈاخط کھینچنا سیکھیں۔

$|A_v|$ کو ڈیسی بیل²⁸ میں لکھتے ہوئے

$$(6.32) \quad |A_v|_{dB} = 20 \log 1.778 + 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{100^2}} - 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{10000^2}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $|A_v|_{dB}$ کا خط کھینچنے کی خاطر مندرجہ بالا مساوات کے تین اجزاء کے خطوط کو باری باری کھینچنے ہوئے آخر میں تمام کا سادہ مجموع حاصل کریں گے۔

ایسا کرنے کی خاطر مساوات 6.32 کو دیکھتے ہیں۔ اس کا پہلا جزو

$$20 \log 1.778 \approx 5 \text{ dB}$$

decibel²⁸

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 الف میں دکھایا گیا ہے۔

مساوات کے دوسرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعداد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعداد یعنی $f \ll f_1$ پر چونکہ $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \gg 1$ 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۔ نہایت زیادہ یعنی $f \gg f_1$ پر چونکہ $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \ll 1$ 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 ڈبیں حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ تعداد دس گناہ کرنے سے افراش 20 dB بڑھتی ہے یا کہ افراش 20 dB فی دہائی کے شرح سے بڑھتی ہے۔ افقی محور پر تعداد کا لگ لیتے ہوئے ان قیمتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو f_1 یعنی $2 \log(100) = 20$ dB پر چھوٹے ہوئے 20 dB فی دہائی کے شرح سے بڑھتا ہے۔ ایسا خط کھینچنے 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 $(10f_1, 20 \text{ dB})$ یعنی $(10^3, 20 \text{ dB})$ پر نقطہ a دکھائے گئے ہیں۔ نہایت کم تعداد پر مساوات 6.33 کے مطابق اس جزو کی قیمت 0 dB ہے۔ حقیقت میں بوڈا خط کھینچنے وقت کم تعداد کو $f_1 \ll f$ کی بجائے $f_1 \leq f$ لیا جاتا ہے۔ یوں نقطہ a سے کم تعداد پر اس جزو کی قیمت 0 dB دکھائی گئی ہے۔ اس طرح بوڈا خط کھینچنے ہوئے نہایت زیادہ تعداد کو $f_1 \gg f$ کی بجائے $f_1 \geq f$ لیا جاتا ہے۔ یوں اگر a پر 0 dB ہوتا ہو تو دس گناہ زیادہ تعداد پر 20 dB ہو گا۔ اس نقطے کو b سے ظاہر کیا گیا ہے۔ a تک 0 dB پر رہتا ہوا اور a اور b سے گزرتا سیدھا خط دوسرے جزو کا بوڈا خط ہے۔

مساوات 6.32 کے تیرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعداد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعداد یعنی $f \ll f_2$ پر

$$(6.35) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

جبکہ نہایت زیادہ تعداد یعنی $f \gg f_2$ پر

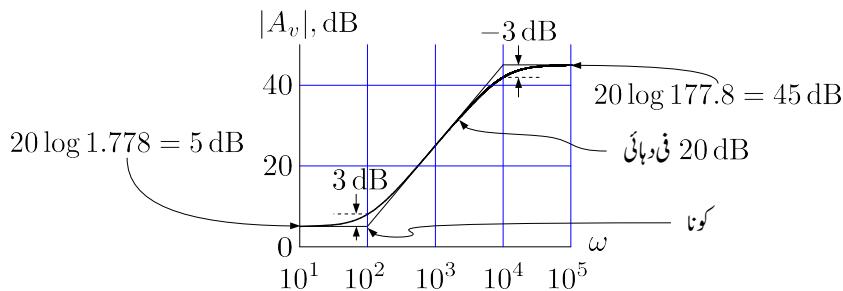
$$(6.36) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow -20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \\ = -20 \log \frac{f}{10000} \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر $f_2 = 10000$ کا استعمال کیا گیا ہے۔

$-20 \log \frac{f}{10000}$ کی قیمت 0، 10000، 100000، 1000000 اور 10000000 کے تعداد پر 0، 20، 40، 60 اور 80 ڈیسی بیل حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ تعداد دس گناہ کرنے سے انفرائش 20 dB گھٹنی ہے یا کہ انفرائش 20 dB نی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتی ہے۔ افقي محور پر تعداد کا لگ لیتے ہوئے ان قیمتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو f_2 یعنی $\log(10000) = 4$ پر چھوٹے ہوئے 20 dB نی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ ایسا خط کھینچنے 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 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 کامل بودا خط ہے۔ شکل 6.7 الف میں نقطہ a پر مساوات 6.32 کے پہلے جزو کے خط کی قیمت 5 dB جبکہ تقسیم دو اجزاء کے قیمتیں 0 dB ہیں۔ یوں ان کا مجموعہ 5 dB ہے جسے شکل 6.7 ب میں a' سے ظاہر کیا گیا ہے۔ b پر ان تین اجزاء کے قیمتیں 5 dB، 20 dB اور 0 dB ہیں جن کے مجموعہ 25 dB کو b' سے ظاہر کیا گیا ہے۔ c پر تینوں کا مجموعہ 45 dB کو c' سے ظاہر کیا گیا ہے۔ d پر تین اجزاء کے قیمتیں 5 dB، 60 dB اور 20 dB ہیں جن کا مجموعہ 45 dB ہی ہے۔ اس نقطے کو d' سے ظاہر کیا گیا ہے۔

مندرجہ بالا تمام عمل کو نہایت آسانی سے یوں سرانجام دیا جاسکتا ہے۔ دئے گئے مساوات کی جتنی قیمت کتر تعداد پر حاصل کریں۔ بودا خط کی قیمت یہی رکھتے ہوئے تعداد بڑھائیں حتیٰ کہ مساوات کا صفر یا قطب آجائے۔ اگر صفر



شکل 6.8: اصل خط اور بوڈا خط کا موازنہ

آجائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 نی دہائی کی شرح سے بڑھانا شروع کر دیں اور اگر قطب آجائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 نی 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 لائیں۔

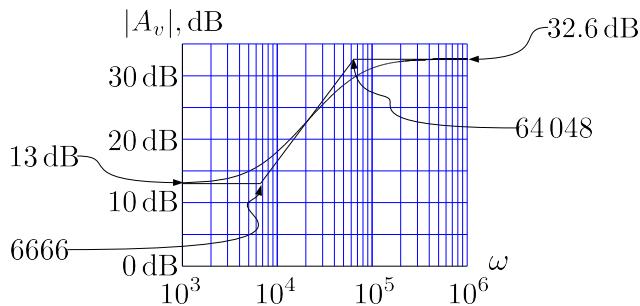
شکل 6.8 میں مساوات 6.31 کے بوڈا خط اور اس کا حقیقی خط²⁹ ایک ساتھ دکھائے گئے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوڈا خط کے کونوں پر دونوں خطوط میں 3 dB کا فرق پایا جاتا ہے جبکہ بقايا تعدد پر دونوں تفریبیا ایک ہی طرح کے ہیں۔ مساوات 6.33 سے اس فرق کو سمجھا جاسکتا ہے۔ کونے پر تعدد f_1 کے برابر ہے یوں اس مساوات سے

$$20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f_1} \right)^2} = 20 \log \sqrt{2} \approx 3 \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے ناکہ 0 dB اسی حقیقت کے بنا پر بوڈا خط کے کونوں کو 3 dB نقطے بھی کہتے ہیں۔

مثال 6.4: مساوات 6.28 کا بوڈا خط کھینچیں۔

²⁹ حقیقی خط کپیور کے پروگرام میث ایب octave یا آئیوب matlab کی مدد سے آسانی کھینچا جاسکتا ہے۔ اس کتاب میں پیشہ خطوط لینکس linux میں پائے جانے والے پروگرام آئیوب استعمال کرتے ہوئے ہی کھینچے گئے ہیں۔



شکل 6.9:

حل: اس مساوات کو دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$A_v = -43 \left(\frac{j\omega + 6666}{j\omega + 64068} \right)$$

انہائی کم تعداد ($\omega \rightarrow 0$) پر اس کی حدی قیمت

$$|A_v|_{\omega \rightarrow 0} = 43 \left(\frac{0 + 6666}{0 + 64068} \right) = 4.474$$

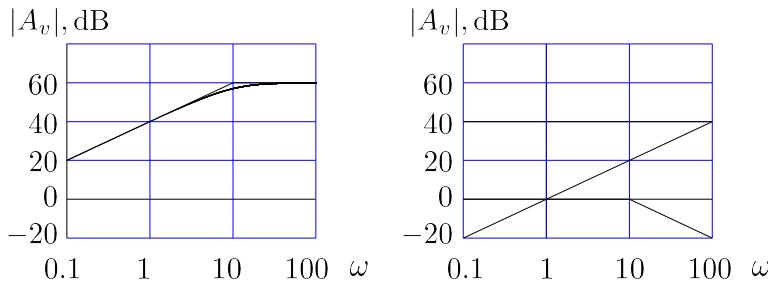
یعنی

$$20 \times \log 4.474 \approx 13 \text{ dB}$$

حاصل ہوتی ہے۔ مساوات کا صفر 6666 جبکہ اس کا قطب 64068 پر پایا جاتا ہے۔ ان معلومات سے شکل 6.9 میں بودا خط حاصل کیا گیا ہے۔

مثال 6.5: مندرجہ ذیل مساوات کا بودا خط کھینچیں۔

$$A_v = \frac{1000s}{s + 10}$$



: شکل 6.10

حل: اس کو عمومی طرز پر لکھتے ہیں۔

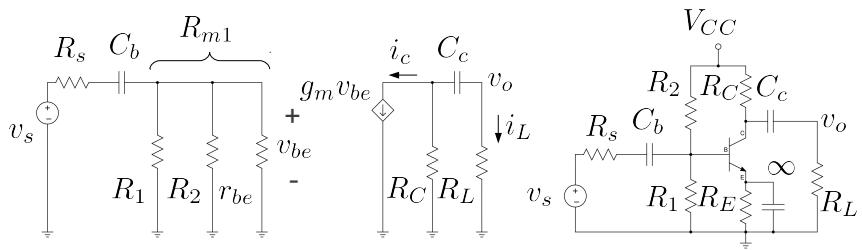
$$A_v = \frac{100j\omega}{\frac{j\omega}{10} + 1}$$

جسے ڈیسی بیل میں لکھتے ملتا ہے

$$A_v = 20 \log 100 + 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{\frac{\omega^2}{10^2} + 1}$$

اس کے بوڈاخط کے اجزاء، شکل 6.10 الف جبکہ مکمل بوڈاخط شکل ب میں دکھائے گئے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں دی گئی مساوات میں کسر کے اوپر تعددی جزو پر غور کریں۔ بوڈاخط میں $\left(\frac{j\omega}{\omega_0} + 1\right)$ طرز پر لکھے گئے جزو کی قیمت ω_0 سے کم تعدد پر 0 dB جبکہ اس سے زیادہ تعدد پر بیس ڈیسی بیل نی دہائی کی شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ اس کے بر عکس $(j\omega)$ کہیں بھی 0 dB پر برقرار نہیں رہتا۔ یہ $\omega = 1$ پر 0 dB سے گزرتے ہوئے بیس ڈیسی بیل نی دہائی کی شرح سے تمام تعداد پر تبدیل ہوتا ہے۔ اگر یہ جزو بطور صفر پایا جائے تو یہ بیس ڈیسی بیل نی دہائی کی شرح سے بڑھتا ہے جبکہ اگر جزو بطور قطب پایا جائے تو یہ بیس ڈیسی بیل نی دہائی کی شرح سے گھشتتا ہے۔



شکل 6.11: میں اور کلکٹر پر کپیسٹر نسب کرنے کے اثرات

6.6 میں اور کلکٹر بیر ونی کپیسٹر

شکل 6.11 میں میں اور کلکٹر پر کپیسٹر نسب کرنے گئے ہیں۔ اگرچہ شکل میں بیسٹر پر C_E بھی نسب ہے لیکن اس کی قیمت لا محدود 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

$$(6.37) \quad \begin{aligned} \omega_c &= \frac{1}{C_c (R_C + R_L)} \\ \omega_b &= \frac{1}{C_b (R_s + R_{m1})} \end{aligned}$$

لیتے ہوئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.38) \quad A_v = -\frac{g_m R_L R_C R_{m1}}{(R_C + R_L)(R_s + R_{m1})} \left(\frac{s}{s + \omega_c} \right) \left(\frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

اس مساوات میں متوازی جڑے مزاحمت کی کل مزاحمت ہے جسے عموماً $\frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$ لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا 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 $\frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_s}$

$$(6.39) \quad A_v = -\frac{1}{R_s} (R_C \| R_L) (R_s \| R_{m1}) \left(\frac{s}{s + \omega_c} \right) \left(\frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

$$= A_{vD} \left(\frac{s}{s + \omega_c} \right) \left(\frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

جہاں

$$A_{vD} = -\frac{1}{R_s} (R_C \| R_L) (R_s \| R_{m1})$$

لکھا گیا ہے۔

ω_L پست انقطائی تعداد پر $|A_v| = \frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$ کے برابر ہو گا۔ یوں مساوات 6.39 میں پست انقطائی تعداد کو لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$A_{vD} \left(\frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_c^2}} \right) \left(\frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_b^2}} \right) = \frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$$

جسے

$$2\omega_L^4 = (\omega_L^2 + \omega_c^2)(\omega_L^2 + \omega_b^2)$$

یعنی

$$\omega_L^4 - (\omega_c^2 + \omega_b^2)\omega_L^2 - \omega_c^2\omega_b^2 = 0$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کو حل کرتے ملتا ہے

$$(6.40) \quad \omega_L^2 = \frac{\omega_c^2 + \omega_b^2}{2} + \frac{\sqrt{\omega_c^4 + 6\omega_c^2\omega_b^2 + \omega_b^4}}{2}$$

مندرجہ بالا مساوات میں منفی جزر کو شامل نہیں کیا گیا چونکہ اس کے استعمال سے ω_L^2 کی قیمت منفی حاصل ہوتی ہے۔

شکل 6.11 کو دیکھ کر معلوم ہوتا ہے کہ C_c اور C_b کا ایک دوسرے پر کوئی اثر نہیں۔ مساوات 6.39 اسی حقیقت کی تصدیق کرتا ہے۔

مثال 6.6: شکل 6.11 میں

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, R_C = 1.8 \text{ k}\Omega, R_E = 200 \Omega$$

$$R_1 = 2.2 \text{ k}\Omega, R_2 = 16 \text{ k}\Omega, R_s = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 99, R_L = 1.8 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔

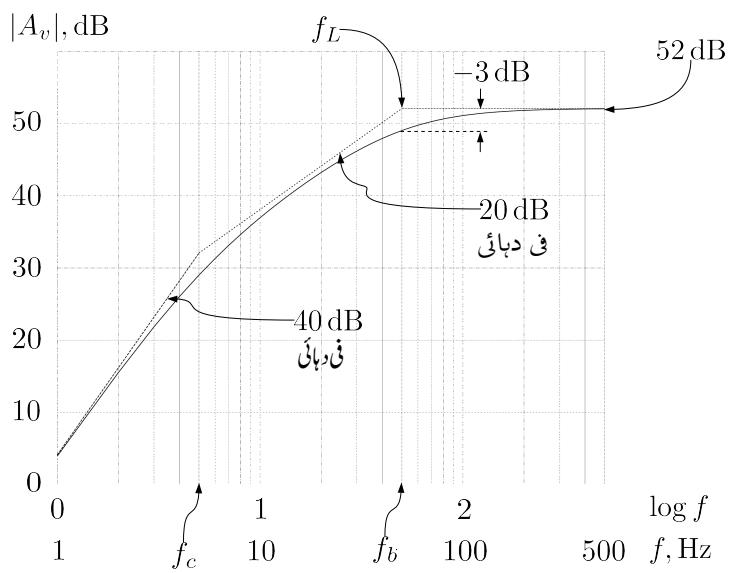
- C_c اور C_b کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ $f_c = 5 \text{ Hz}$ جبکہ $f_b = 50 \text{ Hz}$ ہو۔
- مندرجہ بالا قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.39 کا بودا خط کھینچتے ہوئے پست انقطاعی تعداد حاصل کریں۔
- $f_b = f_c$ رکھتے ہوئے پست انقطاعی تعداد 50 Hz حاصل کرنے کی خاطر f_b اور f_c حاصل کریں۔

حل: نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت تمام کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتے ہیں۔ مسئلہ تھونن کی مدد سے $g_m = I_{CQ} / V_{th} = 1.768 \text{ mA} / 1.0879 \text{ V} = 1.62 \text{ mA/V}$ حاصل ہوتے ہیں جن سے $R_{th} = 1.934 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔ یوں $r_{be} = 1.394 \text{ k}\Omega$ اور $R_{m1} = 810 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

•

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_c (R_C + R_L)} = \frac{1}{2 \times \pi \times 5 \times (1800 + 1800)} = 8.84 \mu\text{F}$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_b (R_s + R_{m1})} = \frac{1}{2 \times \pi \times 50 \times (1000 + 810)} = 1.76 \mu\text{F}$$



شکل 6.12: پست انقطاعی نقطہ زیادہ تعداد والے کونے پر ہے

- شکل 6.12 میں بوداخط کھینچا گیا ہے جہاں سے واضح ہے کہ پست انقطائی تعداد تقریباً f_b کے برابر ہے۔ شکل میں 1Hz تا 5Hz بوداخط کی ڈھلوان 40 dB فی دہائی ہے جبکہ 5Hz تا 50Hz اس کی ڈھلوان 20 dB فی دہائی ہے۔

جب بھی بوداخط میں پست انقطائی نقطہ تعین کرنے والے کونوں میں سب سے زیادہ تعداد پر پائے جانے والے کونے سے بقایا کونے دور دور ہوں، ایسی صورت میں پست انقطائی 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_c اور ω_b کی قیمتیں پر کرتے ملتا ہے

$$\omega_L = 317.254$$

$$f_L = 50.49 \text{ Hz}$$

- مساوات 6.40 میں $\omega_c = \omega_b$ پر کرتے حل کرنے میں

$$\omega_L^2 = \frac{2\omega_b^2 + \sqrt{\omega_b^4 + 6\omega_b^4 + \omega_b^4}}{2} = (1 + \sqrt{2}) \omega_b^2$$

یوں

$$\omega_L = \left(\sqrt{1 + \sqrt{2}} \right) \omega_b$$

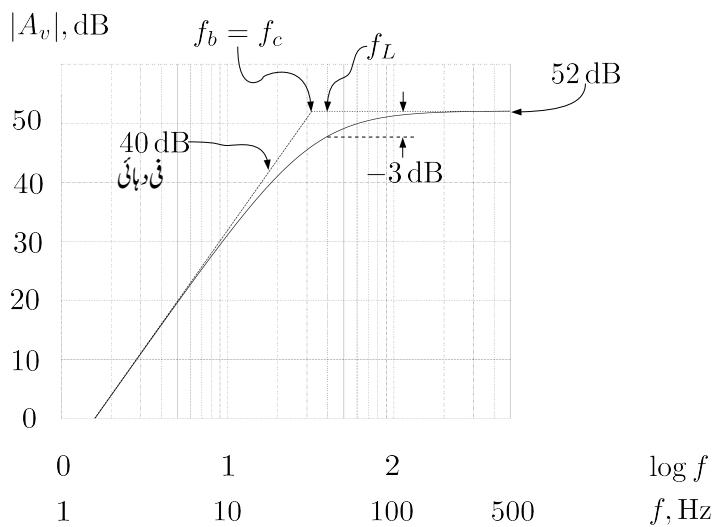
حاصل ہوتا ہے جس سے $f_L = 50 \text{ Hz}$ حاصل کرنے کی خاطر

$$f_b = \frac{f_L}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = \frac{50}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = 32 \text{ Hz}$$

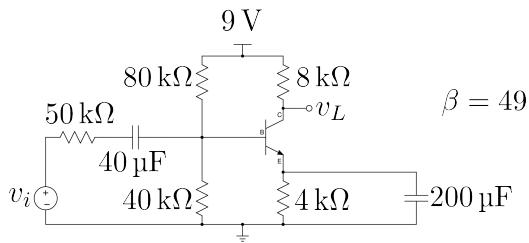
رکھنا ہو گا۔ شکل 6.13 میں صورت حال دکھایا گیا ہے۔

6.7 بیس اور ایکٹر بیر وی کپیسٹروں کا مجموعی اثر

اب تک دیکھے گئے تمام ادوار میں ہم نے دیکھا کہ کسی بھی کپیسٹر کی بدولت پیدا بوداخط کے قطب کو لکھا جا سکتا تھا جہاں R_m اس کپیسٹر کے متوازی جڑی مزاحمت ہے۔ بیس اور ایکٹر دونوں پر کپیسٹر نسب کرنے سے



شکل 6.13: جزو کونوں کی صورت میں پست انتظائی نقطے



شکل 6.14:

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 بیں جانب منتقل کرتے ہوئے R'_e اور C'_e لکھا گیا ہے۔ یوں

$$R'_e = (\beta + 1) R_e$$

$$C'_e = \frac{C_e}{\beta + 1}$$

ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(6.41) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{v_i}$$

$$= -R_c \beta \left(\frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left(\frac{Z}{r_i + \frac{1}{sC_b} + Z} \right)$$

جہاں r_{be} کو نظر انداز کرتے ہوئے

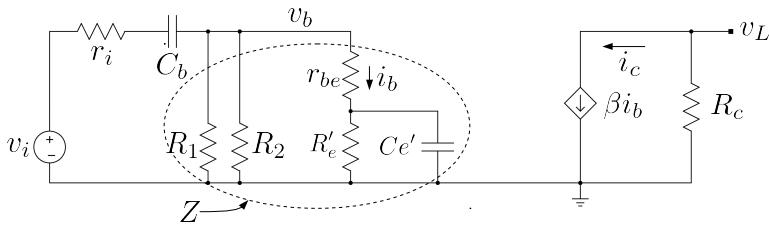
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e} + sC'_e$$

کے برابر ہے۔ مساوات 6.41 کو کسی طرح یوں نہیں لکھا جاسکتا کہ C_e اور C_b علیحدہ تو سین کا حصہ نہیں۔ یوں ان دو کپیٹروں سے علیحدہ علیحدہ بوڈا خلط کے کونے حاصل کرنا ممکن نہیں ہے۔

دئے گئے قیمتیں پر کرتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{40000} + \frac{1}{80000} + \frac{1}{200000} + 4 \times 10^{-6} \times s$$

$$= (42.5 + 4s) \times 10^{-6}$$



: 6.15

مساوات 6.41 میں کسر کے نیچے سے Z باہر لکھتے ہوئے کسر کے اوپر موجود Z کے ساتھ کاتھتے ہوئے ملتا ہے

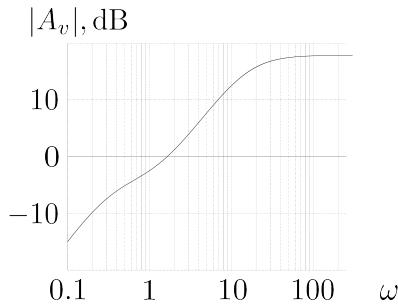
$$A_v = -R_c \beta \left(\frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left(\frac{1}{\left(r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \frac{1}{Z} + 1} \right)$$

اس میں قسمتیں پر کرتے ہیں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{\left(50000 + \frac{1}{0.00004s} \right) (42.5 + 4s) \times 10^{-6} + 1} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{2.125 + 0.2s + \frac{1.0625}{s} + 0.1 + 1} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{3.225 + 0.2s + \frac{1.0625}{s}} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{3.225s + 0.2s^2 + 1.0625} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{0.2s^2 + 3.225s + 1.0625} \end{aligned}$$

جسے یوں لکھا جاسکتا ہے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{0.2(s^2 + 16.125s + 5.3125)} \\ &= \frac{-6.25(1.25 + s)s}{(s + 0.336)(s + 15.788)} \end{aligned}$$



شکل 6.16:

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_b' اور C_e' 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 مزاحمت R_{mCB} مندرجہ ذیل ہے

$$R_{mCB} = r_i + R_1 \parallel R_2 \parallel R'_e = 73.529 \text{ k}\Omega$$

یوں ہم توقع رکھتے ہیں کہ C_b سے

$$\frac{1}{R_{mCB} \times C_b} = \frac{1}{73.529 \times 10^3 \times 40 \times 10^{-6}} = 0.34$$

تعداد پر قطب حاصل ہو گا۔ ہم دیکھتے ہیں کہ یہ قطب مساوات 6.42 میں دے 0.336 تعداد پر قطب کے تقریباً برابر ہے۔ اسی طرح نہایت زیادہ تعداد 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

$$\frac{1}{R_{mCe'}} = \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e}$$

سے

$$R_{mCe'} = 16 \text{ k}\Omega$$

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 تعداد 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 نیچے سے Z باہر نکالتے ہوئے کسر کے اوپر موجود Z کے ساتھ کاٹتے ہوئے ملتا ہے

$$A_v = -R_c \beta \left(sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right) \left[\frac{1}{\left(r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \frac{1}{Z} + 1} \right]$$

اس میں Z پر 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 نچلے 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، ایمپٹر اور کلکٹر بیر وی 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 تو پست انقطائی تعدد زیادہ تعداد پر پائے جانے والے کونے پر ہو گا۔ ایکلٹریک تخلیق دیتے ہوئے اس حقیقت کو عموماً بروئے کار لایا جاتا ہے۔

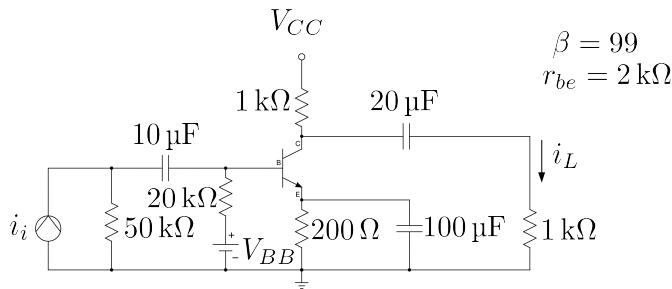
اسی طرح مثال 6.7 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ بیس اور ایمپٹر دونوں پر کپیسٹر نسب ہونے کی صورت میں دور کو حل کرنا دشوار ہوتا ہے اور اسے حل کرنے سے زیادہ قابل استعمال مساواتیں حاصل نہیں ہوتیں۔

عموماً ایکلٹریک میں C_B اور C_E میں تینوں پائے جاتے ہیں۔ ایکلٹریکی مخصوص اشارے کے لئے تخلیق دیتے جاتا ہے۔ اشارے کی کم سے کم اور زیادہ سے زیادہ ممکنہ تعداد کو مد نظر رکھتے ہوئے ایکلٹریک تخلیق دیا جاتا ہے۔ ایکلٹریکی پست انقطائی تعداد اشارے کے کم سے کم ممکنہ تعداد سے کم رکھا جاتا ہے۔ یوں ایکلٹریک پست انقطائی تعداد تک درمیانی تعداد کی افزائش برقرار رکھتا ہے جبکہ پست انقطائی نقطے سے کم تعداد پر ایکلٹریکی کارکردگی اہمیت نہیں رکھتی چونکہ اس نقطے میں اسے استعمال نہیں کیا جاتا۔

لیتے ہوئے $C = \frac{1}{\omega_0 R_m}$ کی صورت میں C کی بڑی قیمت حاصل ہوتی ہے۔ حقیقی ایکلٹریک میں C_E کے ساتھ کل متوازی جزوی مزاحمت کی قیمت C_C اور C_B کے متوازی مزاحمتوں سے کم ہوتی ہے۔ لہذا کسی بھی ω_0 کے لئے درکار C_E کی قیمت بقاہاد کپیسٹروں سے بڑی ہوتی ہے۔ اسی لئے پست انقطائی تعداد کو C_E کے مدد سے حاصل کیا جاتا ہے جبکہ C_B اور C_C سے حاصل انقطائی 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 برعکس C_B یا C_C کی مدد سے درکار پست انقطائی 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 ایکلٹریک 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 انقطائی 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 کپیٹر قصر دور کردار ادا کریں گے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{i_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{i_i} \\ &= \left(\frac{-1000}{2000} \right) (99) \left(\frac{1}{2000} \right) (1754) \\ &= -43 \frac{\text{A}}{\text{A}} \end{aligned}$$

یعنی 32.67 dB حاصل ہوتا ہے۔

ہم دیکھتے ہیں کہ C_c کی وجہ سے ایک عدد قطب

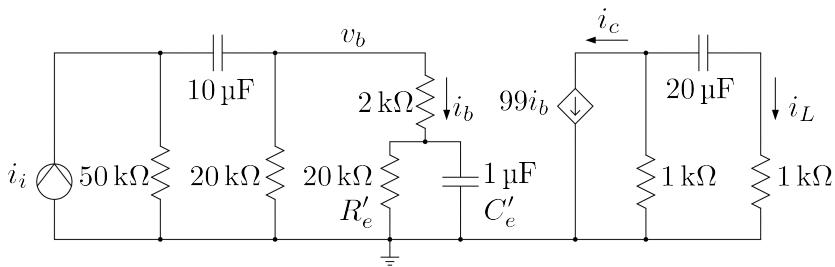
$$\omega_{qc} = \frac{1}{20 \times 10^{-6} \times 2000} = 25 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر پایا جائے گا۔ C_e اور C_b کے کردار پر اب غور کرتے ہیں۔ C_e کا عکس ٹرانزٹر کے بیس 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 مراحت

$$R'_e \parallel (r_{be} + r_i \parallel R_b) = 8.976 \text{ k}\Omega$$

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 $10\text{ }\mu\text{F}$ اہمیت رکھتا ہے ان تعداد پر $1\text{ }\mu\text{F}$ بطور کھلے دور کردار ادا کرے گا۔ $1\text{ }\mu\text{F}$ کو کھلے دور تصور کرتے ہوئے $10\text{ }\mu\text{F}$ کے متوالی کل مزاحت

$$r_i + R_b \parallel [r_{be} + R'_e] = 60.476\text{ k}\Omega$$

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

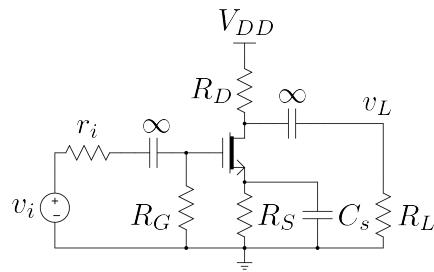
$$\omega_{qe} \gg \omega_{qc} \gg \omega_{qb}$$

بیں۔ یوں پست نقطائی 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۔ C_b 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 مزاحت 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:

$$\omega_{qb}$$

$$\left| \frac{1}{\omega_{qb} C'_e} \right| = \frac{1}{1.65 \times 10^{-6}} = 606 \text{ k}\Omega$$

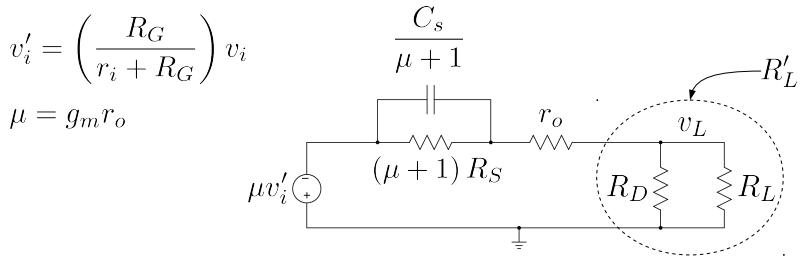
ہے لہذا ω_{qb} پر C_e کو کھلے دور تصور کیا جا سکتا ہے۔

6.9 پست انقطاعی تعدد بزریہ سورس کپیسٹر

شکل 6.19 میں گیٹ اور کلکٹر کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔ $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کرتے ہوئے پست انقطاعی تعدد ω_L حاصل کرتے ہیں۔ گیٹ پر برقی دباؤ کو v'_i لکھتے ہیں جہاں

$$v'_i = \left(\frac{R_G}{r_i + R_G} \right) v_i$$

کے برابر ہے۔ یوں صفحہ 528 پر شکل 4.51 کے طرز پر موجودہ دور کا مساوی دور بناتے ہوئے شکل 6.20 حاصل ہوتا ہے۔ مساوی دور میں سورس پر پائے جانے والے برقی رکاوٹ $(\mu + 1)$ سے ضرب ہو کر کلکٹر منتقل ہوتے ہیں۔ C_s کی رکاوٹ یوں $\frac{1}{sC_s}$ 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 برقی 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 $R'_L = \frac{R_L R_D}{R_L + R_D}$ کے برابر ہے۔ اس میں Z پُر کرتے ہیں۔

$$v_L = \frac{-\mu R'_L v'_i}{\frac{(\mu+1) R_S}{1 + s R_S C_s} + r_o + R'_L}$$

یوں

$$\begin{aligned} \frac{v_L}{v'_i} &= \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu+1) R_S + (1 + s R_S C_s) (r_o + R'_L)} \\ &= \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L + s R_S C_s (r_o + R'_L)} \\ &= \left(\frac{-\mu R'_L}{r_o + R'_L} \right) \frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \frac{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}{R_S C_s (r_o + R'_L)}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پہلی قوسین میں $\mu = g_m r_o$ کو

$$\begin{aligned} \frac{-g_m r_o R'_L}{r_o + R'_L} &= -g_m (r_o \parallel R'_L) \\ &= -g_m (r_o \parallel R_L \parallel R_D) \\ &= -g_m R_{\parallel} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$R_{\parallel} = r_o \parallel R_L \parallel R_D$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$\frac{v_L}{v'_i} = -g_m R_{\parallel} \left[\frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \frac{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}{R_S C_s (r_o + R'_L)}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ افزائش

$$(6.47) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \left(\frac{v_L}{v'_i} \right) \times \left(\frac{v'_i}{v_i} \right)$$

$$(6.48) \quad = -g_m R_{\parallel} \left[\frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \omega_L} \right] \left(\frac{R_G}{r_i + R_G} \right)$$

کے برابر ہے جہاں

$$(6.49) \quad \omega_L = \frac{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}{R_S C_s (r_o + R'_L)}$$

پست انقطاعی تعدد ہے۔ ω_L کو مزید یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.50) \quad \omega_L = \frac{1}{R_m \frac{C_s}{\mu+1}}$$

جہاں R_m شکل 6.20 میں کے متوازی کل مزاحمت 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: ٹکل 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 $A_v = 4 \text{ mS}$ ہیں۔ $f_L = 20 \text{ Hz}$ پر رکھنے کی خاطر درکار C_s حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افزائش بھی حاصل کریں۔

حل: مساوات 6.49 کی مدد سے

$$2 \times \pi \times 20 = \frac{(0.004 \times 10000 + 1) \times 1000 + 10000 + 4489}{1000 \times C_s (10000 + 4489)}$$

یعنی $C_s = 30.5 \mu\text{F}$ حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات میں $R'_L = 4489 \Omega$ پُر کیا گیا ہے۔

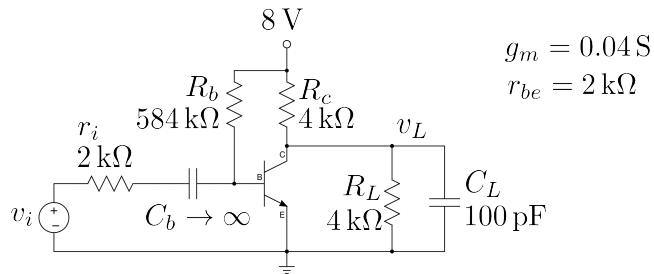
مساوات 6.51 میں

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{\parallel}} &= \frac{1}{10000} + \frac{1}{100000} + \frac{1}{4700} = 3.22765 \times 10^{-4} \\ R_{\parallel} &= 3098 \end{aligned}$$

پُر کرتے ہوئے

$$A_{vD} = -0.004 \times 3098 = -12.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.21:

اب تک ہم نے جتنے بھی مثال دیکھے ان تمام میں بیرونی جڑے کپیسٹر کی وجہ سے پست انقطائی نقطہ حاصل ہوئے۔ آئیں اب ایک ایسا مثال دیکھیں جہاں بیرونی کپیسٹر کی وجہ سے زیادہ تعداد کا اشارہ متاثر ہوتا ہو۔ اس مثال سے زیادہ تعداد کے مسائل بھی سامنے آئیں گے جن کا آگے تفصیلًا جائزہ لیا جائے گا۔

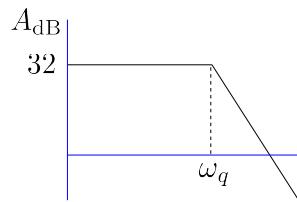
مثال 6.10: شکل 6.21 میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کا بوڈا خاط کھینچیں۔

حل: اس کو آپ آسانی سے حل کر سکتے ہیں۔ جواب مندرجہ ذیل ہے۔

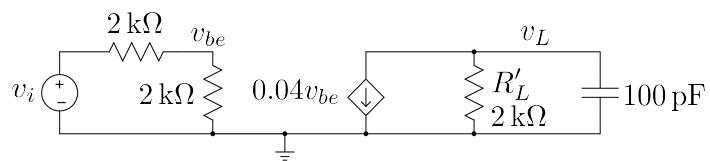
$$A_v = -g_m \left(\frac{R_b \parallel r_{be}}{r_i + R_b \parallel r_{be}} \right) \left(\frac{R_c \parallel R_L}{\frac{s}{\omega_q} + 1} \right) = \frac{-40}{\frac{s}{5 \times 10^6} + 1}$$

$$\omega_q = \frac{1}{(R_c \parallel R_L) C_L} = 5 \times 10^6$$

بوڈا خاط 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 انقطائی تعداد ہے۔



شکل 6.22:



شکل 6.23:

مثال 6.11: مثال 6.10 میں اگر داخلی اشارہ صفر ولٹ سے یکدم 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۔ کرخوف کے قانون برائے برقی 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 جاسکتا 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 نکمل 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 $K' = 0.8$ اور $v_L = 0$ پر $t = 0$ میں K نکمل کے مستقل ہیں۔ اس قیمت کے بعد یعنی $t \rightarrow \infty$ پر اس مساوات کے تحت $v_L = -0.8 \text{ V}$ ہو گا۔ یوں اس قیمت کے بعد وقت گزرنے کے بعد یعنی $t = 0.46 \mu\text{s}$ میں $v_L = -0.9 \times 0.8 = 0.8 e^{-\frac{0.46 \times 10^6}{R'_L C_L}} - 1 = 0.8 e^{-5 \times 10^6 \times 0.46 \times 10^{-6}} - 1 = 0.8 e^{-2.3} - 1 = 0.8 \times 0.1 = 0.08$ ہو گا۔

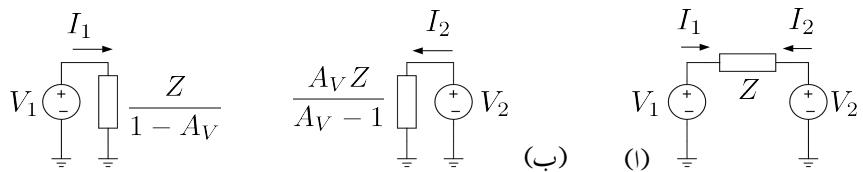
$$v_L = 0.8 \left(e^{-\frac{t}{R'_L C_L}} - 1 \right)$$

$$= 0.8 \left(e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

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 بعد وقت گزرنے کے بعد یعنی $t = 0.46 \mu\text{s}$ میں $v_L = -0.9 \times 0.8 = 0.8 e^{-\frac{0.46 \times 10^6}{R'_L C_L}} - 1 = 0.8 e^{-5 \times 10^6 \times 0.46 \times 10^{-6}} - 1 = 0.8 e^{-2.3} - 1 = 0.8 \times 0.1 = 0.08$ ہو گا۔

$$-0.9 \times 0.8 = 0.8 \left(e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

جس سے حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.24: مسئلہ ملر

اس مثال میں ہم نے دیکھا کہ داخلی اشارے کے تبدیلی کے کچھ دیر بعد خارجی اشارہ اپنی نئی قیمت تک پہنچ پاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تیز رفتار عددی ادوار میں C_L کی قیمت کم سے کم رکھنا نہیں 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 نقطائی نقطوں پر غور کریں اور جن کپیسٹروں سے یہ نقطہ 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 ایکلینیکر 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 دباؤ کے مابین برقی رکاوٹ Z نسب کی گئی ہے۔ V_1 سے باہر لکھتے برقی روکو I_1 سے ظاہر کرتے ہوئے

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z}$$

Miller theorem,³⁰
³¹ جان ملن مرنے 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 اف 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 اف کے طرز پر لگائے گئے اور شکل ب کے طرز پر لگائے گئے Z_M مساوی ادوار ہیں۔ Z_M ملر برقی رکاوٹ پکارا جاتا ہے۔³²

³² Z_M لکھتے ہوئے زیرنوشت میں بڑے حدود تھیں میں ملر کو ظاہر کرتا ہے۔

آنے اب V_2 کے نقطہ نظر سے دیکھیں جس سے باہر لگتے ہوئے بر قی روکو 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

$$\begin{aligned} Z'_M &= \frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \\ &= \frac{Z}{\frac{V_1}{V_2} \left(\frac{V_2}{V_1} - 1 \right)} \\ &= \frac{\left(\frac{V_2}{V_1} \right) Z}{\frac{V_2}{V_1} - 1} \end{aligned}$$

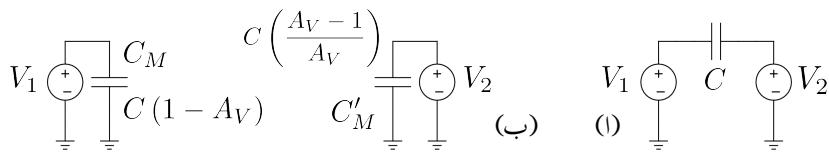
یعنی

$$(6.57) \quad Z'_M = \frac{A_V Z}{A_V - 1}$$

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 بر قی رکاوٹ کو $\frac{1}{j\omega C}$ لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} \frac{1}{j\omega C_M} &= \frac{\left(\frac{1}{j\omega C} \right)}{1 - A_V} \\ &= \frac{1}{j\omega C (1 - A_V)} \end{aligned}$$



مکمل 6.25: ملر کپیسٹر

یعنی

$$(6.58) \quad C_M = C(1 - A_V)$$

حاصل ہوتا۔ اسی طرح مساوات 6.57 سے

$$\begin{aligned} \frac{1}{j\omega C'_M} &= \frac{A_V \left(\frac{1}{j\omega C} \right)}{A_V - 1} \\ &= \frac{A_V}{j\omega C (A_V - 1)} \\ &= \frac{1}{j\omega C \left(1 - \frac{1}{A_V} \right)} \end{aligned}$$

یعنی

$$(6.59) \quad C'_M = C \left(1 - \frac{1}{A_V} \right)$$

حاصل ہوتا۔ مساوات 6.58 کا اگلے حصے میں بار بار استعمال ہو گا۔ C_M ملر کپیسٹر³³ پکارا 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

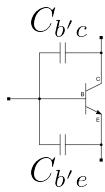
Miller's capacitor³³

کارکردگی دیکھی جائے گی۔ بلند تعداد پر ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جٹے کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ $\frac{1}{\omega C}$ نہیں کم ہوتی ہے اور یوں انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔ بلند تعداد پر ٹرانزسٹر کے اندر ورنی کپیسٹروں کی وجہ سے بلند انقطعائی نقطہ پیدا ہوتا ہے جس پر اس حصے میں غور کیا جائے گا۔ پہلے $n-p-n$ ٹرانزسٹر کو مثال بناتے ہوئے ان اندر ورنی کپیسٹروں پر تبصرہ کرتے ہیں۔

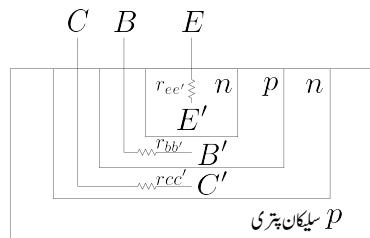
6.11.1 بلند تعدادی پائے π ریاضی نمونہ

استعمال کے دوران ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ کو الٹ مائل رکھا جاتا ہے۔ بالکل ڈائیوڈ کی طرح، اس الٹ مائل $p-n-p$ جوڑ پر ویران خطہ پایا جاتا ہے جس کے ایک جانب ثابت بار جبکہ 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 جبکہ بلند تعداد پر چلنے والے ٹرانزسٹروں میں 1 pF یا اس سے بھی کم ہوتی ہے۔ اس کپیسٹر کی قیمت الٹا مائل کرنے والے برقی دباؤ V_{CB} پر مختص ہوتی ہے۔ حقیقت میں $C_{b'e}$ کی قیمت $C_{CB}^{-\frac{1}{3}}$ یا $V_{CB}^{-\frac{1}{2}}$ کے تناسب سے تبدیل ہوتی ہے۔ صنعت کار عموماً $C_{b'e}$ کو پکار کر اس کی قیمت کپیسٹر کے معلوماتی صفات میں پیش کرتا ہے۔

اس کے علاوہ ہمیں-ایمٹر 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-ایمٹر جوڑ پر ثابت اشارے کی موجودگی میں ایمٹر سے بیس کی جانب آزاد ایمٹران روں ہوتے ہیں جن کا پیشتر حصہ میں خطے سے بذریعہ نفوذ گزر کر آخر کار مکلٹر پہنچ کر i_e کا حصہ بنتے ہیں۔ اب تصور کریں کہ اس سے پہلے کہ ایمٹران میں خطے سے گزر پائیں، مہیا کردہ اشارہ منفی ہو جاتا ہے۔ آزاد ایمٹران اشارے کی نئی حقیقت کو دیکھتے ہوئے واپس ایمٹر سرے کی جانب چل پڑیں گے۔ تیجتاً مکلٹر 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 ایمٹران کے گزرنے کا دورانیہ مہیا کردہ اشارے کے دوری عرصے سے کم ہو۔ جیسے جیسے اشارے کی تعداد بڑھائی جائے، ویسے ویسے مکلٹر 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 ایمٹران کبھی مکلٹر اور کبھی ایمٹر کی جانب پہنچنے کی کوشش ہی کرتے رہ جاتے ہیں۔ یوں میں خطے میں گھیرے ایمٹرانوں 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 اندر ورنی کپیسٹروں کو شکل 6.26 میں بطور بیرونی کپیسٹر دکھایا گیا ہے۔



شکل 6.26: ٹرانزسٹر کے انдрوں کی پیسٹر کو بطور بیرونی کپیسٹر دکھایا گیا ہے



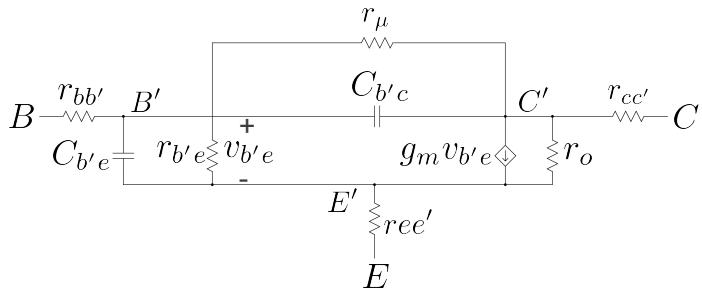
شکل 6.27: ٹرانزسٹر کے اندروں مزاحمت

شکل 6.27 میں ٹرانزسٹر کی ساخت دکھائی گئی ہے جہاں بیرونی سروں کو حسب معمول E ، B اور C کہا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس کے بیرونی سرے B اور اندروں نظرے B' کے درمیان غیر مطلوب مزاحمت³⁴ $r_{bb'}$ پایا جاتا ہے۔ یہ مزاحمت بیس خطے کی خصوصیات پر مخصوص ہوتا ہے۔ اسی طرح ایکسٹر پر $r_{ee'}$ اور لکٹر پر $r_{cc'}$ غیر مطلوب مزاحمت پائے جاتے ہیں۔ الٹ مالکبیس۔ ایکسٹر جوڑ میں الٹی جانب یک سمیت برقی رو کو مزاحمت r_μ سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں $r_{ee'}$, $r_{cc'}$ اور r_μ کو صفر تصور کرتے ہوئے نظر انداز کیا جائے گا۔

ٹرانزسٹر کے پست 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 $r_{bb'}$ اور $r_{cc'}$ اور r_μ کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کو قلم و کاغذ سے حل کرنا زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس کتاب میں اسی ریاضی نمونے کو استعمال کیا جائے گا۔

$r_{bb'}$ کی قیمت بیس خطے کی چوڑائی کے راست تناسب ہوتی ہے۔ پست 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

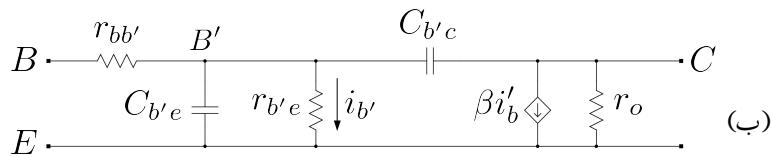
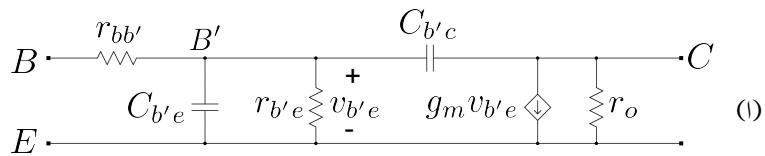


شکل 6.28: بلند تعدادی پائے ریاضی نمونہ

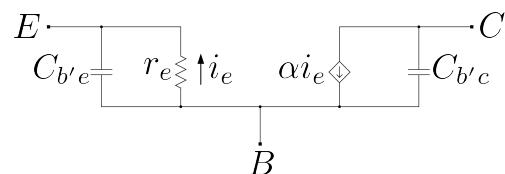
ٹرانزسٹر کے $r_{bb'}$ سے زیادہ ہوتی ہے۔ $r_{bb'}$ کو مستقل تصور کیا جاتا ہے جس کی قیمت 10Ω ۳ 50Ω ہوتی ہے۔ پست تعدادی پائے ریاضی نمونے کے جزو r_{be} کو یہاں $r_{b'e}$ کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 3.187 کے تحت

$$(6.60) \quad r_{b'e} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

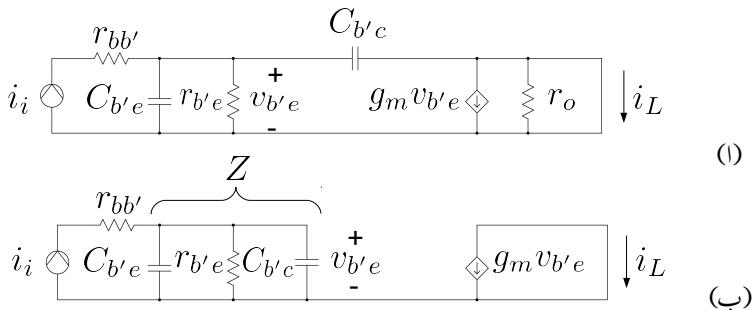
کے برابر ہے۔ $v_{b'e} = i'_b r_{b'e}$ لکھتے ہوئے اور مساوات 3.188 سے $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$ کے استعمال سے شکل الف کے کو $i_c = \beta i'_b$ کو لکھا کا سکتا ہے جس سے قدر مختلف شکل ب میں دکھایا گیا بلند تعدادی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں i'_b پر دوبارہ غور کریں۔ یہ $r_{b'e}$ میں سے گزرتی برقی رو ہے نا کہ ٹرانزسٹر کے اندر ونی میں سرے پر پائی جانے والی برقی رو۔ ٹرانزسٹر اس برقی رو کے نسبت سے i_c خارج کرتا ہے۔ بلند تعداد پر $C_{b'e}$ کے راستے داخلی برقی رو کا کچھ حصہ گزرے گا جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر کی انفرائیش میں کمی رونما ہو گی۔ ٹرانزسٹر کے پست تعدادی پائے ریاضی نمونے کو صفحہ 336 پر شکل 3.76 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.76 پر میں ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹر کے شمولیت سے شکل 6.30 حاصل ہوتا ہے جس میں $r_{bb'}$ شامل نہیں کیا گیا۔ پائے ریاضی نمونے کا استعمال مشترکہ میں ایکلینیکر حل کرتے وقت آتا ہے جہاں $r_{bb'}$ کے اثر کو نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے میں i_e وہ برقی رو ہے جو اندر ونی مزاجمت r_e میں سے گزرتی ہے۔



شکل 6.29: ساده‌بند تعددی پائے ریاضی نمونه



شکل 6.30: بند تعددی گل ریاضی نمونه



شکل 6.31: قصر دور بر قی روا فراکش

6.11.2 مشترکہ ایکٹر بلند انقطعی تعدد

شکل 6.29 الف کے خارجی جانب بر قی بوجھ R_L جوڑ کر افراکش بر قی رو $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کی جاسکتی ہے جس کی قیمت R_L بڑھانے سے لگتے گی۔ ایسا کرنے کی وجہے، جیسا کہ شکل 6.31 الف میں دکھایا گیا ہے، ہم $R_L = 0$ رکھتے ہوئے قصر دور افراکش بر قی رو A_i حاصل کرتے ہیں جو اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت ہے۔ چونکہ $R_L = 0$ سے مراد ٹرانزسٹر کے مکٹر کو اس کے سرایٹر 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 بر قی زمین کے ساتھ جڑ جاتا ہے۔ چنانکہ ٹرانزسٹر کا سرایٹر بھی بر قی زمین پر ہے لہذا $C_{b'c}$ کا یہ سرایٹر 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 گرتے ہوئے بر قی رو گزرے گی جبکہ شکل ب میں ایسا نہیں ہوتا۔ ہم $C_{b'c}$ میں داخلی جانب سے خارجی جانب گرتے ہوئے بر قی 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

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z} &= sC_{b'e} + sC_{b'c} + \frac{1}{r_{b'e}} \\ &= \frac{s(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e} + 1}{r_{b'e}} \end{aligned}$$

س

$$Z = \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e} + 1}$$

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 $g_m r_{b'e} = \beta$

$$(6.62) \quad \omega_\beta = 2\pi f_\beta = \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}}$$

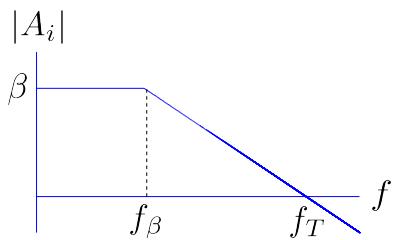
کے برابر ہے۔ A_i کی حقیقی قیمت

$$(6.63) \quad |A_i|_{v_{ce}=0} = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta} \right)^2}}$$

حاصل ہوتی ہے۔ f_β کو ٹرانزسٹر کی قصر دور بلند انقطاعی تعداد 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 کارکردگی ³⁵ B کے برابر ہے۔ بوڈاخط میں f_T تعدد کا ذکر کیا گیا ہے۔ یہ وہ تعدد ہے



شکل 6.32: بلند تعدادی بوڈجٹ

جس پر افراکش کی قیمت 0 dB یعنی ایک (1) کے برابر ہو جاتی ہے۔ آئیں f_T پر مزید غور کریں۔ مساوات 6.61 سے تعدد کی وہ قیمت حاصل کی جاسکتی ہے جس پر قصر دور افراکش کی حقیقی قیمت ایک (1) کے برابر ہو۔ اس تعدد کو ω_T لکھتے ہوئے

$$|A_i| = \frac{\beta \omega_\beta}{\sqrt{\omega_T^2 + \omega_\beta^2}} = 1$$

$$\beta \omega_\beta = \sqrt{\omega_T^2 + \omega_\beta^2}$$

اور اس کا مریخ 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

$$(6.66) \quad \begin{aligned} \omega_T &\approx \beta \omega_\beta \\ f_T &\approx \beta f_\beta \end{aligned}$$

band³⁵

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 تعدادی 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 تعداد 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

$$(6.67) \quad f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \\ \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}}$$

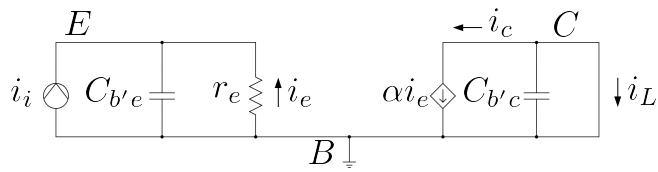
حاصل ہوتا ہے جہاں دوسری قدم پر $C_{b'c} \gg C_{b'e}$ کی وجہ سے $C_{b'c}$ کو نظر انداز کیا گیا ہے۔

مساوات 6.66 کے مطابق f_T وہ حقیقی بلند تعداد ہے جس تک مشترکہ ایمپلیفیاٹر اشارے 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 انقطای تعداد

آئیں مشترکہ بیس طرز پر استعمال کئے جانے والے ایمپلیفیاٹر کی بلند انقطای تعداد ٹرانزسٹر کے ساتھ یہ وہی جڑے مزاحمت وغیرہ پر بھی محصر ہو گا۔ دو مختلف ٹرانزسٹروں کا آپس میں موازنہ کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ساتھ یہ وہی جڑے پر زوں کے اثر کو شامل نہ کیا جائے۔ یوں مشترکہ بیس بلند تعدادی ریاضی نمونے کو استعمال کرتے ہوئے ٹکل 6.33 کو زنجیری ضرب سے حل کرتے ہیں۔

gain bandwidth product³⁶
data sheet³⁷



شکل 6.33: مشترکہ بیس قصر دور بر قی روان فراہش

$$\begin{aligned}
 A_i \Bigg|_{v_{cb} \rightarrow 0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{i_e} \right) \left(\frac{i_e}{i_i} \right) \\
 &= (-1)(\alpha) \left(\frac{-\frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{r_e + \frac{1}{j\omega C_{b'e}}} \right) \\
 &= \frac{\alpha}{j\omega C_{b'e} r_e + 1}
 \end{aligned}$$

جہاں پہلی قوسین میں منفی کی علامت اس لئے استعمال کئے گئے کہ اس قوسین کے بر قی 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 ایکلینیکر کی بلند انقطعائی تعداد، جسے ω_α لکھا جاتا ہے، ٹرانزیٹ 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 ایکلینیکر انہتائی بلند انقطعائی تعداد رکھتے ہیں۔ حقیقت میں ω_T کے تعداد پر یہاں استعمال کیا گیا ٹرانزیٹ کا بلند تعدادی ٹی ریاضی 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 کا تجرباتی تخمینہ 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 $\beta = 200$ اور $I_{CQ} = 0.75 \text{ mA}$ اور $f_\beta = 1.3 \text{ MHz}$ اور $I_{CQ} = 0.75 \text{ mA}$ اور $f_\beta = 1.3 \text{ MHz}$ کے تعداد پر $|A_i|_{v_{ce}=0}$ ناپتے ہوئے $41.5 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس کی f_T کا تخمینہ لگاتے ہوئے $C_{b'e}$ حاصل کریں۔

حل: مساوات 6.71 کی مدد سے

$$f_T = 41.5 \times 6.5 \text{ MHz} \approx 270 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔ I_{CQ} سے

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{0.75 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 0.03 \text{ S}$$

حاصل ہوتا ہے جسے مساوات 6.67 میں استعمال کرتے ہوئے

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{0.03}{2\pi \times 270 \times 10^6} \approx 18 \text{ pF}$$

حاصل ہوتا ہے۔

6.11.5 برقی بوجھ کے موجودگی میں بلند تعددی رد عمل

شکل 6.34 میں مشترکہ ایکٹر ایکلینیکر اور اس کا بلند تعدد مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ یہ بلند تعدد پر استعمال ہونے والے مشترکہ ایکٹر ایکلینیکر 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 دائیں میں بند حصے کا مساوی تھوون دور حاصل کرتے ہیں۔ شکل 6.35 اف میں اس حصے کو پیش کیا گیا ہے جہاں تھوون برقی دباؤ v_{th} اور تھوون مزاحمت R_{th} کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ شکل 6.35 ب میں مساوی تھوون 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

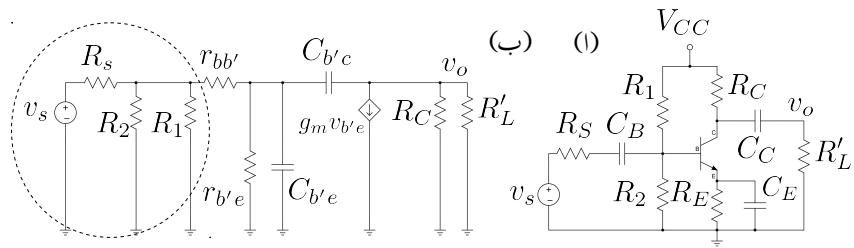
$$(6.73) \quad v_{th} = \left(\frac{R_B}{R_S + R_B} \right) v_s$$

$$(6.74) \quad R_{th} = \frac{R_S R_B}{R_S + R_B}$$

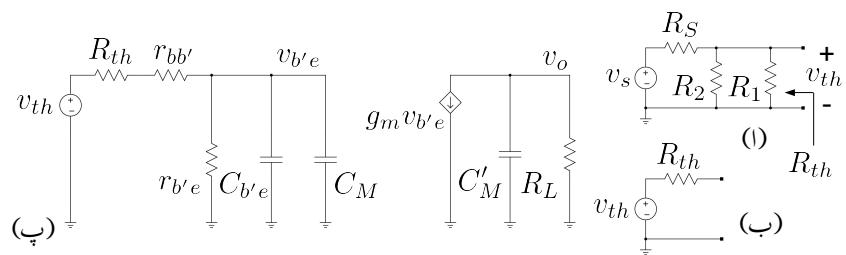
حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 6.34 ب میں R'_L اور R_C متوازی جڑے ہیں۔ ان کے کل مزاحمت کو R_L لکھتے ہیں یعنی

$$(6.75) \quad R_L = \frac{R_C R'_L}{R_C + R'_L}$$

$C_{b'c}$ پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس کے ایک جانب $v_{b'e}$ اور دوسرا جانب v_o برقی دباؤ ہے۔ یوں $C_{b'c}$ کے ملر کپیسٹر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ ان تبدیلوں کی مدد سے شکل 6.35 پ کا سادہ دور حاصل ہوتا ہے



کل 6.34: ایجاد فرآور اس کالبد تعدد مساوی دور



کل 6.35: بلند تحدی ساده دور

الباب 6. ایکلینیکر کا تحدی و عمل اور فائزہ

جہاں $C_{b'c}$ کو مسئلہ مل کی مدد سے C_M اور C'_M جڑوا کپیسٹروں 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

$$(6.76) \quad \frac{1}{\omega C'_M} \gg R_L$$

لذا 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 ایکلینیکر کو بلند اور پست انتظامی تعداد کے مابین درمیانی تعداد کے خطے میں استعمال کیا جاتا ہے جہاں یہ داخلی اشارے کا جیٹہ 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

$$(6.78) \quad C_M = C_{b'c} (1 + g_m R_L)$$

$$(6.79) \quad C'_M = C_{b'c} \left(1 + \frac{1}{g_m R_L} \right)$$

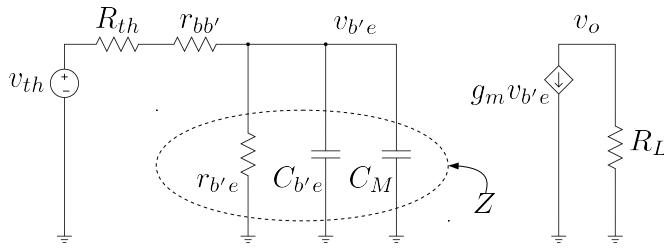
حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعداد کے خطے میں ایکلینیکر کی افزائش کی حقیقی قیمت $|A_V|$ ایک (1) سے کئی گنرا زیادہ ہوتی ہے (یعنی $g_m R_L \gg 1$) لذا

$$(6.80) \quad C'_M \approx C_{b'c}$$

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

$$(6.81) \quad \left| \frac{1}{j\omega C_{b'c}} \right| \gg R_L$$

لذا $C_{b'c}$ کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ بلند تعداد ایکلینیکر حل کرتے وقت C_M کو استعمال جگہ C'_M کو استعمال نہیں کیا جاتا۔ یہاں اس بات کو ذہن نشین کر لیں کہ ایکلینیکر کی افزائش بڑھانے سے C_M کی قیمت بھی بڑھتی ہے۔



شکل 6.36: ملک پیٹر کے اثرات

آئین شکل 6.36 کو کر خوف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔ شکل میں $r_{b'e}$ ، C_M اور $C_{b'e}$ متوازی جڑے ہیں۔ ان کی کل برتنی 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

$$A'_v = \frac{v_o}{v_{th}} = \left(\frac{v_o}{i_c} \right) \left(\frac{i_c}{v_{b'e}} \right) \left(\frac{v_{b'e}}{v_{th}} \right)$$

$$= (-R_L)(g_m) \left(\frac{Z}{R_{th} + r_{bb'} + Z} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں Z کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$A'_v = -R_L g_m \left(\frac{\frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}}{R_{th} + r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}} \right)$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{[s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1](R_{th} + r_{bb'}) + r_{b'e}}$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) + R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) \left[s + \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'})} \right]}$$

جے

$$(6.83) \quad A'_v = - \left[\frac{g_m R_L}{(C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left(\frac{1}{s + \omega_H} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$(6.84) \quad \begin{aligned} \omega_H &= \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M) r_{b'e} (R_{th} + r_{bb'})} \\ &= \frac{1}{[r_{b'e} \parallel (R_{th} + r_{bb'})] (C_{b'e} + C_M)} \\ &\quad \frac{1}{R_m (C_{b'e} + C_M)} \end{aligned}$$

ہے۔ ω_H کی مساوات جانی پچانی شکل یعنی $\frac{1}{R_m C}$ ہے جہاں C متوالی 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 متوالی جڑی مزاحمت ہے۔ شکل 6.36 میں v_s کو قصر دور کرتے ہوئے $r_{b'e}$ کے ساتھ متوالی جڑے $(R_{th} + r_{bb'})$ کی کل مزاحمت R_m ہے R_m یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_{th} + r_{bb'}} \\ R_m &= \frac{r_{b'e} (R_{th} + r_{bb'})}{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}} \end{aligned}$$

جے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_m = r_{b'e} \parallel (R_{th} + r_{bb'})$$

چونکہ R_{th} کی قیمت $r_{b'e}$ اور $r_{bb'}$ سے بہت زیادہ ہوتی ہے یعنی

$$R_{th} \gg r_{bb'}$$

$$R_{th} \gg r_{b'e}$$

لہذا

$$R_m \approx r_{b'e}$$

کے برابر 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 دئے سے موافہ 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 انقطعی تعدد ω_H ہے لہذا ایمپلیفایر کی افزائش ω_β تعداد پر نہایت کم ہو گی۔

کو مساوات 6.83 اور مساوات 6.73 کی مدد سے یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{v_o}{v_{th}}\right) \left(\frac{v_{th}}{v_s}\right) \\ &= - \left[\frac{g_m R_L}{(C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{s + \omega_H}\right) \\ &= - \left[\frac{g_m R_L}{\omega_H (C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right) \\ &= - \left(\frac{g_m R_m R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 6.84 کا استعمال کیا گیا۔ $R_m \approx r_{b'e}$ کی صورت میں اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$A_v \approx - \left(\frac{g_m r_{b'e} R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right)$$

لکھتے ہوئے $g_m r_{b'e} = \beta$

$$(6.87) \quad A_v \approx - \left(\frac{\beta R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات سے درمیانی تعدد پر $|A_{vD}|_{\omega \ll \omega_H}$ حاصل کرتے ہیں۔

$$(6.88) \quad |A_{vD}|_{\omega \ll \omega_H} = - \left(\frac{\beta R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right)$$

مثال 6.13: شکل 6.34 میں

$$\begin{array}{lll} V_{CC} = 15 \text{ V} & R_1 = 7 \text{ k}\Omega & R_2 = 2.8 \text{ k}\Omega \\ R_C = 650 \Omega & R'_L = 100 \Omega & R_E = 260 \Omega \\ C_{b'c} = 2 \text{ pF} & C_{b'e} = 220 \text{ pF} & r_{bb'} = 20 \Omega \\ & \beta = 75 & R_S = 1.2 \text{ k}\Omega \end{array}$$

لیتے ہوئے $I_{CQ} \approx 12.5 \text{ mA}$ اور $r_{b'e} = 150 \Omega$ اور $g_m = 0.5 \text{ S}$ حاصل ہوتے ہیں۔ اس ایمپلینیٹر کی درمیانی تعدد پر افزائش A_v اور بلند انتظامی تعدد f_H حاصل کریں۔

حل: حصہ 6.11.5 میں اسی کو کرخوف کے قوانین کی مدد سے حل کیا گیا۔ اس مثال کو مسئلہ تاریث اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے حل کرتے ہیں۔

$$R_L \parallel R_C \parallel R'_L$$

$$R_L = \frac{650 \times 100}{650 + 100} = 87 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.34 ب سے مسئلہ ملکی مدد سے شکل 6.37 الف حاصل ہوتا ہے جہاں

$$\begin{aligned} C &= C_{b'e} + C_M \\ &= C_{b'e} + (1 + g_m R_L) C_{b'c} \\ &= 220 \times 10^{-12} + (1 + 0.5 \times 87) \times 2 \times 10^{-12} \\ &= 220 \text{ pF} + 89 \text{ pF} \\ &= 309 \text{ pF} \end{aligned}$$

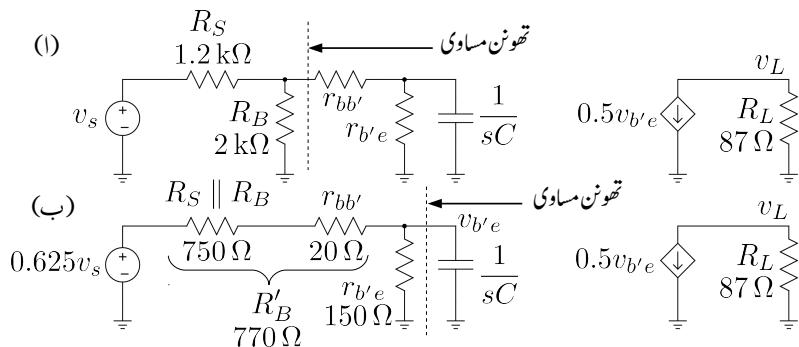
کے برابر ہے اور R_B کا کہا گیا ہے یعنی

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7000 \times 2800}{7000 + 2800} = 2 \text{ k}\Omega$$

اس شکل میں نقطہ دار لکیر کے باعین جانب کا مساوی تھونن دور لیتے ہوئے شکل 6.37 ب حاصل ہوتا ہے جہاں تھونن مساوی مقدار

$$\left(\frac{R_B}{R_S + R_B} \right) v_s = 0.625 v_s \quad \text{تھونن دباؤ}$$

$$R_S \parallel R_B = 750 \Omega \quad \text{تھونن مزاحمت}$$



شکل 6.37: مسئلہ نادرٹن اور مسئلہ تھونن کے بارہا استعمال سے دور کا حل

ہیں۔ شکل 6.37 ب کے نقطہ دار لکیر سے باسیں جانب حصے کا اب مساوی نادرٹن دور لیتے ہیں جسے شکل 6.38 الف میں دکھایا گیا ہے جہاں نادرٹن مساوی بر قی رو

$$\frac{0.625v_s}{R'_B} = \frac{0.625}{770}v_s$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.38 ب کے نقطہ دار لکیر کے باسیں جانب حصے کا تھونن مساوی دور لیتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.38 ب کو دیکھ کر $v_{b'e}$ کی مساوات لکھی جاسکتی ہے۔

$$v_{b'e} = 0.0974v_s \left(\frac{\frac{1}{sC}}{125 + \frac{1}{sC}} \right) = 0.0974v_s \left(\frac{1}{125 \times sC + 1} \right)$$

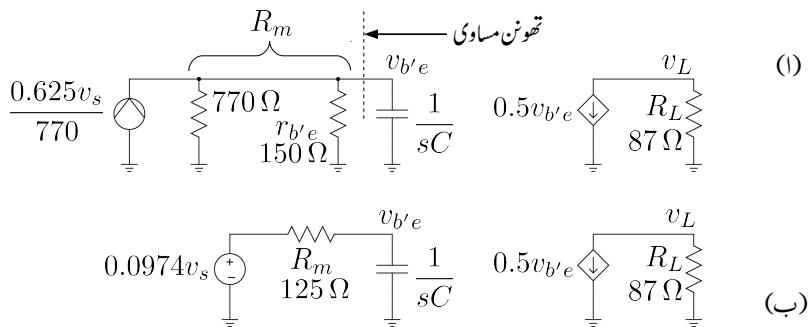
$$= \frac{0.0974v_s}{1 + \frac{j\omega}{26 \times 10^6}} = \frac{0.0974v_s}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}}$$

رنجیری ضرب سے

$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{b'e}} \times \frac{v_{b'e}}{v_s}$$

$$= -87 \times 0.5 \times \left(\frac{0.0974}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \right)$$

$$= \frac{-4.2}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}}$$



شکل 6.38: مسئلہ نارٹن اور مسئلہ تحونن کے بار بار استعمال سے دور کا حل

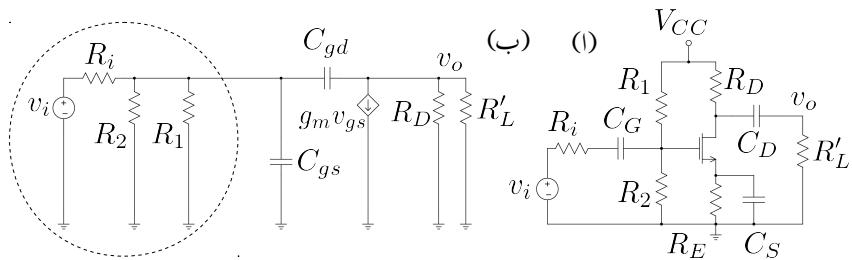
لکھا جا سکتا ہے جہاں سے بلند انقطائی تعداد تقریباً $f_H = 4 \text{ MHz}$ جبکہ درمیانی تعداد کی افزائش $A_{vD} = -4.2 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ حاصل ہوتی ہے۔

6.11.6 مشترکہ سورس ماسفیٹ ایکلینیکر کا بلند تعددی رو عمل

شکل 6.39 میں ماسفیٹ ایکلینیکر اور شکل ب میں اسی کا مساوی بلند تعدادی دور دکھایا گیا ہے جس میں ماسفیٹ کا بلند تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ ماسفیٹ کا بلند تعدادی ریاضی نمونہ ماسفیٹ کے پست تعدادی ریاضی نمونے میں C_{gs} اور C_{gd} اندر ورنی کپیسٹر کی شمولیت سے حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 6.39 ب اور شکل 6.34 ب تقریباً یکساں صورت رکھتے ہیں۔ ماسفیٹ کے ریاضی نمونے میں $C_{gs} \gg C_{gd}$ ہوتا ہے۔ پست تعدادی ماسفیٹ کے C_{gs} کی قیمت 50 pF جبکہ بلند تعدادی ماسفیٹ کی 5 pF سے بھی کم ہوتی ہے۔ پست تعدادی ماسفیٹ کے C_{gd} کی قیمت 5 pF جبکہ بلند تعدادی ماسفیٹ کی 0.5 pF سے بھی کم ہوتی ہے۔

$$R_L = \frac{R'_L R_D}{R'_L + R_D}$$

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



شکل 6.39: ماسنیٹ ایمپلینیفائر اور اس کا بلند تعددی مساوی دور

لیتے ہوئے نقطہ دار دائرے میں بند حصے کا تھونن مساوی دور حاصل کرتے ہیں۔

$$R_{th} = \frac{R_i R_G}{R_i + R_G}$$

$$v_{th} = \left(\frac{R_G}{R_i + R_G} \right) v_i$$

شکل 6.40 کا ملک پیسٹ استعمال کرتے ہوئے مساوی دور کو حل کریں۔ متوازی جڑے R_L اور C_M' کی برقی رکاوٹ کو Z_L لکھتے ہوئے

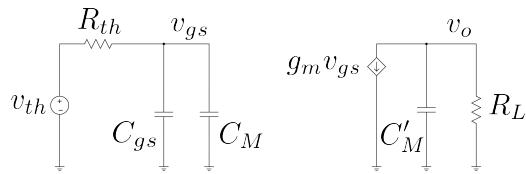
$$\frac{1}{Z_L} = j\omega C_M' + \frac{1}{R_L}$$

$$Z_L = \frac{R_L}{j\omega C_M' R_L + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_{th}} &= \left(\frac{v_o}{i_d} \right) \left(\frac{i_d}{v_{gs}} \right) \left(\frac{v_{gs}}{v_{th}} \right) \\ &= (-Z_L) (g_m) \left(\frac{\frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M')}}{R_{th} + \frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M)}} \right) \\ &= - \left(\frac{g_m R_L}{j\omega C_M' R_L + 1} \right) \left(\frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M) R_{th} + 1} \right) \end{aligned}$$

اس میں



شکل 6.40: ماسفیٹ ایکلینیکر میں ملکپسیٹر کا اثر

$$(6.89) \quad \omega'_H = \frac{1}{C'_M R_L}$$

$$(6.90) \quad \omega_H = \frac{1}{(C_{gs} + C_M) R_{th}}$$

لیتے ہوئے

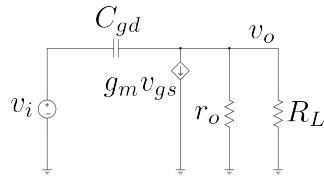
$$(6.91) \quad \frac{v_o}{v_{th}} = - \left(\frac{g_m R_L}{j \frac{\omega}{\omega'_H} + 1} \right) \left(\frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ C'_M سے ω'_H حاصل ہوتا ہے جسے گزشتہ حصے میں نظر انداز کیا گیا تھا۔ حقیقت میں $\omega_H \gg \omega_H'$ ہوتا ہے لہذا ماسفیٹ ایکلینیکر میں بھی C'_M کی موجودگی کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ یوں $\omega \ll \omega'_H$ تعداد پر چلتے ہوئے کل انفرائش 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 انقطای تعداد کا دار و مدار R_{th} پر ہے۔ آئیں دیکھیں کہ ماسفیٹ کی بلند ترین انقطای تعداد 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 متوازنی جڑے ہیں لہذا گیٹ پر v_i ہی پایا جائے۔ یوں $v_{gs} = v_i$ کے برابر ہو گا۔ v_o جوڑ پر کرخوف کے قانون برائے برقی روکے مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں



شکل 6.41: بلندترین مکانه انتظامی تعدد کا حصول

$$\frac{v_o - v_i}{\frac{1}{j\omega C_{gd}}} + g_m v_i + \frac{v_o}{\frac{R_L r_o}{R_L + r_o}} = 0$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \left(\frac{R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[\frac{j\omega C_{gd} - g_m}{1 + \omega C_{gd} \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)} \right]$$

یعنی

$$(6.93) \quad A_v = \frac{v_o}{v_i} = \left(\frac{g_m R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[-1 + \frac{j \frac{\omega C_{gd}}{g_m}}{1 + j\omega C_{gd} \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)} \right]$$

جس میں

$$(6.94) \quad \omega_s = \frac{g_m}{C_{gd}}$$

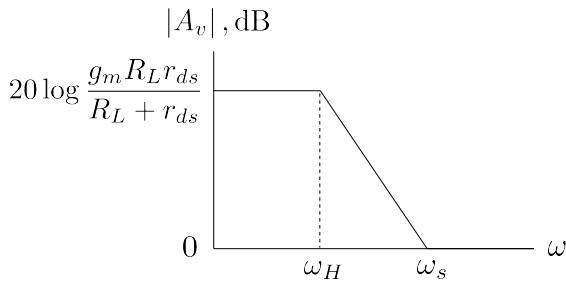
$$(6.95) \quad \omega_H = \frac{1}{C_{gd} \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)}$$

لیتے ہوئے

$$(6.96) \quad A_v = \left(\frac{g_m R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[\frac{-1 + j \frac{\omega}{\omega_s}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں $\omega_s \gg \omega_H$ ہوتا ہے یعنی

$$\frac{g_m}{C_{gd}} \gg \frac{1}{C_{gd} \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)}$$



شکل 6.42: ماسفیٹ ایکلٹر کا بوداخط

جے

$$(6.97) \quad g_m \left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right) \gg 1$$

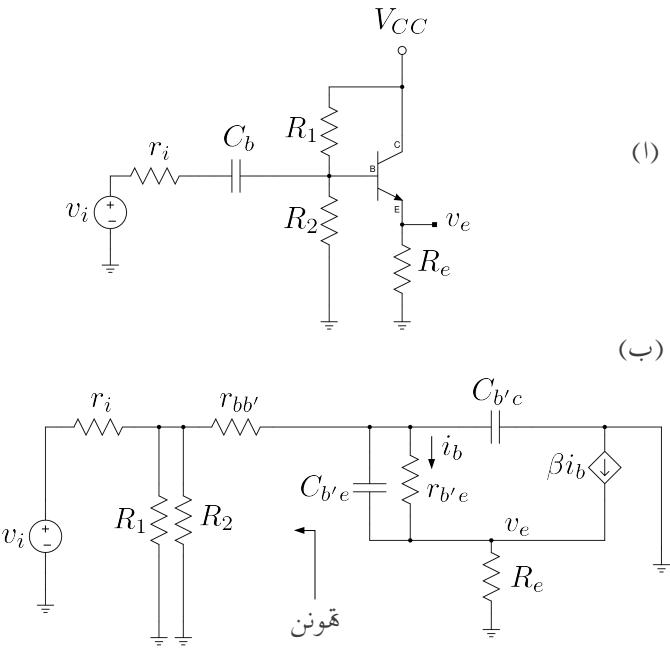
لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات 6.96 کا بوداخط شکل 6.42 میں دکھایا گیا ہے۔ ω_H کی قیمت R_L سے وابسط ہے۔ اگر $R_L \rightarrow \infty$ کر دیا جائے تو بلند ترین انقطعائی تعدد

$$(6.98) \quad \omega_H \Bigg|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{1}{C_{gd} r_o}$$

حاصل ہو گی جو ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء C_{gd} اور r_o پر منحصر ہے۔

6.12 مشترک کے لکھر ایکلٹر کا بلند تعدادی رد عمل

شکل 6.43 میں لکھر مشترک ایکلٹر کا رد کھایا گیا ہے جس کا مساوی باریک اشارتی بلند تعدادی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ بلند تعداد پر ہیرونی نسب کپیسٹر C_b قصر دور کردار ادا کرتا ہے۔ شکل ب سے واضح ہے کہ صرف $r_{b'e}$ سے گزرتی برتنی رد i_b کو ٹرانزسٹر β گنا بڑھاتا ہے۔ اس شکل میں کپیسٹر $C_{b'e}$ کا بائیں جانب کا مساوی



شکل 6.43: کلکٹر مشترک بلند تعدادی رد عمل

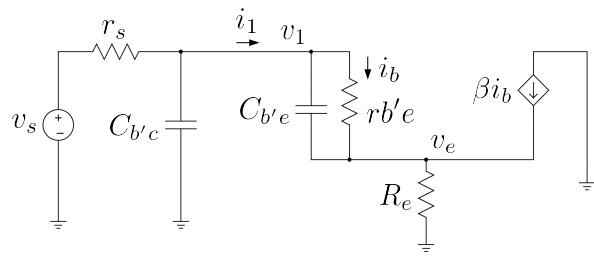
تحوونن دور حاصل کرتے ہیں

$$V_{th} = \left(\frac{R_1 \parallel R_2}{r_i + R_1 \parallel R_2} \right) v_i = v_s$$

$$R_{th} = r_i \parallel R_1 \parallel R_2 + r_{bb'} = r_s$$

جہاں تھوونن برقی دباؤ کو v_s اور تھوونن برقی مزاحمت کو r_s لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں $C_{b'e}$ کا ایک سرا بر قی زمین سے جڑا ہے۔ یوں شکل ب کو شکل 6.44 کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی روکے استعمال سے ایمپر پر ہم لکھ سکتے ہیں

$$(v_e - v_1) s C_{b'e} + \frac{v_e - v_1}{r_{b'e}} + \frac{v_e}{R_e} = \beta i_b = \beta \frac{v_1 - v_e}{r_{b'e}}$$



شکل 6.44: گلٹر مشترک بند تعدادی سادہ مساوی دور

یعنی

$$\begin{aligned}
 v_1 &= \left[\frac{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 &= \left[\frac{\left(sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right) + \frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 (6.99) \quad &= \left[\frac{\left(sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} + \frac{\frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 &= \left[1 + \frac{1}{R_e \left(sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e
 \end{aligned}$$

اسی طرح جوڑ v_1 پر کرخوف کے قانون برائے برقی روکے 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۔ باعین ہاتھ کے تو سین 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 یہاں اجزاء اکٹھے کرتے ہیں۔

$$\left[\frac{\frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}}}{R_e \left(sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e = \frac{v_s}{r_s}$$

اس مساوات کو

$$\left[\frac{\frac{1}{r_s} (1 + sr_s C_{b'c}) + \frac{1}{r_{b'e}} (sr_{b'e} C_{b'e} + 1)}{\frac{R_e (\beta+1)}{r_{b'e}} \left(s \frac{r_{b'e} C_{b'e}}{\beta+1} + 1 \right)} \right] v_e = \frac{v_s}{r_s}$$

لکھ کر دونوں جانب کو r_s سے ضرب دیتے اور

$$(6.100) \quad \omega_1 = \frac{1}{r_s C_{b'c}}$$

$$(6.101) \quad \omega_\beta = \frac{1}{r_{b'e} C_{b'e}}$$

$$(6.102) \quad \omega_T = \frac{\beta+1}{r_{b'e} C_{b'e}}$$

لکھتے ہوئے یوں

$$\left[\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \frac{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \frac{r_s}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_\beta} + 1 \right)}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)} \right] v_e = v_s$$

یا

$$\left[\frac{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \frac{r_s}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_\beta} + 1 \right)}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)} \right] v_e = v_s$$

لکھا جا سکتا ہے۔ کسر کے بالائی حصے میں تمام قوسیں 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

$$\begin{aligned} A &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} + 1 + \frac{r_s}{r_{b'e}} \\ B &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_T} + \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_1} + \frac{1}{\omega_1} + \frac{r_s}{r_{b'e}\omega_\beta} \\ C &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_T\omega_1} \end{aligned}$$

کے برابر ہیں۔ اس سے

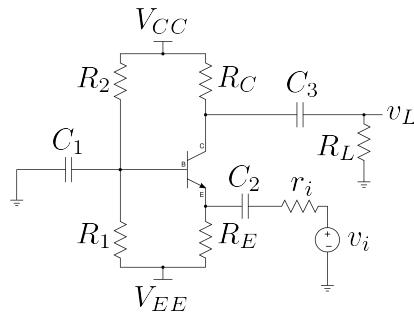
$$(6.103) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left(\frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)}{A + j\omega B + (j\omega)^2 C}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر $(\beta+1) R_e \gg r_s + r_{b'e}$ ہو تو اس مساوات کو اس طرح لکھا جا سکتا ہے

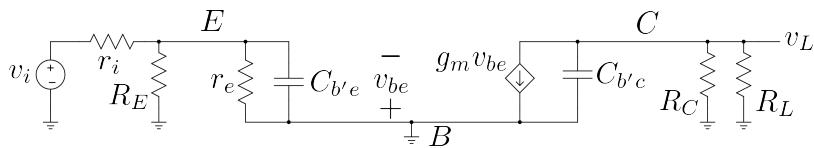
$$(6.104) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_T}}{1 + j\omega \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1 + \frac{r_s}{R_e}}{\omega_T} \right) + \frac{j\omega}{\omega_T} \frac{j\omega}{\omega_1}}$$

6.13. مشترک بیس ایمپلینفائر کا بلند انقطاعی تعدد

725



شکل 6.45: بیس مشترک ایمپلینفائر



شکل 6.46: بیس مشترک ایمپلینفائر کا مساوی دور

6.13 مشترک بیس ایمپلینفائر کا بلند انقطاعی تعدد

شکل 6.45 میں بیس مشترک ایمپلینفائر دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 336 پر ٹرانزسٹر کا قی ریاضی فونہ دکھایا گیا ہے جسے پائیے ریاضی فونہ کی شکل میں بناتے ہوئے شکل 6.45 کا بلند تعددی مساوی دور شکل 6.46 میں دکھایا گیا ہے۔ ہر دوکے اشاراتی دور میں R_1 اور R_2 دونوں کے دونوں سرے برقی زمین پر ہیں لہذا انہیں نہیں دکھایا گیا۔ چونکہ ٹرانزسٹر کا میں سرا برقی زمین پر ہے لہذا $C_{b'c}$ کا ایک سرا برقی زمین پر ہو گا اور یوں اسے کلکٹر اور برقی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔

مساوی دور سے دو انقطاعی تعدد حاصل ہوتے ہیں یعنی

$$(6.105) \quad \begin{aligned} \omega_{H1} &= \frac{1}{(r_e \parallel R_E \parallel r_i) C_{b'e}} \\ \omega_{H2} &= \frac{1}{(R_C \parallel R_L) C_{b'c}} \end{aligned}$$

درمیانی تعدد پر انفرائش حاصل کرتے وقت $C_{b'e}$ اور $C_{b'c}$ کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{b'e}} \times \frac{v_{b'e}}{v_i} \\ &= - (R_C \parallel R_L) g_m \left(-\frac{R_E \parallel r_e}{R_E \parallel r_e + r_i} \right) \\ &= (R_C \parallel R_L) g_m \left(\frac{R_E \parallel r_e}{R_E \parallel r_e + r_i} \right) \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں پہلی اور تیسرا تو سین میں موجود منفی ایک آپس میں ضرب ہو کر ختم ہو جاتے ہیں۔

مثال 6.14: شکل 6.45 میں

$$V_{CC} = 5 \text{ V}, \quad V_{EE} = -5 \text{ V}, \quad R_E = 600 \Omega$$

$$R_1 = 6 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 38 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 10 \text{ k}\Omega, \quad r_i = 100 \Omega$$

ہیں۔ ٹرانزسٹر کا $\beta = 149$ ہیں۔ بلند کونے کے تعدد حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمیت حل درکار ہے۔ ٹھونن مساوی اجزاء حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{BB} = \frac{5+5}{6000+38000} \times 6000 - 5 = -3.64 \text{ V}$$

$$R_B = \frac{6000 \times 38000}{6000 + 38000} = 5.182 \text{ k}\Omega$$

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 مزاجمت $C_{b'e}$

$$\frac{1}{R_{be'}} = \frac{1}{24} + \frac{1}{600} + \frac{1}{100}$$

$$R_{be'} = 18.75 \Omega$$

جبکہ $C_{b'e}$ کے متوازی کل مزاجمت

$$R_{b'e} = \frac{5000 \times 10000}{5000 + 10000} = 3.333 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ یوں مساوات 6.105 کی مدد سے

$$f_{H1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 18.75 \times 35 \times 10^{-12}} = 242 \text{ MHz}$$

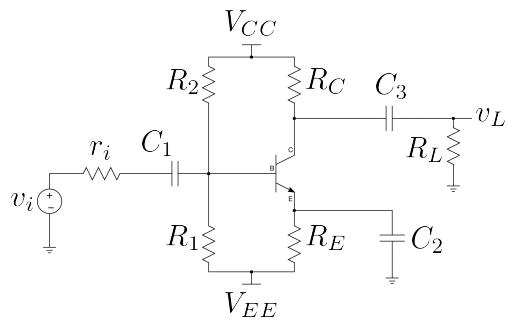
$$f_{H2} = \frac{1}{2 \times \pi \times 3333 \times 4 \times 10^{-12}} = 11.93 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتے ہیں لہذا اس ایمپلینگر کا بلند انقطائی تعدد 11.93 MHz ہے۔ اس مثال میں بلند انقطائی تعدد کا دارومند $C_{b'e}$ پر ہے ناکہ $C_{b'e}$ پر۔

$$A_v = \left(\frac{5000 \times 10000}{5000 + 1000} \right) 0.0416 \left(\frac{\frac{24 \times 600}{24+600}}{\frac{24 \times 600}{24+600} + 100} \right)$$

$$= 26 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 6.15: گزشتہ مثال کے دور میں اگر داخلی اشارة میں پر مہیا کیا جائے تو یہ مشترک ایمپلینگر حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.47 میں دکھایا گیا ہے۔ بقایا تمام متغیرات وہی رکھتے ہوئے دیکھتے ہیں کہ اس صورت میں بلند انقطائی تعدد کیا حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.47: ایمپلینگر مشرک

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

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{100} + \frac{1}{5182} + \frac{1}{3600}$$

$$R_m = 95.5 \Omega$$

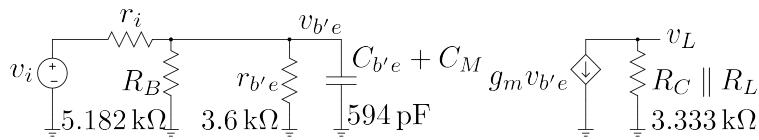
حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطاعی تعدد

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 95.5 \times 594 \times 10^{-12}} = 2.8 \text{ MHz}$$

اور درمیانی تعدد پر افراکش

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -3333 \times 0.0416 \times \frac{\frac{3600 \times 5182}{3600+5182}}{\frac{3600 \times 5182}{3600+5182} + 100} = -132 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس مشرک ایمپلینگر کی بلند انقطاعی تعدد ایمپلینگر کے بلند انقطاعی تعدد سے تقریباً سوا چار گناہ زیادہ ہے۔



شکل 6.48: ایمپلیفائر کے انقطائی تعداد حاصل کرنے کے لئے درکار مساوی دور

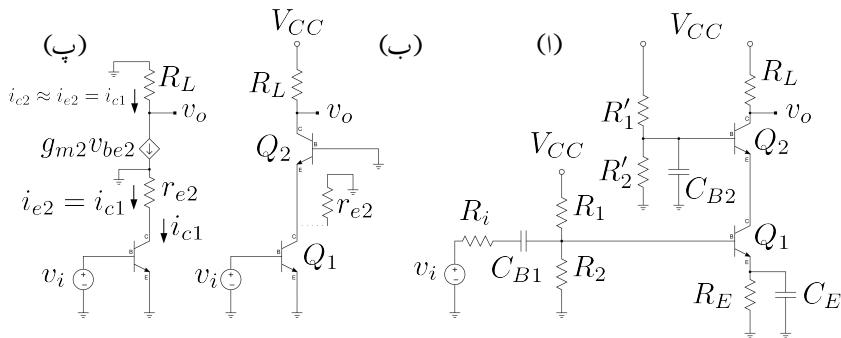
6.14 کیکوڈ ایمپلیفائر

ایمپلیفائر کے بلند تعدادی رد عمل پر غور کے دوران یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگرچہ $C_{b'e}$ کی قیمت نہیں کم لیکن ملر کپیسٹر³⁸ کی وجہ سے بلند انقطائی نقطے تعین کرنے میں اس کا کردار نہیں اہم ہے۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر بلند انقطائی نقطے سے کم تعداد کے اشارات کو بڑھاتا ہے۔ یوں ہم چاہیں گے کہ یہ نقطے بلند سے بلند تر تعداد پر پایا جائے۔ اس حصے میں کیکوڈ ایمپلیفائر³⁹ پر غور کیا جائے گا جس میں ملر کپیسٹر کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر زیادہ سے زیادہ تعداد پر بلند تر انقطائی نقطے حاصل ہوتا ہے۔⁴⁰

شکل 6.49 میں کیکوڈ ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ Q_1 اور اس کے ساتھ منسلک R_E , R_1 ، اور R_2 مل کر مشترک کے 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 بوجہ R_L لادا جاتا ہے لیکن کیکوڈ میں ایسا نہیں کیا جاتا۔ کیکوڈ میں Q_2 بطور برقی بوجہ کردار ادا کرتا ہے۔ Q_2 کے بیس پر بیرونی کپیسٹر C_{B2} کا کردار نہیں اہم ہے۔ درکار تعداد پر C_{B2} بطور قصر دور کام کرتے ہوئے Q_2 کے بیس کو برقی زمین پر رکھتا ہے۔ Q_2 اور اس کے ساتھ منسلک R'_2 ، R'_1 اور C_{B2} مل کر مشترک کہ بیس طرز کا ایمپلیفائر بناتے ہیں۔

کیکوڈ کی بلند انقطائی تعداد اس میں پائے جانے والے Q_1 پر مبنی مشترک کے ایمپلیفائر اور Q_2 پر مبنی مشترک کے بیس طرز کے ایمپلیفائر کی بلند انقطائی تعداد پر مختصر ہو گی۔ مساوات 6.62 اور مساوات 6.69 ان ایمپلیفائر کی قصر دور بلند تر انقطائی تعدد ω_β اور ω_α دیتے ہیں جن کے تحت $\omega_\alpha = \beta\omega_\beta = \omega_T$ کے برابر ہے جہاں ω_β مشترک کے ایمپلیفائر کی قصر دور بلند انقطائی تعداد جبکہ ω_α مشترک کے بیس طرز کے ایمپلیفائر

Miller capacitor³⁸
میڈرک و نن بنت نے اس ایمپلیفائر کو دریافت کیا اور اس کا نام کیکوڈ ایمپلیفائر کھلا۔³⁹
cascode amplifier⁴⁰



شکل 6.49: کیکوڈ ایکلینیکر

کی قصر دور بلند اقطائی تعداد ہے۔ چونکہ $\omega_a = \omega_T$ کے برابر ہے لہذا مشترک کے بیس طرز کا ایکلینیکر ٹرانزیستر کے ω_T تعداد تک قابل استعمال ہوتا ہے۔ اس کے برکس مشترک کے بیس طرز کے ایکلینیکر کی بلند اقطائی تعداد C_M پر منحصر ہوتی ہے جو اخود اس پر لدے برقی بوجھ R_L پر منحصر ہوتا ہے۔ یوں کیکوڈ ایکلینیکر کی بلند تعدادی اقطائی تعداد اس میں پائے جانے والے مشترک کے ایکلینیکر کی بلند اقطائی تعداد پر منحصر ہو گا۔ آئیں اب اس پر غور کریں۔

شکل 6.49 ب میں کیکوڈ ایکلینیکر کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزیستر مائل کرنے والے اجزاء نہیں دکھائے گئے تاکہ کیکوڈ ایکلینیکر کی بنیادی کارکردگی پر توجہ رہے۔ اس شکل میں Q_2 کا مزامنہ Q_1 بطور r_{e2} کے برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ r_{e2} کو Q_2 کے باہر دکھاتے ہوئے اسے Q_1 کے مکمل اور برقی 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 مکمل اور برقی زمین کے درمیان r_{e2} نسب ہے۔

کا برقی بوجھ r_{e2} لیتے ہوئے Q_1

$$(6.106) \quad C_M = (1 + g_m r_{e2}) C_{b'c}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ Q_1 اور Q_2 میں باریک سمتی برقی رو I_{CQ} گزرتا ہے لہذا $g_{m1} = g_{m2} = I_{CQ}$ اور $r_{e1} = r_{e2} = \frac{1}{g_m} = r_e$ اور $g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$ ہوں گے۔ آپ یہ بھی دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی برقی رو $g_{m1} r_{e2} = 1$ ہو گا۔ یوں $i_{c1} = i_{e2} \approx i_{c2}$ لیتے 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 ممکنہ ملکپیٹر ہے۔ C_M کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر مشترکہ ایکٹر طرز کے ایپلیناٹر 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 یو جھ دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑتے R_1 اور R_2 کے کل مزاحمت کو R_B لکھتے ہیں یعنی

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

یوں متوازی جڑتے مزاحمت R_1 ، R_2 اور r_{be} کی کل مقدار R_m یوں لکھی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned}\frac{1}{R_m} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}} \\ &= \frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be}}\end{aligned}$$

یعنی

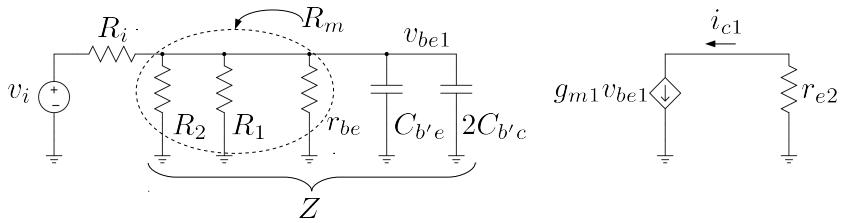
$$R_m = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

اسی طرح متوازی جڑتے R_m اور دو کپیٹروں کی برقی رکاوٹ Z کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) + \frac{1}{R_m}$$

ایپلیناٹر کی موصل نما افراکش $G_M = \frac{i_c}{v_i}$ یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$\begin{aligned}G_m &= \frac{i_c}{v_i} = \left(\frac{i_c}{v_{be}} \right) \left(\frac{v_{be}}{v_i} \right) \\ &= g_m \left(\frac{Z}{R_i + Z} \right) \\ &= g_m \left[\frac{Z}{Z \left(\frac{R_i}{Z} + 1 \right)} \right] \\ &= \frac{g_m}{\frac{R_i}{Z} + 1}\end{aligned}$$



شکل 6.50: کیمکوڈ ایکلینیکر باریک اشاراتی تجربہ

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 بات 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 کمکوڈ 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

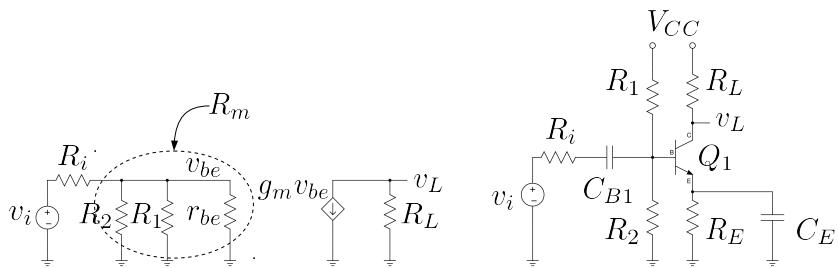
$$(6.111) \quad A_{vD} = - \left(\frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) = - \left(\frac{g_m R_L R_m}{R_i + R_m} \right)$$

کے برابر ہے۔ اس طرح کمکوڈ ایمپلیفائر پوری برقی دباؤ کی افزائش دیتے ہوئے بلند انقطاعی 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_1 ، R_2 ، R_3 اور r_{be} کی کل مزاحمت ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کمکوڈ ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی 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 اف میں Q_1 مشترک ایمپلیفائر ہے۔ اگر Q_2 کو دور سے نکال کر R_L کے ایمپلیٹر 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۔ آئین زنجیری ضرب کی مدد سے شکل 6.51 کا $A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔



شکل 6.51: کیکوڈ ایکلینیکر کا مشترک ایٹھر حصہ

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\
 (6.113) \quad &= -R_L g_m \left(\frac{R_m}{R_i + R_m} \right) \\
 &= \frac{-g_m R_L R_i}{R_i + R_m}
 \end{aligned}$$

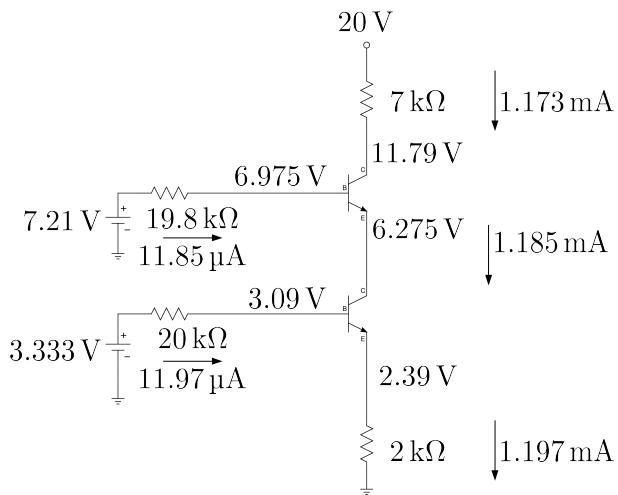
اس مساوات کا مساوات 6.111 کے ساتھ موازنہ کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ کیکوڈ ایکلینیکر کی درمیانی تعداد پر افزائش وہی ہے جو مشترک ایٹھر ایکلینیکر کی ہے۔ کیکوڈ ایکلینیکر کی افادیت اس حقیقت میں ہے کہ اس کا بلند انقطائی تعداد کافی زیادہ تعداد پر پایا جاتا ہے۔

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۔ کیکوڈ ایکلینیکر کے تمام یکستی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔

حل: شکل 6.52 میں اس کا یک سمتی دور دکھایا گیا ہے جہاں Q_1 اور Q_2 کے بین جانب مسئلہ تھونن سے حاصل مساوی ادوار نسب کر دئے گئے ہیں۔



فہل 6.52: کیکوڈ ایپلیناٹر کے یک سنتی متغیرات

Q_1 کا برقی رو سیدھا ہایوں حاصل ہو جاتا ہے

$$(6.114) \quad I_{E1} = \frac{3.333 - 0.7}{\frac{20000}{99+1} + 2000} = 1.197 \text{ mA}$$

جس سے

$$I_{C1} = \left(\frac{99}{99+1} \right) \times 1.197 \text{ mA} = 1.185 \text{ mA}$$

$$I_{B1} = \frac{1.197 \text{ mA}}{99+1} = 11.97 \mu\text{A}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یہ معلومات شکل پر دکھائی گئی ہیں۔

Q_2 کا برقی رو مساوات 6.114 کے طرز پر تب حاصل کیا جاسکتا ہے جب اس کے ایکٹر پر نسب مزاحمت معلوم ہو۔ یہاں ایسا کوئی مزاحمت نظر نہیں آ رہا۔ یہاں طریقہ سوچ کچھ یوں ہے۔ چونکہ Q_1 کے گلکٹر پر 1.185 mA

پایا جاتا ہے لہذا Q_2 کا I_{E2} بھی ہو گا۔ اگر ایسا ہوتا ہو

$$I_{C2} = \left(\frac{99}{99+1} \right) \times 1.185 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = \frac{1.185 \text{ mA}}{99+1} = 11.85 \mu\text{A}$$

ہوں گے۔

آئیں اب حاصل کردہ برقی رو کو استعمال کرتے ہوئے مختلف مقامات پر برقی دباؤ حاصل کریں۔ Q_1 کے ایکٹر

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 ٹکٹر پر

$$V_{C2} = 20 - 1.173 \times 10^{-3} \times 7000 = 11.79 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ ان تمام معلومات سے

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = 6.275 - 2.39 = 3.885 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = V_{C2} - V_{E2} = 11.79 - 6.275 = 5.55 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ دونوں V_{CE} کے قیمتیں 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا دونوں ٹرانزسٹر افزاں نہ ہیں۔

یہ تمام معلومات حاصل کرتے وقت ہم تصور کر رہے تھے کہ دونوں ٹرانزسٹر افزاں نہ ہیں۔ فرض کریں کہ تمام حساب کتاب غلط ہو گا اور کیکوڈ ایمپلینیٹر صحیح کام نہیں کرے گا۔ تخلیق دیتے وقت اس بات کا خیال رکھا جاتا ہے کہ دونوں ٹرانزسٹر یک سمیتی بر قی رو گزارتے ہوئے افزاں نہ ہیں۔

مثال 6.17: مثال 6.16 میں دئے معلومات کو استعمال کرتے ہوئے کیکوڈ ایمپلینیٹر کی درمیانی تعداد پر افزائش اور بلند انقطائی تعداد f_H حاصل کریں۔

حل: Q_1 کا یک سمیتی بر قی 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 سمیتی بر قی رو Q_2 میں سے بھی گزرے گا۔ یوں

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m = \frac{1.197 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 47.88\text{ mS}$$

$$r_{be1} = r_{be2} = r_{be} \approx \frac{99}{0.04788} = 2067\text{ }\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعداد پر افزائش مساوات 6.111 کی مدد سے حاصل کرتے ہیں جس میں R_m درکار ہو گا یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{120000} + \frac{1}{24000} + \frac{1}{2067} \\ R_m &= 1873\text{ }\Omega \end{aligned}$$

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۔

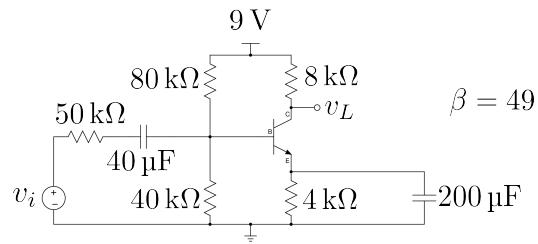
اب تک اس باب میں ہم پست انقطاعی تعداد، بلند انقطاعی تعداد اور درمیانی تعداد پر افزائش کی مثالیں دیکھتے رہے ہیں۔ آئیں ان تینوں کو یکجا کرتے ہوئے اس کا بودا خط حاصل کریں۔

مثال 6.18: شکل 6.53 میں ٹرانزسٹر کا $C_{b'e} = 2 \text{ pF}$ اور $f_t = 200 \text{ MHz}$ ہے۔ اس ایمپلینگر کی پست اور بلند انقطاعی تعداد حاصل کریں۔ درمیانی تعداد پر افزائش حاصل کرتے ہوئے افزائش کے حقیقی قیمت کا مکمل بودا خط لکھنیں۔

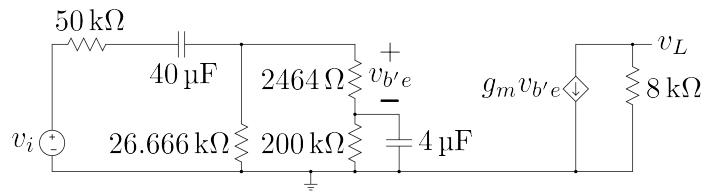
حل: یک سمی تجربی سے $I_C = 0.507 \text{ mA}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $R_B = 26.666 \Omega$ اور $V_{BB} = 3 \text{ V}$ حاصل ہوتے ہیں جس سے $r_{b'e} = 2500 \Omega$ اور $r_e = 50 \Omega$ ، $g_m = 0.02 \text{ S}$ ہیں۔

مساوات 6.67 کی مدد سے f_T کو استعمال کرتے ہوئے $C_{b'e}$ یوں حاصل ہوتا ہے

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'e} = \frac{0.02}{2\pi \times 200 \times 10^6} - 2 \times 10^{-12} = 14 \text{ pF}$$



شکل 6.53: مشترک ایمپل رکم تعددی رد عمل



شکل 6.54: مشترک ایمپل کم تعدد پر مساوی دور

الباب 6. ایکلینیکر کا تحدی و دعسل اور فائزہ

شکل 6.54 میں کم تعداد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں $\frac{C_E}{\beta+1} = 4 \mu F$ ($\beta + 1$) اور $R_E = 200 k\Omega$ استعمال کئے گئے۔ ٹرانزسٹر 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 بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ شکل میں

$$C_M = (1 + 0.02 \times 8000) 2 \times 10^{-12} = 322 \text{ pF}$$

لیتے ہوئے کل کپیسٹر کیا گیا ہے۔ کپیسٹر کے متوازی کل مزاہت کو R کہتے ہوئے

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{2464}$$

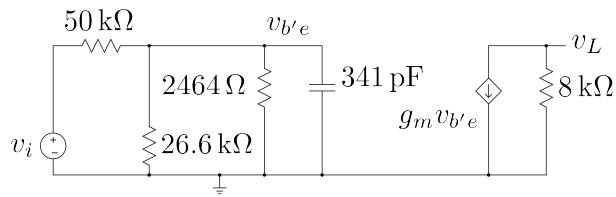
$$R = 2158 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطائی تعداد f_H

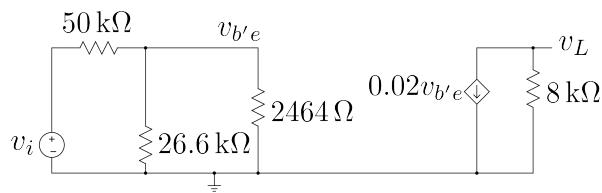
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 2158 \times 336 \times 10^{-12}} = 219 \text{ kHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

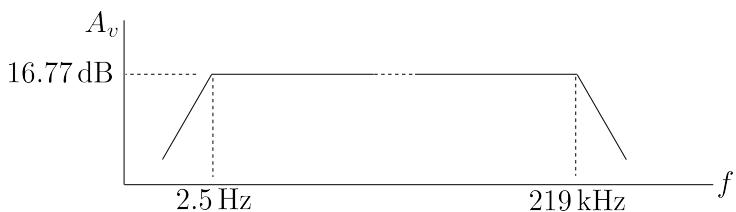
درمیانی تعداد پر شکل 6.56 حاصل ہوتا ہے جس میں متوازی جڑے $26.666 k\Omega$ اور $2.464 k\Omega$ کی کل مزاہت کو $2.255 k\Omega$ لیتے ہوئے



شکل 6.55: مشترک ایمپ کازیادہ تعدد پر مساوی دور



شکل 6.56: مشترک ایمپ کار میانی تعدد پر مساوی دور



شکل 6.57: مشترک ایمپ کار کامل بودن 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 بوڈا خط میں دکھایا گیا ہے۔

6.15 فلٹر یا چھلنی

ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعدد رکھنے والے اشارات کو گزرنے دے کو پئی گزار فلٹر⁴² یا پئی گزار چھلنی کہتے ہیں۔ اس کے برعکس ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعدد 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 بالقابل تعدد کے خط دکھائے گئے ہیں۔ حقیقت میں ایسے کامل فلٹر نہیں پائے جاتے اور حقیقی پست گزار فلٹر_H ω سے قدر بلند تعدد کے اشارات کو بھی گزارتا ہے۔ فلٹر ایسے قلیوں سے حاصل کیا جاتا ہے جس کا خط شکل 6.58 کے تریب ہو۔

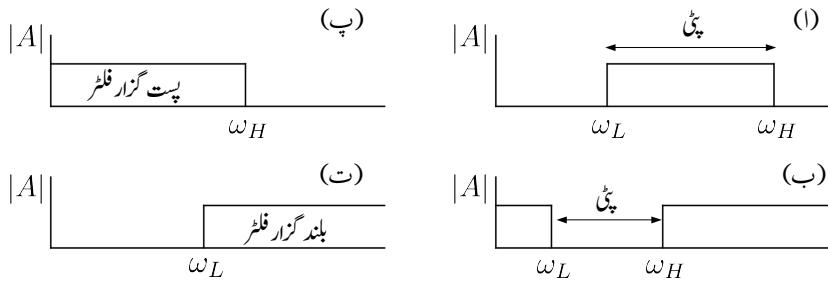
حسابی ایکلینیک استعمال کرتے ہوئے ہر قسم کے فلٹر تخلیق دئے جاتے ہیں۔ ایسے فلٹروں میں بڑ ورت فلٹر کا اپنا ایک مقام ہے۔ آئیں اس پر غور کرتے ہیں۔

6.16 بڑ ورت فلٹر (چھلنی)

کسی بھی n درجی تسلسل کو

$$s^n + c_{n-1}s^{n-1} + c_{n-2}s^{n-2} + \dots + c_2s^2 + c_1s + c_0$$

band pass filter⁴²
band stop filter⁴³



شکل 6.58: فلٹر یا چھانی کے اقسام

کی صورت میں لکھا جا سکتا ہے جہاں $s = \sigma + j\omega$ مخلوط تعدد جگہ 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 $\left(s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2 \right)$ طرز کے دو درجی کلیات کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.115) \quad \left(s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2 \right) \left(s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2 \right) \dots$$

جہاں ζ_m اور ω_m دو درجی کلیات کے مستقل ہیں۔ ζ_m کو دھیما پن کا مستقل⁴⁴ اور ω_m کو آزاد قدرتی تعدد⁴⁵ کہا جاتا ہے۔ طاقت n یعنی $n = 1, 3, 5, \dots$ کی صورت میں $\left(s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2 \right)^{\frac{n-1}{2}}$ دو درجی کلیات اور ایک عدد $(s + \omega_0)$ کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.116) \quad (s + \omega_0) \left(s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2 \right) \left(s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2 \right) \dots$$

بڑورت تسلسل⁴⁶ $B_n(s)$ میں مساوات 6.115 اور مساوات 6.116 میں تمام ω_m برابر ہوتے ہیں۔ ایسی صورت میں تمام ω_m کو یوں لکھتے ہوئے بڑورت تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.117) \quad \begin{aligned} B_n(s) &= \left(s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2 \right) \left(s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2 \right) \dots \\ B_n(s) &= (s + \omega_0) \left(s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2 \right) \left(s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2 \right) \dots \end{aligned}$$

damping constant⁴⁴
undamped natural frequency⁴⁵
Butterworth⁴⁶

جہاں پہلی تسلسل جفت n اور دوسری تسلسل طاق n کے لئے ہے۔

اسیں بڑورت تسلسل میں s کی وہ قیمتیں حاصل کریں جن پر $B_n(s)$ کی قیمت صفر ہو جاتی ہے۔ s کی یہ قیمتیں تسلسل کے صفر⁴⁷ کہلاتے ہیں۔

$s = -\omega_0$ سے $s + \omega_0 = 0$ حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.59 الف میں مخلوط سطح⁴⁸ پر اس نقطے کو دکھایا گیا ہے۔ مخلوط سطح کے افقی محور پر حقیقی اعداد جبکہ اس کے عمودی محور پر خیالی اعداد پائے جاتے ہیں۔ یوں $j\omega$ کو افقی جبکہ ω کو عمودی محور پر رکھا جائے گا۔

دو درجی قلیات

$$(6.118) \quad s^2 + 2\zeta_m \omega_0 s + \omega_0^2 = 0$$

س

$$(6.119) \quad \begin{aligned} s_1 &= s_m = -\zeta_m \omega_0 + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \\ s_2 &= s_m^* = -\zeta_m \omega_0 - j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \end{aligned}$$

صفر حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی درجی کلیا 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 باہمی جانب پائے جاتے ہیں۔ ایک صفر افقی محور کے اوپر جانب جبکہ دوسرا صفر محور کے نیچے جانب پایا جاتا ہے۔ دونوں افقی محور سے برابر فاصلے پر پائے جاتے ہیں۔ یہ عمومی نتائج ہیں۔

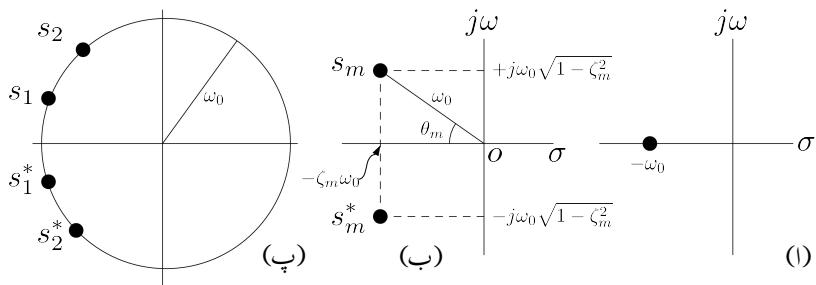
اور s_m^* کی حقیقی قیمت s_m

$$(6.120) \quad |s_m| = |s_m^*| = \omega_0$$

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 بُرورت 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 کا فاصلہ $|s_m|$ سے نقطہ o تک کا فاصلہ $|s_m|$ یعنی اس کی حتمی قیمت دکھلاتا ہے۔ اس شکل میں زاویہ θ_m دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

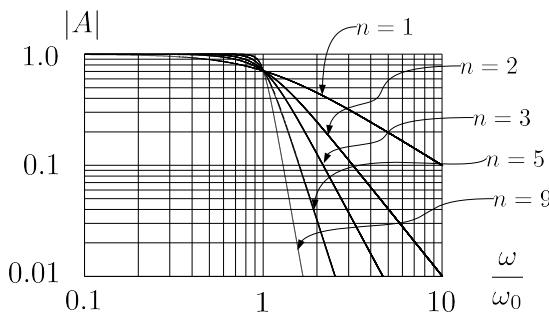
$$(6.123) \quad \cos \theta_m = \frac{\zeta_m \omega_0}{\omega_0} = \zeta_m$$

لکھا جا سکتا ہے۔

مساویات 6.122 کے تحت تمام صفروں کی حتمی قیمت ω_0 کے برابر ہے۔ یوں مخلوط سطح پر تمام صفر ω_0 رہاں 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^* اور s_2 میں افقی محور کے الٹ جانب برابر فاصلے پر ہیں۔ یہی کچھ s_2 اور s_2^* کے لئے بھی درست ہے۔ بُرورت تسلسل کے تمام صفر اسی دائرے پر عمودی محور کے باکیں جانب پائے جائیں گے۔

بُرورت 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: بڑورت پست گزار چمانی

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 جبکہ مساوات 6.123 اب بھی درست ثابت ہوتا۔ اکائی رداں کے اس دائرے کو بڑورت دائرہ⁴⁹ کہا جائے گا۔

بڑورت 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۔

$$(6.125) \quad |A(s)| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}}$$

$|A_0|$ لیتے ہوئے $|A(s)|$ کے خط کو n کی مختلف قیتوں کے لئے شکل 6.60 میں کھینچا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ n کی تمام قیتوں کے لئے $|A|$ کی قیمت ω_0 تعداد پر 3dB 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 بڑورت کے تسلسل کو جدول 6.1 میں پیش کیا گیا ہے۔ طاق n کی صورت میں بڑورت تسلسل میں $(s + 1)$ ضرور پایا جاتا ہے جبکہ بھت n کی صورت میں صرف دو درجی⁵¹ اجزاء پائے جاتے ہیں۔

Butterworth circle⁴⁹
Butterworth filter⁵⁰
quadratic⁵¹

جدول 6.1: بڑوڑتے تسلیم

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 $|B_n(s)|$ حاصل کرتے ہوئے مساوات 6.125 ثابت کریں۔

حل: جدول میں $n = 1$ کے لئے $\omega_0 = 2$ بڑوڑتے تسلیم

$$B_2(s) = s^2 + 1.414s + 1$$

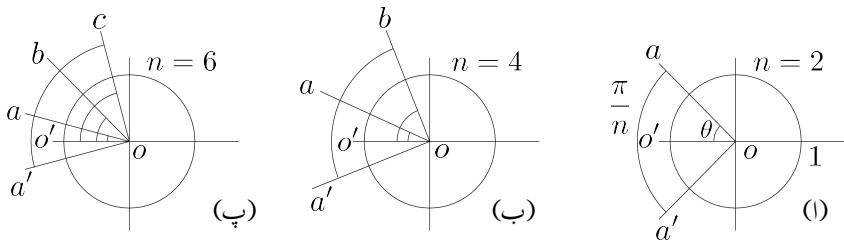
دیا گیا ہے۔ $s = j\omega$ استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} B_2(s) &= (j\omega)^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= -\omega^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= 1 - \omega^2 + j1.414\omega \end{aligned}$$

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 بُرورت دائرہ

بُرورت تسلسل میں $\omega_0 = 1$ لیتے ہوئے دو درجی اجزاء کو $(s^2 + 2\zeta s + 1)$ لکھا جاسکتا ہے جہاں ζ کو بُرورت دائرے سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ شکل 6.61 میں بُرورت دائرے سے جفت n کی صورت میں ζ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ بُرورت دائرے کا رادس⁵² ایک کے برابر ہے۔ جفت n کی صورت میں اس دائرے پر زاویہ $\angle aoo'$ کھینچا جاتا ہے جہاں یہ زاویہ $\frac{\pi}{n}$ کے برابر ہوتا ہے۔ یوں $n = 2$ کی صورت میں اس دائرے پر $\frac{\pi}{2}$ یعنی 90° کا زاویہ کھینچا جائے گا۔ اس زاویے کو یوں کھینچا جاتا ہے کہ $\angle a'oo' = \angle a'oo$ ہوں۔ شکل 6.61 الف میں ایسا کیا گیا ہے۔ $\angle aoo'$ کو θ لکھتے ہوئے ζ کو

$$(6.126) \quad \zeta = \cos \theta$$

سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں $n = 2$ کی صورت میں

$$\zeta = \cos 45 = 0.7071$$

حاصل ہوتا ہے اور بُرورت کیمیہ

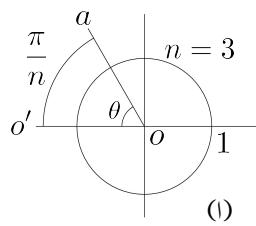
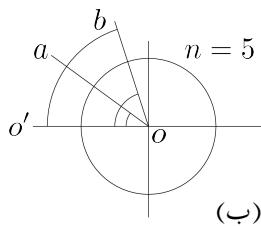
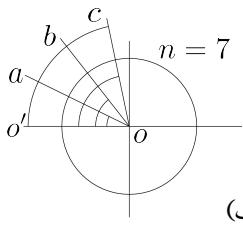
$$s^2 + 2\zeta s + 1 = s^2 + 1.4142s + 1$$

صورت اختیار کر لیگا جو جدول 6.1 کے میں مطابق ہے۔

شکل 6.61 ب میں $n = 4$ ہے۔ یوں $\angle aoo' = \angle a'oo' = \frac{\pi}{4} = 45^\circ$ ہو گا جہاں $\angle aoo' / \angle a'oo'$ ہی رکھے گئے ہیں۔ $n = 4$ کی صورت میں بُرورت کیلے میں دو درجی اجزاء دو مرتبہ پائے جاتے ہیں۔ یوں ایک اضافی زاویہ $\angle aob = 45^\circ$ بھی کھینچا جاتا ہے۔ یوں

$$\theta_1 = \angle aoo' = 22.5$$

$$\theta_2 = \angle boo' = 67.5$$



فیلٹر 6.62: طاق بُرورت دارہ

ہوں گے جن سے

$$\zeta_1 = \cos 22.5 = 0.9239$$

$$\zeta_2 = \cos 67.5 = 0.3827$$

حاصل ہوتے ہیں لمنا بُرورت 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۔ $\angle aoo'$ لیتے ہوئے

$$\zeta = \cos 60 = 0.5$$

حاصل ہوتا ہے۔ طاق بُرورت کلیے میں $(s+1)$ کا اضافی جزو پایا جاتا ہے لمنا $n = 3$ کی صورت میں بُرورت کلیے

$$(s+1) (s^2 + 2 \times 0.5 \times s + 1)$$

یعنی

$$(s+1) (s^2 + s + 1)$$

ہو گا۔ $n = 5$ کی صورت میں $\angle aoo' = \frac{\pi}{5}$ یعنی 36° کھینچنے کے بعد $\angle boo' = 36^\circ$ کھینچیں۔ یوں

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \angle aoo' \\ \theta_2 &= \angle boo' \end{aligned}$$

ہوں گے

جدول 6.1 میں $\omega_0 \neq 1$ لیتے ہوئے پہلے درجے بڑورت فلٹر کے کلیے کو

$$(6.127) \quad \frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

جبکہ دو درجی بڑورت 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 جاسکتا ہے۔

6.16.1 بڑورت فلٹر کا دور

شکل 6.63 الف میں پہلے درجے کا پست گزار بڑورت فلٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کو دیکھتے ہوئے

$$v_k = \left(\frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \right) v_i = \frac{v_i}{sRC + 1}$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_k$$

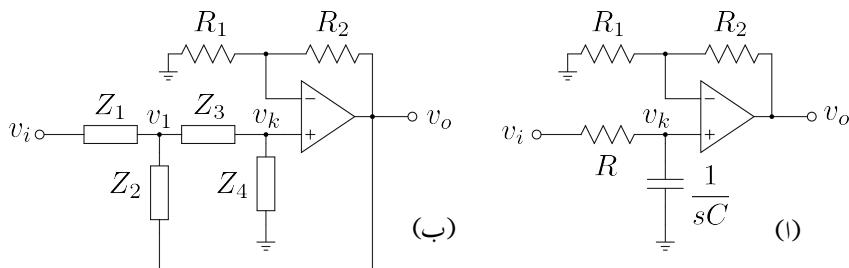
لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{1}{sRC + 1} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں

$$(6.129) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



شکل 6.63: بیرونی فلٹر

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 بیرونی فلٹر کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ شکل 6.63 اف پہلے درجے کا بیرونی فلٹر ہے۔ اور C کی جگہیں آپس میں تبدیل کرنے سے پہلے درجے کا بلند گزار بیرونی فلٹر حاصل ہوتا ہے۔ ایک درجی بیرونی 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 بیرونی فلٹر کو حل کریں۔ جو v_1 پر کرخوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

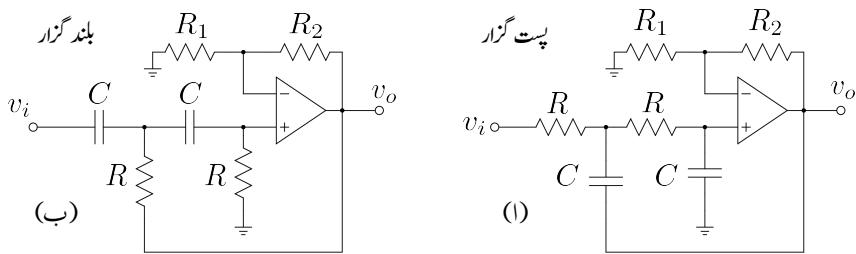
$$\frac{v_1 - v_i}{Z_1} + \frac{v_1}{Z_3 + Z_4} + \frac{v_1 - v_o}{Z_2} = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جبکہ کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے

$$v_k = \left(\frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right) v_1$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ثابت ایپلیکیشن کے لئے

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_k = A_0 v_k$$



شکل 6.64: بٹرورت پست گزار اور بلند گزار فلٹر

لکھا جا سکتا ہے۔ ان تینوں مساوات کو حل کرنے سے

$$(6.130) \quad A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_0 Z_2 Z_4}{Z_2 (Z_1 + Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_3 + Z_1 Z_4 (1 - A_0)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پست گزار فلٹر کی صورت میں Z_1 اور Z_3 مزاحمت جبکہ Z_2 اور Z_4 کمپیٹر ہوتے ہیں۔ ایسا دور شکل 6.64 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کے بر عکس بلند گزار فلٹر میں Z_1 اور Z_3 کمپیٹر جبکہ Z_2 اور Z_4 مزاحمت ہوتے ہیں۔ شکل 6.64 ب میں بلند گزار فلٹر دکھایا گیا ہے۔

شکل 6.64 الف کے لئے مساوات 6.130

$$(6.131) \quad A(s) = \frac{A_0 \left(\frac{1}{RC} \right)^2}{s^2 + \left(\frac{3-A_0}{RC} \right) s + \left(\frac{1}{RC} \right)^2}$$

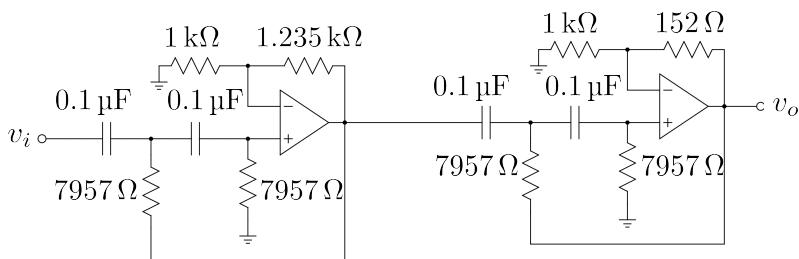
مساویات 6.131 کا مساوات 6.128 کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے

$$(6.132) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 3 - 2\zeta$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ان معلومات کے ساتھ اب ہم بٹرورت فلٹر تخلیق دے سکتے ہیں۔ $RC = \frac{1}{\omega_0}$ کو درکار 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 ایکلینیکر بنایا جاتا ہے۔ جدول 6.1



شکل 6.65: چار درجی بلند گزار بیرونی فلٹر

سے مطلوبہ دو درجی کلیات کے حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہر ح کے لئے ایک کڑی تخلیق دی جاتی ہے۔ طاق n کی صورت میں شکل 6.64 اف کے طرز پر $\frac{n-1}{2}$ کڑیوں کے علاوہ شکل 6.63 اف کے طرز پر اضافی کڑی بھی استعمال کی جاتی ہے۔ اگرچہ یہ ضروری نہیں کہ تمام کڑیوں میں بالکل یکساں قیتوں کے مزاحمت اور سپیسٹر نسب کئے جائیں، حقیقت میں ایسا ہی کیا جاتا ہے اور یوں تمام کڑیاں بالکل یکساں دکھنی ہیں۔

مثال 6.20: ایسا چار درجی بلند گزار بیرونی فلٹر تخلیق دیں جس کی $f_L = 200 \text{ Hz}$ ہو۔

حل: شکل 6.64 طرز کے دو کڑیاں زنجیری شکل میں جوڑ کر چار درجی بلند گزار فلٹر حاصل ہو گا۔ جدول 6.1 سے چار درجی فلٹر کے

$$\zeta_1 = \frac{0.765}{2} = 0.3825$$

$$\zeta_2 = \frac{1.848}{2} = 0.924$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح مساوات 6.132 سے

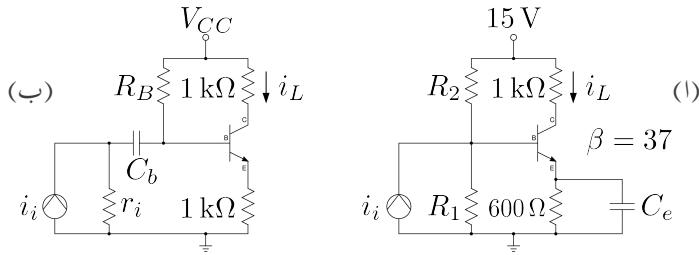
$$A_{v1} = 3 - 0.765 = 2.235$$

$$A_{v2} = 3 - 1.848 = 1.152$$

الباب 6. ایمپلینیٹر کا تحدی و دعسل اور فلٹر

چونکہ ثبت ایمپلینیٹر کی افراکش $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ کے برابر ہے لہذا پہلی کڑی کے لئے $R_2 = 1.235 R_1$ رکھنا ہو گا۔ اگر $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ رکھا جائے تو $R_2 = 1.235\text{ k}\Omega$ 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 $200\text{ Hz} = f_L$ حاصل کرنے کی خاطر اگر $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ رکھا جائے تو 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_2 اور R_1 کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ i_L کا جیٹہ زیادہ سے زیادہ ممکن ہو۔

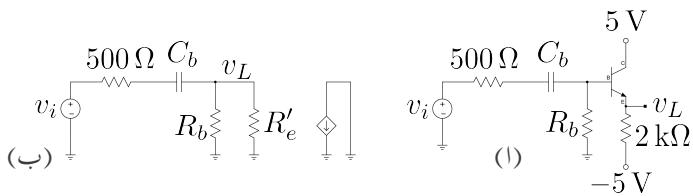
پست انقطائی نقطے 5 Hz پر رکھنے کے لئے درکار کپیسٹر C_e کی قیمت حاصل کریں۔

$A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کریں اور اس کے حقیقی قیمت کا بوڈا خط کھینچیں۔

جوابات: $R_2 = 7.6 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 3.26 \text{ k}\Omega$, $V_{BB} = 4.5 \text{ V}$, $R_B = 2.2 \text{ k}\Omega$, $I_{CQ} = 5.77 \text{ mA}$, $C_e = 548 \mu\text{F}$, $r_e = 4.3 \Omega$

$$A_i = \left(\frac{\beta R_B}{R_B + r_{be}} \right) \frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{R_B + r_{be} + \beta R_E}{R_E C_E (R_B + r_{be})}} = 34.5 \left(\frac{s + 3.04}{s + 31.66} \right)$$

سوال 6.2: شکل 6.66 ب میں $\beta = 137$ اور $r_i = 40 \text{ k}\Omega$, $R_B = 200 \text{ k}\Omega$, C_b کی قیمت کیا ہو گی؟ $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کے حقیقی قیمت کا بوڈا خط کھینچیں۔



شکل 6.67:

جوابات: $R_B \parallel r_e$ کی بنابر r_e کو نظر انداز کرتے ہوئے $C_b = 21.8 \text{ nF}$ حاصل ہوتا ہے۔ 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 الف میں R_b کی ایسی قیمت حاصل کریں کہ $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$ حاصل ہو۔ پست نقطائی تعداد کو 10 Hz پر رکھنے کی خاطر درکار C_b حاصل کریں۔

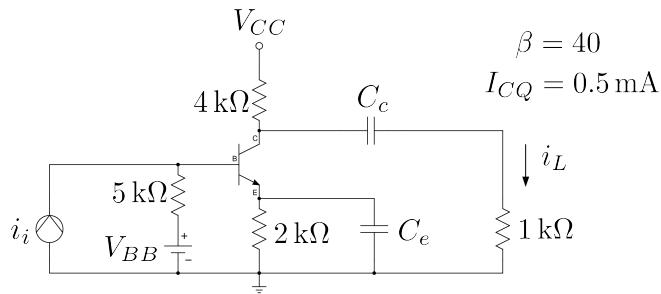
جوابات: $R_b = 10.65 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں R_e کو $(\beta + 1)$ سے ضرب دیتے ہوئے ٹرانزیستر کے میں جانب منتقل کر کے R'_e کہا گیا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہی $\omega = \frac{1}{C_b(r_i + R_b \parallel R'_e)}$ لکھا جا سکتا ہے جس سے $C_b = 1.529 \mu\text{F}$ حاصل ہوتا ہے۔

سوال 6.4: شکل 6.66 ب میں R_e کے متوازی $100 \mu\text{F}$ کپیسٹر نسب کرتے ہوئے $\frac{i_L}{i_i}$ کے حقیقی قیمت کا بوڈا خطي پھنسیں۔ $V_{CC} = 10 \text{ V}$ 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



: 6.68

- $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ کی مساوات حاصل کریں۔ r_{be} کو نظر انداز نہ کریں۔
- دونوں کپیسٹروں کی وہ قیمتیں دریافت کریں جن پر A_i کے دونوں قطب 10 rad/s پر پائے جائیں۔
- افزائش A_i کے حقیقی قیمت کا بودھ خط کھینچیں۔

جوابات:

$$A_i = \frac{-R_c r_i \beta}{(R_c + R_L)(r_i + r_{be})} \frac{s(s + w_s)}{(s + w_{q1})(s + w_{q2})}$$

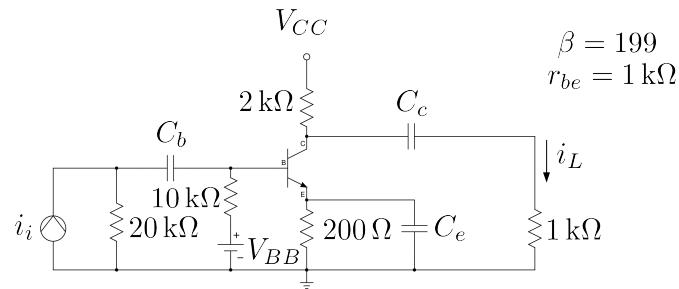
$$w_s = \frac{1}{R_e C_e}$$

$$w_{q1} = \frac{1}{(R_c + R_L) C_c}$$

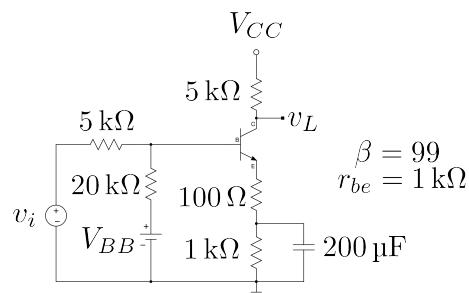
$$w_{q2} = \frac{1}{\left[Re \parallel \left(\frac{r_i + r_{be}}{\beta + 1} \right) \right] C_e}$$

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

$$C_e = 636 \mu\text{F}, C_c = 20 \mu\text{F}$$



شکل 6.69:



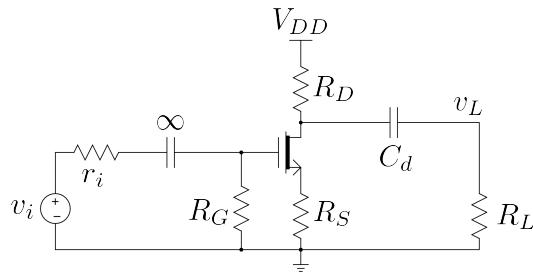
شکل 6.70:

سوال 6.6: شکل 6.69 میں پست انقطائی تعدد 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 تعدد پر افزائش 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 $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

جواب: $A_v = \frac{-26.4(s+5)}{s+38.55}$



شکل 6.71:

سوال 6.8: شکل 6.71 میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کرتے ہوئے پست انقطائی تعدد ω_L کی مساوات حاصل کریں۔ $r_o = 10 \text{ k}\Omega$ ، $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ ، $R_D = 4.7 \text{ k}\Omega$ ، $R_S = 1 \text{ k}\Omega$ جبکہ $v_i = 1 \text{ mV}$ اور $f_L = 20 \text{ Hz}$ کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر C_d کی قیمت حاصل ہو۔

$$\text{جوابات: } C_d = 55 \text{ nF}$$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d \left[R_L + \left(R_D \parallel r_o + (\mu + 1) R_S \right) \right]}$$

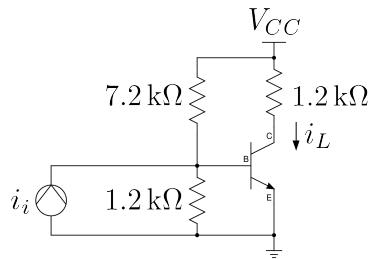
سوال 6.9: شکل 6.71 میں R_S کے متوازی لامدد کپیسٹر نسب کرتے ہوئے سوال 6.8 کو دوبارہ حل کریں۔

$$\text{جوابات: } C_d = 77 \text{ nF}$$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d (R_L + R_D \parallel r_o)}$$

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 ماسفیٹ کا بھی سورس کپیسٹر زیادہ قیمت رکھتا ہے۔

سوال 6.10: شکل 6.72 میں $\frac{i_L}{i_i} = 34 \text{ dB}$ اور بلند انقطائی تعدد 1.2 MHz ناپا جاتا ہے۔ یک سمتی بر قی روکھڑی 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

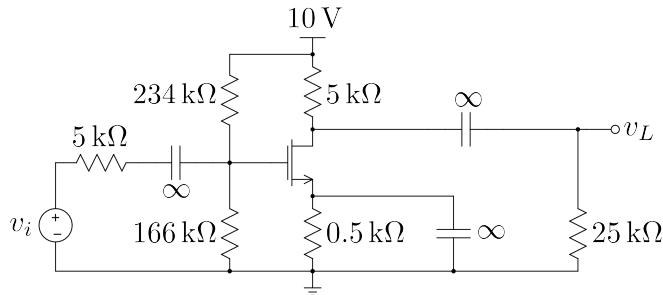
سوال 6.11: صفحہ 6.34 پر شکل 6.34 میں، $R_2 = R'_L = R_C = 1.2 \text{ k}\Omega$, $R_S = R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ ، $f_T = 200 \text{ MHz}$ ، $I_{CQ} = 10 \text{ mA}$ اور $R_E = 100 \Omega$ ہے۔ ٹرانزسٹر کی $r_{bb'} = 0$ ہے۔ درمیانی تعدد کی $A_{vD} = \frac{v_o}{v_s} = 5 \text{ pF}$ اور بلند انقطعی تعدد 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 kHz

سوال 6.12: سوال 6.11 میں، $f_H = 4.9 \text{ MHz}$ تصور کرتے ہوئے اور A_{vD} دوبارہ حاصل کریں۔ بقیا تمام معلوم جوں کے توں ہیں۔

جوابات: $R_{th} = 650 \Omega$ اور $C_{b'e} = 32 \text{ pF}$, $g_m = 0.04 \text{ S}$ ہے جو کہ $r_{b'e} = 650 \Omega$ ہے۔ $f_H = 4.9 \text{ MHz}$ کے لئے مساوات 6.84 استعمال کیا جائے گا۔ یوں حاصل ہوتا ہے کہ نہیں لہذا $A_{vD} = -1.47 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ہے۔

سوال 6.13: ایک ماسنیٹ جس کا تحدی روڈ عسل اور فسٹر ہے۔ اس کی $I_{DS} = 0.4 \text{ mA}$ ہیں اور $V_t = 1 \text{ V}$ ، $C_{gd} = 0.02 \text{ pF}$ ، $C_{gs} = 0.25 \text{ pF}$ ، $k_n = 0.4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور 333 MHz جواب:



6.73: شکل

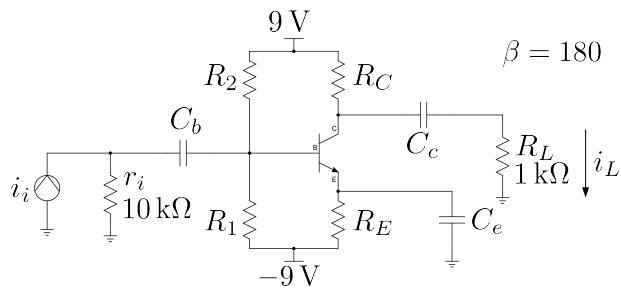
سوال 6.14: شکل 6.73 میں $C_{gd} = 0.12 \text{ pF}$ اور $C_{gs} = 1.2 \text{ pF}$ ، $V_t = 2 \text{ V}$ ، $k_n = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ میں مذکور ہے۔ ملکپسیٹر، f_T اور A_v کا f_H حاصل کریں۔

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 $f_H = 8.4 \text{ MHz}$ ہیں۔

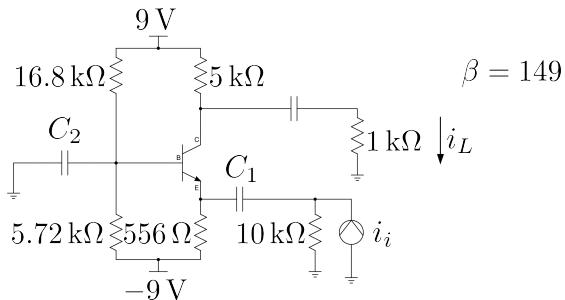
سوال 6.15: کیسکوڈ ایمپلیفیاٹر کو شکل 6.49 میں دکھایا گیا ہے جس میں $V_{CC} = 15 \text{ V}$ اور $\beta = 149$ ہے۔ $R_E = 2.5 \text{ k}\Omega$ رکھتے ہوئے R_1 اور R_2 یوں چنیں کہ $I_{C1} = 0.5 \text{ mA}$ اور $R'_2 = R'_1$ ہے۔ R'_1 یوں چنیں کہ $V_{CE1} = 2 \text{ V}$ ہو۔ R_{C2} یوں چنیں کہ $V_{CE2} = 5 \text{ V}$ حاصل 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 مزاجمت $r_i = 10 \text{ k}\Omega$ جبکہ بوجھ کی مزاجمت $1 \text{ k}\Omega$ ہے۔ زیادہ سے زیادہ A_i حاصل کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ i_i کا زیادہ سے زیادہ حصہ ٹرانزیٹر کے بیس میں سے گزرتے۔ اسی طرح خارجی جانب زیادہ سے زیادہ i_L تب حاصل ہو گا جب $R_C \gg R_L$ ہو۔ $R_B = r_i$ اور $R_C = 9R_E$ 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: $V_{BB} = 1.69 \text{ V}$ ، $I_C = 1.62 \text{ mA}$ ، $R_C = 5 \text{ k}\Omega$ ، $R_E = 556 \text{ }\Omega$ ، $R_B = 10 \text{ k}\Omega$ ، $C_e = 198 \mu\text{F}$ ، $C_b = 15.9 \mu\text{F}$ ، $C_c = 13.3 \mu\text{F}$ ، $R_1 = 24.7 \text{ k}\Omega$ ، $R_2 = 16.8 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ $A_i = -96.4 \frac{\text{A}}{\text{A}}$



شکل 6.74:

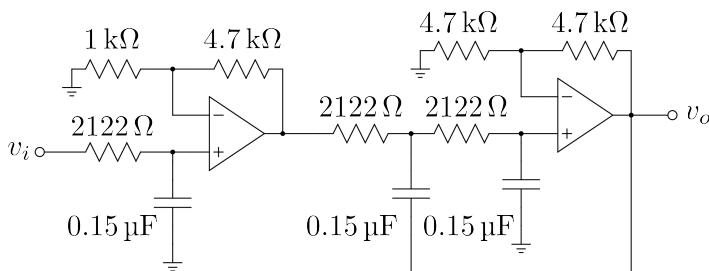


شکل 6.75:

سوال 6.17: سوال 6.16 میں استعمال شدہ ٹرانزسٹر کا $C_{b'e} = 5 \text{ pF}$ اور $f_T = 250 \text{ MHz}$ اور $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$ ہیں۔ بلند انقطائی تعداد حاصل کرتے ہوئے مکمل بوداً خط کچھیں اور اس پر پست انقطائی تعداد، بلند انقطائی تعداد اور درمیانی تعداد کی افراش A_i واضح طور پر دکھائیں۔ $A_r = \frac{v_L}{i_L} \times \frac{i_L}{i_i} = \frac{v_L}{i_i}$ ایسا کرنے کی خاطر یعنی $\frac{v_L}{i_i} = \frac{v_L}{i_L} \times \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر $i_i = A_i R_L$ 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 $C_{b'e} = 5 \text{ pF}$ ہیں۔ بلند انقطائی تعداد بھی حاصل کریں۔ بیرونی کپسیلوں کی قیمت لا محدود تصور کریں۔ $f_T = 250 \text{ MHz}$



شکل 6.76: بڑورت فلٹر کا سوال

جوابات: $f_{Hbc} = 32 \text{ MHz}$ ، $f_{Hbe} = 46.7 \text{ MHz}$ ، $C_{b'c} = 636 \text{ pF}$ ، $A_i = 0.833 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ ہیں
یہ دونوں جوابات بہت قریب قریب ہیں تاہم ہم $C_{b'c}$ سے پیدا 32 MHz کو بلند انقطائی تعداد لے سکتے ہیں۔

سوال 6.19: شکل 6.61 کی مدد سے $n = 6$ کی صورت میں تینوں k حاصل کرتے ہوئے بڑورت 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 بڑورت 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 بڑورت فلٹر کھایا گیا ہے۔ اس کی پیچان 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۔

الباب 7

واپسی ادوار

عموماً نظام کے مستقبل کی کارکردگی اس کے موجودہ نتائج پر منحصر ہوتی ہے۔ ایسے نظام جو اپنی موجودہ کارکردگی کے نتائج کو دیکھتے ہوئے مستقبل کی کارروائی کا فیصلہ کرتے ہیں کو واپسی نظام¹ کہا جائے گا۔

انسانی جسم 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 نہیں 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

feedback system¹

کو واپسی اشارہ² کہا جائے گا۔ یہاں یہ بتلاتا چلوں کہ یہ ضروری نہیں کہ واپسی ادوار کو داخلی اشارہ ہر صورت مہیا کیا جائے۔ مرتعش³ اس قسم کے ادوار کی ایک اہم قسم ہے جنہیں داخلی اشارہ درکار نہیں۔ مرتعش پر اگلے باب میں غور کیا جائے گا۔

7.1 ایکلینیفارٹ کی جماعت بندی

ایکلینیفارٹ کا داخلی اشارہ برقی دباؤ یا برقی رو ہو سکتا ہے۔ اسی طرح اس کا خارجی اشارہ برقی دباؤ یا برقی رو ہو سکتا ہے۔ یوں ایکلینیفارٹ کو چار ممکنہ جماعتوں میں تقسیم کیا جاسکتا ہے جنہیں جدول 7.1 میں دکھایا گیا ہے۔

جدول 7.1: ایکلینیفارٹ کی جماعت بندی

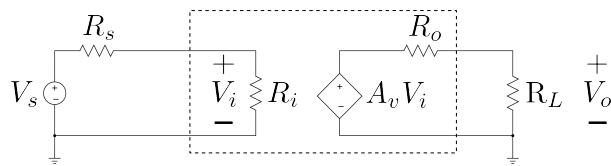
داخلی اشارہ	خارجی اشارہ	ایکلینیفارٹ کی جماعت	افراٹش
A_v	برقی دباؤ	برقی دباؤ ایکلینیفارٹ	
A_i	برقی رو	برقی رو ایکلینیفارٹ	
A_g	برقی رو	موصل نمائیکلینیفارٹ	
A_r	برقی دباؤ	مزاحت نمائیکلینیفارٹ	

ہم برقی دباؤ ایکلینیفارٹ سے توقع کرتے ہیں کہ یہ داخلی برقی دباؤ کو A_v گناہ بڑھا کر خارج کرے گا۔ یوں اگر اس ایکلینیفارٹ پر خارجی جانب R_{L1} بوجھ لادا جائے اور ایکلینیفارٹ کو V_s اشارہ داخلی جانب مہیا کیا جائے تو ہم توقع کریں گے کہ بوجھ پر خارجی برقی دباؤ پایا جائے گا۔ اب اگر بوجھ کو تبدیل کرتے ہوئے R_{L2} کر دیا جائے ہم تب بھی توقع کریں گے کہ خارجی برقی دباؤ $A_v V_s$ ہی رہے گا۔ اسی طرح اگر داخلی اشارے کی مزاحت R_s کر دیا جائے تو ہم توقع کرتے ہیں کہ اس کا خارجی برقی دباؤ پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس تمام کا مطلب ہے کہ A_v پر R_s اور R_{L1} کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔ ہم بقیا تین قسم کے ایکلینیفارٹ سے بھی توقع کرتے ہیں کہ ان کی افراٹش پر بھی R_s اور R_{L1} کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔

feedback signal²
oscillator³

⁴ اور بیات میں واپسی ادوار پر غور کرتے ہوئے اشارات کو بڑے حروف تہجی سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ اس باب میں ہم بھی ایسا ہی کریں گے

تھیون مساوی دور



شکل 7.1: برقی دباؤ ایکلیفیٹر کا مساوی تھیون دور

7.1.1 برقی دباؤ ایکلیفیٹر

برقی دباؤ ایکلیفیٹر کا مساوی تھیون دور شکل 7.1 میں نقطہ دار لکیر میں بند دکھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارہ V_s مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بوجھ R_L لادا گیا ہے۔ داخلی اشارہ کی مراجعت R_s ہے۔ داخلی جانب برقی رو کو I_i لکھتے ہوئے کر خوف 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

$$(7.3) \quad V_o = A_v V_s \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = A_v \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

اس مساوات کے تحت افراکش کی قیمت اشارے کے مزاجمت R_s اور بوجھ کے مزاجمت R_L پر منحصر ہے جب کہ ایسا نہیں ہونا چاہیے۔ آئیں دیکھیں کہ R_s اور R_L کے اثر کو کیسے ختم یا کم سے کم کیا جا سکتا ہے۔

برقی دباو ایکلیفائر 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 ایکلیفائر جس کی کل افراکش A_V کا دارومند اشارے کی مزاجمت R_s اور بوجھ کے مزاجمت R_L پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_V کی قیمت اٹل ہو کو برقی دباو ایکلیفائر کہتے ہیں۔ شکل 7.1 میں دکھایا، مساوات 7.4 پر پورا اترتادور کامل برقی دباو ایکلیفائر کا دور ہے۔

حقیقی برقی دباو ایکلیفائر مساوات 7.4 کی بجائے مساوات 7.6 پر پورا اترتاتا 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

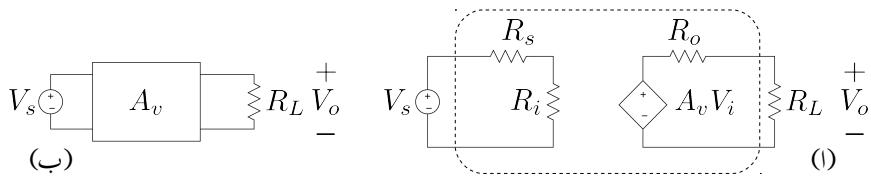
$$(7.7) \quad A_V \approx A_v$$

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

$$(7.8) \quad A_v = \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty}$$

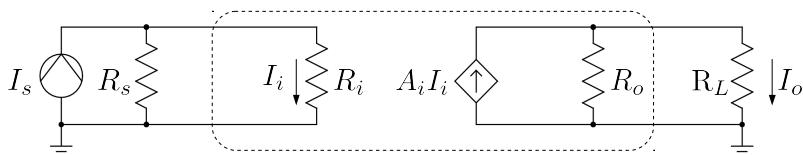
المذا A_v کو ایکلیفائر کی لامحدود بوجھ کے مزاجمت پر افراکش برقی دباو پکارا جاتا ہے۔ اسے بے بوجھ ایکلیفائر کی افراکش برقی دباو بھی پکارا جا سکتا ہے۔

شکل 7.2 الف میں برقی دباو ایکلیفائر میں داخلی اشارے کی مزاجمت R_s کو بھی ایکلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا سادہ ڈبہ نما شکل دکھایا گیا ہے۔



فہل 7.2: برقی دباؤ ایکلیپسیاٹر کا سادہ ڈبہ نمائش

نارٹن مساوی دور



فہل 7.3: برقی رو ایکلیپسیاٹر کا مساوی نارٹن دور

برقی رو ایکلیپسیاٹر 7.1.2

برقی رو ایکلیپسیاٹر کا مساوی نارٹن دور فہل 7.3 میں نقطہ دار کلیر میں بند کھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارہ I_s مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بو جھ 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 افزائش بر قی 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

$$(7.14) \quad A_I \approx A_i$$

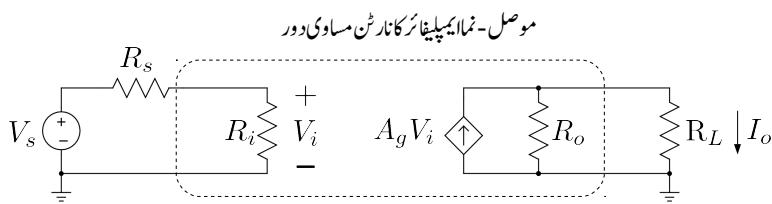
ایسا ایکلینیفار جس کی افزائش A_I کا دار و مدار داخلی یہودی مزاحمت R_s اور خارجی یہودی مزاحمت R_L پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_I کی قیمت اٹل ہو کو برق رو ایکلینیفار کہتے ہیں۔ بر قی رو ایکلینیفار مساوات 7.13 کے تحت ہی تخلیق دئے جاتے ہیں تاکہ ان کی افزائش زیادہ سے زیادہ ہو اور اس کی قیمت خارجی مزاحمت پر منحصر نہ ہو۔ کامل بر قی رو ایکلینیفار میں $0 = R_i = R_o = \infty$ اور $R_L = 0$ کی صورت میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ

$$(7.15) \quad \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{R_L=0} = A_i$$

حاصل ہوتا ہے، لہذا A_i کو صفر بوجہ کے مزاحمت پر ایکلینیفار کی افزائش بر قی رو پکارا جائے گا۔

7.1.3 موصل نما ایکلینیفار

آپ نے بر قی دباؤ اور بر قی رو ایکلینیفار کے مساوی دور دیکھے۔ دباؤ ایکلینیفار کا تھونن مساوی جبکہ رو ایکلینیفار کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ یہاں اس بات کا سمجھنا ضروری ہے کہ جہاں بر قی دباؤ کی بات کی جائے وہاں تھونن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے اور جہاں بر قی رو کی بات کی جائے وہاں نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ بر قی دباؤ ایکلینیفار داخلی بر قی دباؤ کو بڑھاتا ہے لہذا داخلی جانب اشارہ منبع کا تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ اسی طرح چونکہ یہ ایکلینیفار بر قی دباؤ ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب ایکلینیفار کا تھونن مساوی دور ہی استعمال کیا گیا۔



شکل 7.4: موصل نما ایمپلیناٹر کا مساوی دور

برقی رو ایمپلیناٹر کا داخلی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا داخلی جانب اشارہ منبع کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ اسی طرح یہ ایمپلیناٹر برقی رو ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب بھی نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔

موصل نما ایمپلیناٹر کا داخلی اشارہ برقی دباؤ جبکہ اس کا خارجی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا اس کا تجزیہ کرتے وقت داخلی جانب اشارہ منبع کا تھوڑن جبکہ اس کے خارجی جانب نارٹن مساوی دور استعمال کیا جائے گا۔ شکل 7.4 میں موصل نما ایمپلیناٹر کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ موصل نما ایمپلیناٹر 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

$$(7.17) \quad A_G = \frac{I_o}{V_s} = A_g \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

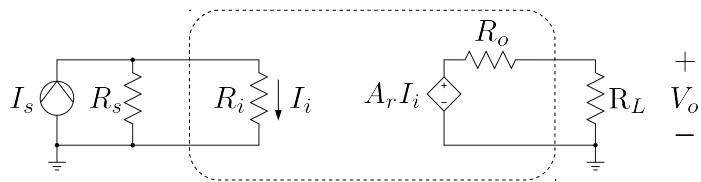
مساوات 7.16 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $R_L = 0$ کی صورت میں $\frac{I_o}{V_i}$ کی قیمت A_g کے برابر ہے یعنی

$$(7.18) \quad \left. \frac{I_o}{V_i} \right|_{R_L=0} = A_g$$

اسی طرح

$$(7.19) \quad \begin{aligned} R_i &\gg R_s \\ R_o &\gg R_L \end{aligned}$$

مزاحمت - نما ایکلینیٹر کا تھیوں مساوی دور



شکل 7.5: مزاحمت نما ایکلینیٹر کا مساوی دور

کی صورت میں مساوات 7.17 سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.20) \quad A_G \approx A_g$$

ایسا ایکلینیٹر جس کی افزائش A_G کا دارو مدار R_s اور مزاحمت R_L پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_G کی قیمت اٹل ہو کو موصل نہ ایکلینیٹر کہتے ہیں۔

7.1.4 مزاحمت نما ایکلینیٹر

شکل 7.5 میں مزاحمت نما ایکلینیٹر دکھایا گیا ہے جس کا داخلی اشارہ برقی رو I_i اور خارجی اشارہ برقی 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 $\frac{V_o}{I_i} = \infty$ کی قیمت A_r کے برابر ہو گی یعنی

$$(7.22) \quad \left. \frac{V_o}{I_i} \right|_{R_L=\infty} = A_r$$

المذا A_r کو لامدد مزاحمت پر ایکلینیٹر 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

$$(7.24) \quad R_i \ll R_s \\ R_o \ll R_L$$

کی صورت میں مساوات 7.23 کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(7.25) \quad A_R \approx A_r$$

لیعنی اس صورت ایکپلینیٹر کی مزاحمت نما افزائش کا درود مدار R_s اور R_L پر نہیں۔

مثال 7.1: شکل 7.1 میں بوجھ کے مزاحمت R_L میں برقی رو کی قیمت $\frac{V_o}{R_L}$ کے برابر ہے۔ $\frac{I_o}{V_s}$ کی شرح کو موصل نما افزائش تصور کرتے ہوئے ثابت کریں کہ اسے موصل نما ایکپلینیٹر تصور نہیں کیا جا سکتا۔

حل:

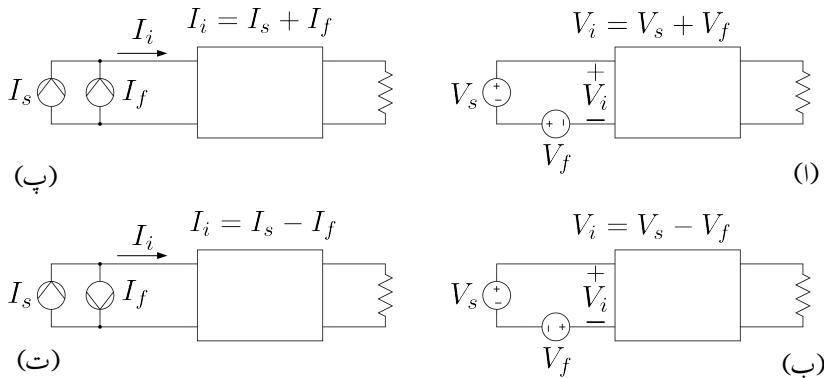
$$A_G = \frac{I_o}{V_s} = \frac{I_o}{V_o} \times \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{R_L} \times A_V$$

اس مساوات کے تحت A_G کی قیمت بوجھ کے مزاحمت R_L کے قیمت پر منحصر ہے۔ ایکپلینیٹر کی افزائش کی قیمت بوجھ کے مزاحمت کے قیمت پر منحصر نہیں ہو سکتی لہذا اسے موصل نما ایکپلینیٹر تصور نہیں کیا جا سکتا۔

7.2 واپسی اشارہ

مندرجہ بالا حصے میں ہم نے چار اقسام کے ایکپلینیٹر دیکھے۔ اس حصے میں ان میں واپسی اشارہ شامل کرنے کی ترکیب دکھائی جائے گی۔ واپسی اشارے کو ایکپلینیٹر کے داخلی اشارے کے ساتھ جمع یا اس سے منفی کیا جاتا ہے۔

شکل 7.6 الف میں واپسی اشارے V_f کو برقی دباو اشارے V_s کے ساتھ جمع کرنا دکھایا گیا ہے جبکہ شکل 7.6 ب میں V_s کو V_f سے منفی کرنا دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں واپسی اشارے I_f کو برقی رو اشارے I_s کے ساتھ جمع



حکم 7.6: اشارات کو آپس میں جمع اور منفی کرنے کے طریقے

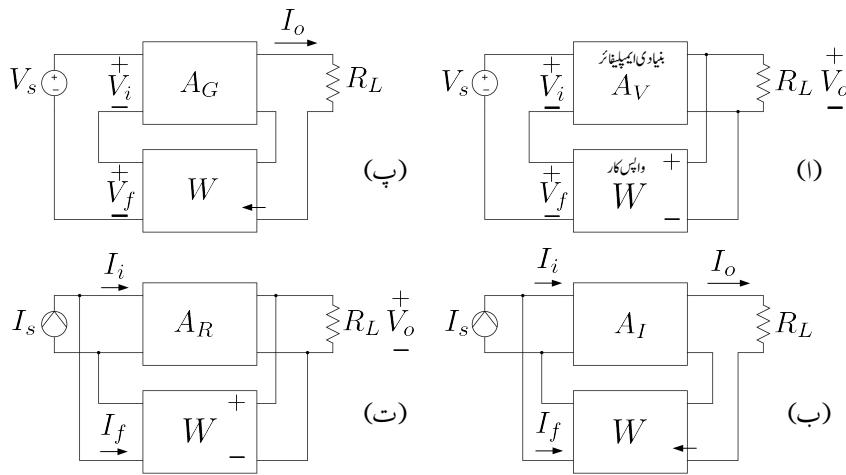
کرنا دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ت میں I_f کو منفی کرنا دکھایا گیا ہے۔ بر قی دباؤ اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں سلسلہ وار جوڑا جاتا ہے جبکہ بر قی رو اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں متوازی جوڑا جاتا ہے۔ بر قی دباؤ اشارے کو کسی صورت بر قی رو اشارے کے ساتھ جمع یا منفی نہیں کیا جاسکتا۔⁵

شکل 7.6 ب میں دکھائے بر قی دباؤ ایمپلیفائر کو مثال بناتے ہیں۔ بر قی دباؤ ایمپلیفائر داخلي جانب اشارات کو بر قی دباؤ کی صورت میں حاصل کرتا ہے لہذا اس کے داخلی جانب وابی اشارہ بھی بر قی دباؤ کی صورت میں ہو گا۔ وابی اشارے کو ایمپلیفائر کے خارجی اشارے سے حاصل کیا جاتا ہے۔ V_o سے V_f حاصل کرنے والے دور، جس کو واپس کار⁶ کہتے ہیں، کوڈبے کی شکل سے دکھاتے ہوئے شکل 7.7 الف حاصل ہوتا ہے جسے واپسی برق دباؤ ایمپلیفائر کہا جائے گا۔ اس شکل میں اوپر والا ڈبہ بنیادی بر قی دباؤ ایمپلیفائر ہے جبکہ نچلا ڈبہ واپس کار ہے۔ واپس کار کا داخلی اشارہ V_o ہے جبکہ اس کا خارجی وابی اشارہ V_f ہے۔ واپس کار کا داخلی اشارہ بنیادی ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے متوازی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ V_s کو V_f کے ساتھ سلسلہ وار جوڑا گیا ہے۔

اس شکل میں وابی اشارے V_s کو اشارہ V_f سے منفی کیا گیا ہے اور یوں اس ایمپلیفائر کو منفی واپسی برق دباؤ ایمپلیفائر⁷ کہا جائے گا۔ اگر V_s کو V_f کے ساتھ جمع کیا جاتا ہے تو اسے جمع واپسی برق دباؤ ایمپلیفائر⁸ کہا جاتا ہے۔ اس باب میں منفی واپسی ایمپلیفائر پر ہی بحث کی جائے گی۔ اگلے باب میں جمع واپسی ادوار کا استعمال کیا جائے گا۔

⁵ اپ جانتے ہیں کہ آلوار ٹیکڑا کو آپس میں جمع یا منفی نہیں کیا جاسکتا۔ اسی طرح بر قی دباؤ کو صرف اور صرف بر قی دباؤ کے ساتھ ہی جمع یا اس سے منفی کیا جاسکتا ہے۔

⁶ feedback circuit
⁷ negative feedback voltage amplifier
⁸ positive feedback voltage amplifier



شکل 7.7: واپسی ایکپلینیٹر کے اقسام

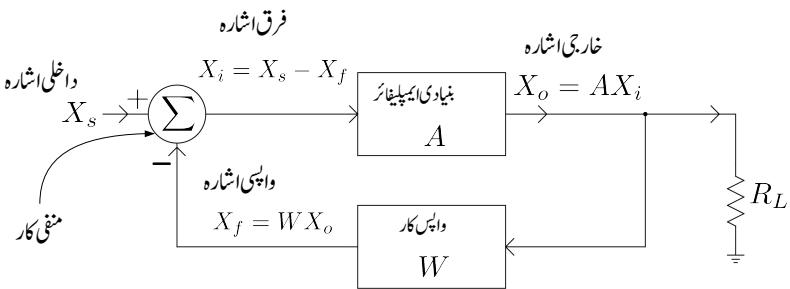
شکل 7.7 ب میں برقی رو ایکپلینیٹر میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے۔ بنیادی ایکپلینیٹر کے داخلی جانب I_s سے منفی کیا گیا ہے۔ یوں اس مکمل دور کو منفی واپسی برقی رو ایکپلینیٹر⁹ کہا جائے گا۔ واپسی اشارے کو خارجی اشارہ I_o سے حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکپلینیٹر کے خارجی جانب کے ساتھ سلسلہ وار جوڑا گیا ہے تاکہ خارجی برقی رو I_o واپس کار کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا جاسکے۔

یہاں رک کر اس بات کو سمجھیں کہ خارجی برقی دباؤ V_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتے وقت واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکپلینیٹر کے خارجی جانب متوازی جوڑا جاتا ہے جبکہ خارجی برقی رو I_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتے وقت واپس کار کا داخلی جانب اور بنیادی ایکپلینیٹر کا خارجی جانب سلسلہ وار جوڑے جاتے ہیں۔ واپسی اشارہ از خود برقی دباؤ یا برقی رو کی صورت میں ہو سکتا ہے۔

شکل 7.7 پ میں موصل نما ایکپلینیٹر میں واپسی اشارہ شامل کرنا دکھایا گیا ہے۔ یہاں بنیادی ایکپلینیٹر کا خارجی اشارہ برقی رو I_o ہے جس سے واپسی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے لہذا واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکپلینیٹر کے خارجی جانب سلسلہ وار جوڑا گیا ہے۔ واپس کار کا خارجی اشارہ برقی دباؤ V_f ہے جسے V_s سے منفی کیا گیا ہے۔

شکل 7.7 ت میں مزاحمت نما ایکپلینیٹر میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے جسے آپ خود سمجھ سکتے ہیں۔

⁹ negative feedback current amplifier⁹



شکل 7.8: بنیادی وابی ایکلینیفار

جہاں متن سے واضح ہو وہاں ان ایکلینیفار کے پورے نام کی جگہ صرف وابی ایکلینیفار کا نام استعمال کیا جائے گا۔

7.3 بنیادی کارکردگی

ٹرانزسٹر ایکلینیفار کے دور میں ٹرانزسٹر کا ریاضی نمودرمند کرتے ہوئے انہیں کرخوف کے قوانین سے حل کرنے سے آپ بخوبی واقف ہیں۔ وابی ایکلینیفار کو بھی اسی طرح حل کرنا ممکن ہے البتہ انہیں یوں حل کرنے سے وابی عمل کی وضاحت نہیں ہوتی۔ اس حصے میں ہم وابی ایکلینیفار کو اس طرح حل کریں گے کہ ان میں وابی اشارے کا کردار اجاگر ہو۔

وابی ادوار کے تین جزو ہیں۔ پہلا جزو بنیادی ایکلینیفار، دوسرا جزو جمع کار (یا منفی کار) اور تیسرا جزو وابس کار۔ شکل 7.8 میں ان تینوں اجزاء کو دکھایا گیا ہے۔

یہاں بنیادی ایکلینیفار سے مراد حصہ 7.1 میں دکھائے چار قسم کے ایکلینیفار میں سے کوئی بھی ہو سکتا ہے۔ اشارے کی مزاحمت R_s کو یہاں بنیادی ایکلینیفار 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 وابس کار کا داخلی جانب بھی ایکلینیفار کے خارجی جانب نسب ہے اور A وابس کار کے بوجھ کو بھی شامل کرتے حاصل کیا جاتا ہے۔ اس کی وضاحت حصہ 7.8 میں کی جائے گی۔ ایکلینیفار کے داخلی

اشارے X_f کو X_s یا I_s کو جکہ اس کے خارجی اشارے X_0 یا I_0 کو اسی طرح واپسی اشارے V_f یا V_0 کو لکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ یوں اس شکل میں بنیادی ایکپلینیٹر اشارہ X_i کو بڑھا کر بطور X_0 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، کپیسٹر 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 X_0 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 i خارج کرتا ہے یعنی

$$(7.29) \quad X_i = X_s - X_f$$

اس میں مساوات 7.28 استعمال کرتے

$$(7.30) \quad X_i = X_s - WX_o$$

ملتا ہے جس میں مساوات 7.27 کے استعمال سے

$$\frac{X_o}{A} = X_s - WX_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کو X_0 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 ایکسپلیفارر میں $|A| < |A_f| > |A|$ ہوتا ہے جبکہ ثابت واپسی ایکسپلیفارر میں ہوتا ہے۔

مثال 7.2: ایک ایکسپلیفارر جس کا $A = 99$ ہے میں واپسی اشارے کی شمولیت سے واپسی ایکسپلیفارر تخلیق دیا جاتا ہے۔ $W = 0.01$ اور $W = 0.1$ پر واپسی ایکسپلیفارر کی افزائش A_f حاصل کریں۔

حل:

مساوات 7.31 کی مدد سے $W = 0.01$ پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.01 \times 99} = 49.749$$

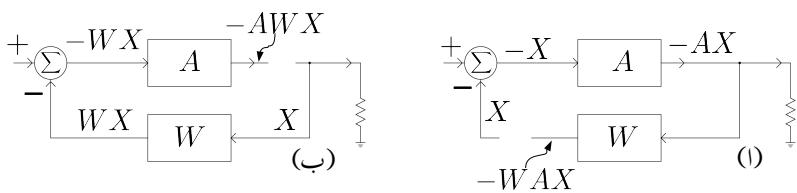
جبکہ $W = 0.1$ پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.1 \times 99} = 9.0826$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی واپسی ایکسپلیفارر کی افزائش واضح طور کم ہوئی ہے۔

7.3.1 افزائشی دائرہ

واپسی ایکسپلیفارر میں بنیادی ایکسپلیفارر اور واپسی دور بند دائرے کی شکل میں آپس میں جوڑے جاتے ہیں۔ شکل 7.9 اف میں اس دائرے کو واپسی دور کے خارجی نقطے پر کھلے سرے کر دیا گیا ہے جبکہ داخلی اشارے کو منقطع کر دیا گیا



شکل 7.9: بنیادی و اپسی ایمپلینیٹر کا شرح دائرہ

ہے۔ فرض کریں کہ اس نقطے کے باہمی جانب اشارہ X پایا جاتا ہے۔ اس نقطے سے دائرے میں گھڑی کے سمت چلتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اشارہ X پہلے -1 سے ضرب ہو کر $-X$ ہوتا ہے۔ اس کے بعد ایمپلینیٹر سے گزرتے ہوئے A سے ضرب ہو کر AX ہے۔ ہو جاتا ہے اور آخر کار واپسی دور سے گزرتے ہوئے W سے ضرب کھا کر $-WAX$ ہے۔ جاتا ہے۔ یوں یہ اشارہ پورے دائرے سے گزرتے ہوئے $-WA$ سے ضرب ہوتا ہے جسے واپسی ایمپلینیٹر کا افراشی دائرہ¹¹ کہا جائے گا۔ شکل ب میں دائرے کو ایک اور جگہ سے کھلے سرے کرتے ہوئے یہی عمل دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دائرے کو کہیں سے بھی کھلے سرے کرتے ہوئے اس نقطے سے گھڑی کی سمت پورا چکر کاٹتے ہوئے اشارہ $-WA$ سے ہی ضرب ہوتا ہے۔

7.3.2 بنیادی مفروضے

واپسی ایمپلینیٹر پر بات کرتے ہوئے مندرجہ ذیل مفروضے تصور کئے جائیں گے۔

1. واپس کار کے مستقل W کی قیمت پر بوجھ کے مزاحمت R_L اور اشارے کے مزاحمت R_s کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔

2. بنیادی ایمپلینیٹر کی افزائش A کے قیمت پر بوجھ کے مزاحمت R_L کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔

3. داخلی اشارہ صرف اور صرف بنیادی ایمپلینیٹر 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 ایمپلینیٹر میں ٹرانزستر کا g_m یا صفر کرنے سے A کی قیمت صفر کی جاسکتی ہے۔)

loop gain¹¹

اس مفروضے کے تحت واپس کار میں اشارہ صرف اور صرف واپسی ایکسپلیفاٹر کے خارجی جانب سے داخلی جانب گزر سکتا ہے۔ حقیقت میں واپس کار عموماً مزاحمت، کمپیٹر وغیرہ سے بنا ہوتا ہے اور اس میں اشارہ دونوں جانب گزر سکتا ہے۔ ہم دیکھیں گے کہ اس کے باوجود حقیقی ایکسپلیفاٹر میں پھر بھی اس مفروضے پر چلتے ہوئے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں۔

4. خارجی اشارہ صرف اور صرف واپس کار سے گزرتے ہوئے داخلی جانب پہنچ سکتا ہے۔

اس مفروضے کے تحت اشارہ بنیادی ایکسپلیفاٹر میں گزرتے ہوئے خارجی جانب سے داخلی جانب نہیں پہنچ سکتا۔ اس کا مطلب ہے کہ اگر واپس کار کے مستقل W کی قیمت صفر کر دی جائے تو واپسی اشارے کی قیمت بھی صفر ہو جائے گی۔

7.4 واپسی ایکسپلیفاٹر کی خوبیاں

منفی واپسی ایکسپلیفاٹر افزائش گھٹاتا ہے جبکہ ایکسپلیفاٹر کا بنیادی مقصد ہی اس کی افزائش ہے۔ اس کے باوجود منفی واپسی ایکسپلیفاٹر کا استعمال عام ہے۔ منفی واپسی ایکسپلیفاٹر افزائش گھٹاتے ہوئے ایکسپلیفاٹر کی متعدد اہم خوبیوں کو بہتر کرتا ہے۔ اس حصے میں انہیں پر غور کیا جائے گا۔

7.4.1 متعلق افزائش

درجہ حرارت میں تبدیلی، عمر سیدگی یا ٹرانزسٹر وغیرہ کی تبدیلی سے کسی بھی ایکسپلیفاٹر کی افزائش متاثر ہوتی ہے۔ آئیں ایک مثال سے دیکھیں کہ واپسی ایکسپلیفاٹر میں افزائش کے تبدیلی کو کس طرح گھٹایا جاتا ہے۔

مثال 7.3: ایک بنیادی ایکسپلیفاٹر 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 ایکسپلیفاٹر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے جہاں $W = 0.1$ ہے۔ ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد واپسی ایکسپلیفاٹر کی افزائش حاصل کریں اور ان میں تبدیلی کی فی صد شرح حاصل کریں۔

حل:

بنیادی ایکپلینیاٹ میں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{45 - 50}{45} \right| \times 100 = 11.11\%$$

ہے۔ واپسی ایکپلینیاٹ میں ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے A_f اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد A_{f1} مندرجہ ذیل ہیں

$$A_f = \frac{50}{1 + 0.1 \times 50} = 8.3333$$

$$A_{f1} = \frac{45}{1 + 0.1 \times 45} = 8.1818$$

یوں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{8.1818 - 8.3333}{8.3333} \right| \times 100 = 1.818\%$$

ہے۔

آپ نے دیکھا کہ بنیادی ایکپلینیاٹ میں 11.11 فی صد تبدیلی آئی جبکہ واپسی ایکپلینیاٹ میں صرف 1.818 فی صد تبدیلی آئی۔ یوں ایکپلینیاٹ 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 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 کیجے سکتے ہیں کہ وابی ایکلینیاٹر میں کل افزائش M گناہگتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کل افزائش M گناہگتی ہے۔ یوں ایکلینیاٹر 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

$$(7.34) \quad |WA| \gg 1$$

ہو تو مساوات 7.31 مندرجہ ذیل سادہ صورت اختیار کر لیتے 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 وابی ایکلینیاٹر کی افزائش صرف اور صرف واپس کار کے W پر مختص ہوتی ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر ہوا، واپس کار کو عموماً مزاحمت وغیرہ سے بنایا

جاتا ہے۔ بر قیتی پر راجات میں ٹرانزسٹر، ماسفیٹ اور ڈائیوڈ وغیرہ کی کارکردگی درجہ حرارت یا وقت کے ساتھ تبدیل ہوتی ہے۔ ان کے بر عکس مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ میں ایسی تبدیلیاں نہایت کم ہوتی ہیں۔ یوں درجہ حرارت یا وقت کے ساتھ واپس کار کی W کے تبدیل کو رد کیا جا سکتا ہے جس سے واپسی ایکلینیکر کی افزائش نہایت مستحکم ہو جاتی ہے۔

مستحکم ایکلینیکر تخلیق دینے کا طریقہ ایک مثال کی مدد سے سمجھتے ہیں۔

مثال 7.4: موصل نما ایکلینیکر تخلیق دیتے وقت درجہ حرارت کے تبدیلی سے توقع کی جاتی ہے کہ بغیر واپسی اشارے کے ایکلینیکر کی افزائش میں 5% تبدیلی رونما ہو گی جو کہ قابل قبول نہیں۔ زیادہ سے زیادہ 0.4% تبدیلی قابل برداشت ہے۔ ایک عدد موصل نما واپسی ایکلینیکر تخلیق دیں جس کی افزائش $V/45^A$ ہو اور اس میں تبدیلی 0.4% سے تجاوز نہ کرے۔

حل:

ایسی صورت میں بنیادی ایکلینیکر کی افزائش A کو ضرورت سے M گنازیادہ رکھ کر اسے تخلیق دیا جاتا ہے۔ اس ایکلینیکر 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 ایکلینیکر کی واپسی افزائش M گناہم ہونے کے ساتھ ساتھ M گنا مستحکم بھی ہو جاتی ہے۔

موجودہ صورت میں تمام معلومات فی صد کی صورت میں دی گئی ہیں۔ مساوات 7.32 کو استعمال کرتے ہوئے اگر بنیادی ایکلینیکر کی افزائش میں تبدیلی یعنی dA کی قیمت پانچ فی صد ہے تو A کی قیمت سونی صد ہو گی۔ اسی طرح اگر dA_f کی قیمت آدھانی صد ہو تو A_f کو سونی صد تصور کیا جائے گا۔ یوں

$$\begin{aligned}\frac{dA}{A} &= M \left(\frac{dA_f}{A_f} \right) \\ \frac{5}{100} &= M \left(\frac{0.5}{100} \right) \\ M &= 10\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس ایکلینیکر کو دس گنا مستحکم کرنے کی ضرورت ہے۔

لہذا ہم ایسا یکپلینیاٹر تخلیق دیں گے جس کی واپسی اشارہ شامل کرنے سے پہلے افراکش درکار قیمت سے M گنا زیادہ ہو لینے A کی قیمت $450 = 45 \times 10$ ہو گی۔ اس میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افراکش کو دس گنا مضائقہ کیا جائے گا اور ساتھ ہی ساتھ $A_f = 45$ حاصل کی جائے گی جو کہ درکار موصل نما افراکش 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 میں $A_f = -1000$ اور $A = -100 : 7.5$ 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 ایکپلینیاٹر کی افراکش ہے جو کہ برقی دباؤ واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں A_{vf} ، رُو واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں A_{if} ، موصل نما واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں A_{gf} اور مزاحمت نما واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں A_{rf} کو ظاہر کرتا ہے۔

7.4.2 تعددی بگاڑ

مساوات 7.35 کے تحت $1 \gg WA$ کی صورت میں واپسی ایکلینیکر کی افزائش صرف اور صرف W پر منحصر ہوتی ہے۔ اگر واپس کار کی خاصیت تعدد پر منحصر نہ ہو تو واپسی ایکلینیکر کی کار کردگی بھی تعدد پر منحصر نہیں ہو گی۔ واپس کار میں صرف مزاحمت استعمال کرتے ہوئے اس کے کار کردگی کو تعدد سے پاک بنایا جا سکتا ہے۔

اگر واپس کار میں کپسٹر اور امالہ استعمال کئے جائیں تب اس کی کار کردگی تعدد پر منحصر ہو گی۔ ایسی صورت میں واپسی ایکلینیکر کی کار کردگی بھی تعدد پر منحصر ہو گی۔ یوں اگر کسی خاص تعدد ω_0 پر W کی قیمت کم ہو جکہ اس تعداد سے کم یا اس سے زیادہ تعدد پر W کی قیمت زیادہ ہو تو A_f کی قیمت ω_0 پر زیادہ ہو گی جکہ ω_0 سے کم یا زیادہ تعدد 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 کار کردگی کے پٹی میں وسعت

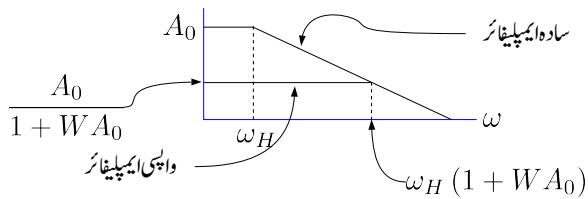
فرض کریں کہ بنیادی ایکلینیکر کے افزائش میں ایک عدد قطب پایا جاتا ہے یعنی

$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}$$

اس مساوات میں A_0 سے مراد درمیانی تعدد کی افزائش اور ω_H اس کی بلند انقطاعی تعدد ہے۔ واپسی اشارے کی شمولیت کے بعد

$$\begin{aligned} A_f &= \frac{A}{1 + WA} \\ &= \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}}{1 + \frac{WA_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}} \\ &= \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H} + WA_0} \\ &= \frac{\frac{A_0}{1 + WA_0}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H(1 + WA_0)}} \end{aligned}$$

band pass filter¹²
band stop filter¹³



شکل 7.10: دائرہ کار کردگی بالتفاصل افزائش

اس مساوات سے واپسی ایکلینیٹر کی درمیانی تعداد پر افزائش

$$(7.36) \quad A_{f0} = \frac{A_0}{1 + WA_0}$$

ہے جبکہ اس کی بلند انقطاعی تعداد

$$(7.37) \quad \omega'_H = \omega_H (1 + WA_0)$$

ہے۔ واپسی ایکلینیٹر کے درمیانی تعداد کی افزائش اور اس کی بلند انقطاعی تعداد کو ضرب کرتے ہوئے

$$(7.38) \quad \frac{A_0}{1 + WA_0} \times \omega_H (1 + WA_0) = A_0 \omega_H$$

ماتا ہے جو سادہ ایکلینیٹر کے درمیانی تعداد کی افزائش ضرب اس کی بلند انقطاعی تعداد ہے۔ یوں افزائش کو کم کرتے ہوئے بلند انقطاعی تعداد کو بڑھایا جاسکتا ہے یا پھر بلند انقطاعی تعداد کو کم کرتے ہوئے افزائش کو بڑھایا جاسکتا ہے۔ شکل 7.10 اس حقیقت کو دھلاتی ہے۔

مثال 7.6: ایک سادہ ایکلینیٹر کی درمیانی تعداد پر افزائش $\frac{V}{V} = 3000$ ہے جبکہ اس کی بلند انقطاعی تعداد 500 Hz ہے۔ اس میں واپسی اشارہ شامل کرتے ہوئے واپسی ایکلینیٹر حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر واپسی کار کا مستقل $W = 0.01$ ہو توب واپسی ایکلینیٹر کی درمیانی تعداد کی افزائش اور بلند انقطاعی 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 داخی مزاحمت

ہم نے دیکھا کہ منفی واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش M گناہ کھٹتی ہے۔ اس حصے میں داخی مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

7.5.1 واپسی بر قی دباؤ ایپلیفائر کا داخی مزاحمت

شکل 7.1 میں داخی جانب منفی واپسی اشارہ V_f شامل کرتے ہوئے شکل 7.11 حاصل ہوتا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ موجودہ شکل میں R_s کو ایپلیفائر 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 ایپلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے افزائش بر قی 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 $\infty \rightarrow R_L$ کی صورت میں

$$(7.41) \quad A_V \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = A'_v$$

حاصل ہوتا ہے۔

وابی 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۔ آئیں اب وابی 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 تیرے قدم پر مساوات 7.40 اور چوتھے قدم پر مساوات 7.42 کا استعمال کیا گیا۔ اس سے حاصل ہوتا ہے

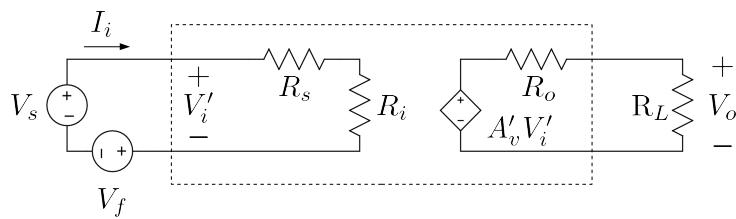
$$(7.43) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i}$$

$$= (1 + WA_V) (R_s + R_i)$$

$$= (1 + WA_V) R'_i$$

اس مساوات کے مطابق منفی وابی اشارے کی شمولیت سے داخلی مزاحمت M گناہ بڑھ جاتا ہے۔

اس نتیجے کو یوں سمجھا جا سکتا ہے کہ وابی اشارے کی عدم موجودگی میں اشارہ V_s لاغو کرنے سے داخلی جانب برقی رو گزرتی ہے۔ ان دونوں کی شرح کو داخلی مزاحمت کہتے ہیں۔ منفی وابی اشارے کے موجودگی میں داخلی جانب کل برقی دباؤ کم ہو کر $(V_s - V_f)$ رہ جاتا ہے جس سے داخلی جانب برقی رو کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں



شکل 7.11: واپسی برقی دباؤ ایکلینیفار کی داخلي مزاحمت

\$V_s\$ اور داخلي برقی رو کی شرح بڑھ جاتی ہے، جس سے داخلي 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 داخلي مزاحمت کو بڑھانے گا۔

مساوات 7.43 میں 0 پر کرتے ہوئے

$$(7.44) \quad R_{if} = (1 + WA_V) R_i$$

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۔

7.5.2 واپسی برقی رو ایکلینیفار کا داخلي مزاحمت

شکل 7.3 میں دکھائے برقی رو ایکلینیفار میں داخلي 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 ایکلینیفار 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۔

وابکی 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 وابکی ایکلینیفار کی کل داخلی مزاحمت ہے۔ اسی طرح شکل 7.12 میں

$$\begin{aligned} I_o &= A'_i I'_i \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_i I'_i \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ I'_o &= A_i \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

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

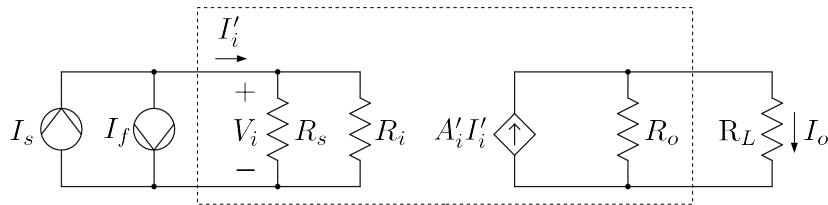
$$(7.48) \quad A_I = \frac{I_o}{I'_i}$$

وابکی اشارے کے موجودگی میں داخلی مزاحمت یوں حاصل ہو گا

$$\begin{aligned} I'_i &= I_s - I_f \\ &= I_s - W I_o \\ &= I_s - W A_I I'_i \\ I'_i &= \frac{I_s}{1 + W A_I} \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر مساوات 7.48 کا استعمال کیا گیا۔ اس صورت میں داخلی برقی دباؤ

$$\begin{aligned} V_i &= I'_i \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I'_i R'_i \\ &= \left(\frac{I_s}{1 + W A_I} \right) R'_i \end{aligned}$$



شکل 7.12: واپسی برقی رو ایکلینیفار کے داخلی مزاحمت

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(7.49) \quad R'_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{R'_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت واپسی برقی رو ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت R'_{if} غیر واپسی ایکلینیفار کے داخلی مزاحمت R'_i سے گناہم ہوتا ہے۔

اس حقیقت کو یوں سمجھا جا سکتا ہے کہ واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں I_s داخلی مزاحمت R'_i سے گزرتے ہوئے V_i کو جنم دیتا ہے۔ اور I_s کی شرح کو داخلی مزاحمت کہتے ہیں۔ واپسی اشارے کے موجودگی میں مزاحمت R'_i سے گزرتی برقی رو کی قیمت کم ہو کر $I_f - I_s$ ہو جاتی ہے لہذا V_i کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں V_i کی شرح بھی کم ہو جاتی ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ I_f چاہے خارجی برقی دباؤ V_o یا خارجی برقی رو I_o سے حاصل کیا جائے، اس کا داخلی کل مزاحمت پر ایک جیسا اثر ہوتا ہے یعنی کل داخلی مزاحمت کم ہوتا ہے۔

مساوات 7.49 میں $R_s = 0$ پُر کرتے ہوئے

$$(7.50) \quad R_{if} = \frac{R_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو R_{if} لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں $R_s = 0$ لیا گیا ہے۔

7.5.3 واپسی موصل نما ایکلینیفار کا داخلی 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 یہاں شکل 7.13 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں R_s کو ایک پلینافر 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۔

$$(7.52) \quad \frac{I_o}{V'_i} = A_G$$

وابکی اشارہ V_f کے عدم موجودگی میں ہم R_s کو شامل کرتے ہوئے کل داخلی مزاحمت R'_i حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V'_i &= V_s = I_i (R_s + R_i) \\ R'_i &= \frac{V_s}{I_i} = R_s + R_i \end{aligned}$$

آنئیں اب وابکی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R'_{if} حاصل کریں۔

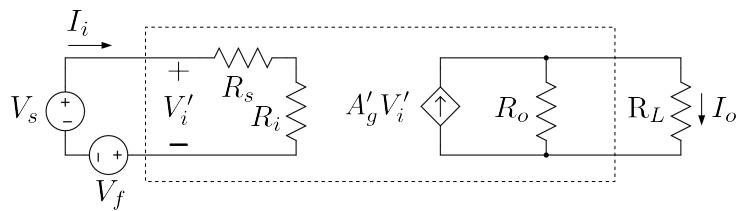
$$\begin{aligned} (7.53) \quad V'_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - WI_o \\ &= V_s - WA_G V'_i \\ V'_i &= \frac{V_s}{1 + WA_G} \end{aligned}$$

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 نمای پلینیاٹر کی داخلی مزاحمت

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.55) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i} = (R_s + R_i)(1 + WA_G) \\ = R'_i(1 + WA_G)$$

اس مساوات کے مطابق واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R'_{if} کی قیمت واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R_i کے M 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 داخلی مزاحمت کو R_{if} لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں $R_s = 0$ لیا گیا ہے۔

7.5.4 واپسی مزاحمت نمای پلینیاٹر کا داخلی مزاحمت

شکل 7.5 میں واپسی اشارہ V_f کی شمولیت اور

$$(7.57) \quad A'_r = A_r \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل 7.14 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں R_s کو ایک پلینافر 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۔

$$(7.58) \quad \frac{V_o}{I'_i} = A_R$$

وابی اشارے کے عدم موجودگی میں $I'_i = I_s$ ہوتا ہے لہذا خالی مزاحمت R'_i یوں حاصل ہوتا ہے

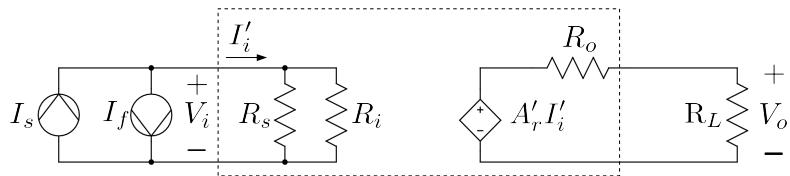
$$\begin{aligned} (7.59) \quad V_i &= I'_i \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I_s \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R'_i &= \frac{V_i}{I_s} = \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \end{aligned}$$

وابی 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 نمایمپلیناٹر 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 وائپی بر قی دباؤ ایکلینیکا خارجی مزاحمت

شکل 7.11 میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $V_s = 0$ رکھ 14 کر خارجی جانب بر قی دباؤ V_t لاگو کرتے ہیں۔ اور I_t کی شرح اس ایکلینیکا خارجی مزاحمت R_{of} ہو گا۔ شکل 7.15 میں ایسا دھایا 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 وائپی اشارے کے موجودگی میں خارجی مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(7.62) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + WA'_v}$$

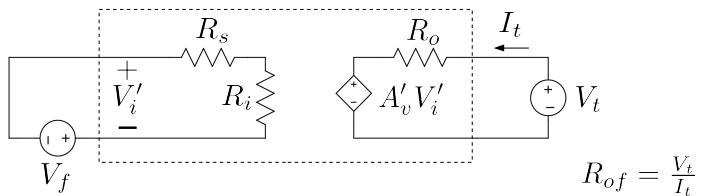
اگر R_L کو بھی شامل کیا جائے تب چونکہ R_L اور R_{of} متوازی جڑے ہیں لہذا اس صورت کل خارجی مزاحمت' یوں حاصل ہو گی

$$\begin{aligned} R_{of'} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) R_L}{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) + R_L} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{1+WA'_v}}{\frac{R_o + R_L(1+WA'_v)}{1+WA'_v}} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L(1+WA'_v)} \\ &= \frac{R_o R_L}{R_o + R_L + WA'_v R_L} = \frac{R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}\right)} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}}{1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}} \end{aligned}$$

در اصل A_V اور R_o کا مساوی متوازی مزاحمت ہے جسے R'_o لکھتے ہوئے اور R'_o لکھتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.63) \quad R_{of'} = \frac{R'_o}{1 + WA_V}$$

¹⁴ بر قی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر درکیا جاتا ہے



شکل 7.15: واپسی برقی دباؤ ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت

مزید لا محدود مزاحمتی بوجھ 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 روایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.12 میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $I_s = 0$ کر خارجی جانب برقی دباؤ V_t لا گو کرتے ہیں۔ اور I_t کی شرح اس ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہو گا۔ شکل 7.16 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_t &= \left(I_t + A'_i I'_f \right) R_o \\ &= \left(I_t - A'_i I_f \right) R_o \\ &= \left(I_t - A'_i W I_o \right) R_o \end{aligned}$$

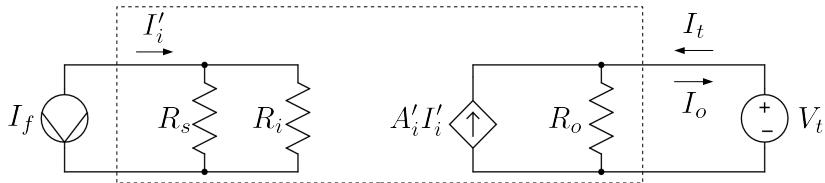
جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے $I_t = -I_o$ ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$V_t = \left(I_t + A'_i W I_t \right) R_o$$

جس سے یوں حاصل ہوتا ہے

$$(7.65) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o \left(1 + W A'_i \right)$$

¹⁵ برقی رکو صفر کرنے کی غاطر اسے کھلے دور کیا جاتا ہے



نکل 7.16: دامی بر قی را که پلینا رکارڈ 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 A_I کو $\frac{A'_iR_o}{R_o + R_L}$ حاصل ہو گا۔ اس کو R'_o اور $\frac{R_oR_L}{R_o + R_L}$ حاصل کھٹتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$(7.66) \quad R'_{of} = R'_o \frac{(1 + WA'_i)}{(1 + WA_I)}$$

7.6.3 واپسی موصل نما ایکلیفائر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.13 میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $V_s = 0$ رکھ¹⁶ کر خارجی جانب بر قی دباؤ V_t لاگو کرتے ہیں۔ اور I_t کی شرح اس ایکلیفائر 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 $-V_f = -I_t$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت R_{of} کی قیمت یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(7.67) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o \left(1 + WA'_g \right)$$

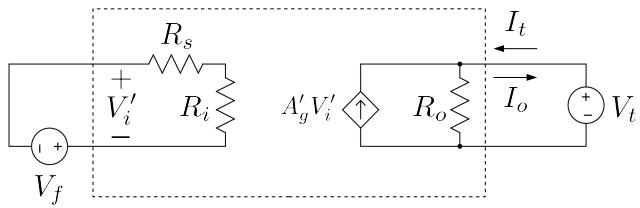
اگر R_L کو بھی شامل کی جائے تب کل خارجی مزاحمت کو لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_{of} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o R_L \left(1 + WA'_g \right)}{R_o \left(1 + WA'_g \right) + R_L} \\ &= \frac{R_o R_L \left(1 + WA'_g \right)}{R_o + R_o WA'_g + R_L} = \frac{R_o R_L \left(1 + WA'_g \right)}{\left(R_o + R_L \right) \left(1 + \frac{R_o WA'_g}{R_o + R_L} \right)} \\ &= \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \right) \left(\frac{1 + WA'_g}{1 + \frac{R_o A'_g W}{R_o + R_L}} \right) \end{aligned}$$

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 بر قی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر دور کیا جاتا ہے



شکل 7.17: واپسی موصل نمایمپلینگر کا خارجی مزاحمت

7.6.4 واپسی مزاحمت نمایمپلینگر کا خارجی مزاحمت

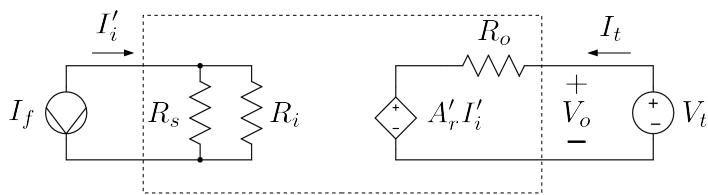
شکل 7.14 میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $I_s = 0$ رکھ¹⁷ کر خارجی جانب بر قی دباؤ V_t لاگو کرتے ہیں اور I_t کی شرح اس ایمپلینگر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہو گا۔ شکل 7.18 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_t &= \frac{V_t - A'_r I'_i}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r I_f}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_o}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_t}{R_o} \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر استعمال اور چوتھے قدم پر $V_o = V_t$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت R_{of} کو یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$(7.69) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + WA'_r}$$

¹⁷ بر قی دو کو صفر کرنے کی خاطر اس کلے دور کیا جاتا ہے



شکل 7.18: دباؤی مزاحمت نما ایکلینیفار کا خارجی مزاحمت

اگر R_L کو بھی شامل کیا جائے تب کل خارجی مزاحمت R'_{of} کو یوں حاصل کیا جائے گا۔

$$\begin{aligned}
 R'_{of} &= \frac{R_{of}R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_oR_L}{1+WA'_r}\right)}{\left(\frac{R_o}{1+WA'_r} + R_L\right)} \\
 &= \frac{\left(\frac{R_oR_L}{1+WA'_r}\right)}{\left(\frac{R_o + R_L(1+WA'_r)}{1+WA'_r}\right)} = \frac{R_oR_L}{R_o + R_L(1+WA'_r)} \\
 &= \frac{R_oR_L}{R_o + R_L + WA'_rR_L} = \frac{R_oR_L}{(R_o + R_L)\left(1 + \frac{WA'_rR_L}{R_o + R_L}\right)} \\
 &= \left(\frac{R_oR_L}{R_o + R_L}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{WA'_rR_L}{R_o + R_L}}\right)
 \end{aligned}$$

اس مساوات میں A_R کو $\frac{A'_rR_L}{R_o + R_L}$ لکھتے ہوئے اور R'_{of} کو $\frac{R_oR_L}{R_o + R_L}$ حاصل ہوتا 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 ایکلینیفار 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 ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت بڑھتا ہے جبکہ اس کا خارجی مزاحمت گھٹتا ہے۔ جہاں ایکلینیفار کا داخلی اشارہ برقی دباؤ ہو وہاں زیادہ سے زیادہ داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔

جدول 7.2: واچی ایمپلیفائر کے داخلی اور خارجی مزاحمت

ایمپلیفائر کی قسم	داخلی مزاحمت	خارجی مزاحمت
برقی دباد	$R'_{if} = R'_i (1 + WA_V)$	$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA_v}$
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 اشارة برقی رو ہو دباد کم سے کم داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔ اسی طرح جہاں خارجی اشارة دباد کا ہو دباد کم سے کم خارجی مزاحمت درکار ہوتا ہے جبکہ خارجی اشارة برقی رو ہونے کی صورت میں زیادہ سے زیادہ خارجی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔ جدول سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تمام صورتوں میں واپسی اشارے کی شمولیت سے داخلی اور خارجی مزاحمت بہتر ہوتے ہیں۔ سوال 7.3 تا سوال 7.6 انہیں حقائق کو اجاگر کرتے ہیں۔ ان سوالات میں آپ یہ بھی دیکھیں گے کہ $WA \gg 1$ کی صورت میں $A_f \approx \frac{1}{W}$ لیا جا سکتا ہے۔

7.7 واپسی ایمپلیفائر کے جماعت بندی کی مثالیں

کسی بھی واپسی ایمپلیفائر کے جماعت بندی اس کے داخلی جانب مساوات 7.30 کے طرز کے مساوات سے کی جاتی ہے۔ ایسے مساوات میں X_0 اور X_s سے جدول 7.1 کے تحت ایمپلیفائر کی جماعت اخذ کی جاتی ہے اور اگر دیا گیا ایمپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہو تب W استعمال کرتے ہوئے مساوات 7.35 سے اس کی افزائش لکھی جاسکتی ہے۔ واپسی ایمپلیفائر عموماً مساوات 7.34 پر پورا اترتے ہیں۔

اس حصے میں مساوات 7.30 کے طرز کی مساوات کا حصول دکھایا جائے گا۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کیا جائے گا کہ ایمپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے لہذا افزائش کے لئے مساوات 7.35 استعمال کیا جائے گا۔

حسابی ایکلینیکر کی افزائش نہیں زیادہ ہوتی ہے۔ یوں اس پر مبنی واپسی دور مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے اور اس کی داخلی مساوات ہو بہو مساوات 7.30 کی طرح ہوتا ہے۔ یوں حسابی ایکلینیکر استعمال کرتے ہوئے کامل واپسی اور بناتے جاتے ہیں۔

ٹرانزسٹر ایکلینیکر 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 ایکلینیکر بنتا ہے۔

7.7.1 داپچی برقی دباؤ ایکلینیکر

ثبت حسابی ایکلینیکر کو شکل 7.19 الف میں دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں اسی کو قدر مختلف طرز پر دوبارہ بنایا گیا ہے جہاں اس میں واپسی اشارے کی بیچان آسانی سے ممکن ہے۔ شکل ب میں داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$(7.71) \quad V_i = V_s - V_f$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$(7.72) \quad V_f = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o = WV_o$$

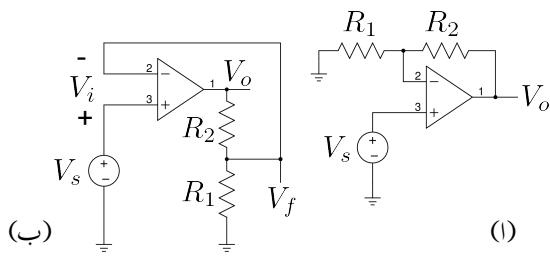
ہے۔ یوں

$$(7.73) \quad W = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 7.72 سے صاف ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی دباؤ کی صورت میں پایا جاتا ہے اور اس کو خارجی برقی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ اسی طرح مساوات 7.71 سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو برقی دباؤ کے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہے ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ ثبت حسابی ایکلینیکر واپسی برقی دباؤ ایکلینیکر 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 بیچانے پر رکھیں۔

$$\begin{aligned}
 V_i &= V_s - V_f \\
 V_f &= \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o \\
 &= W V_o \\
 W &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\
 A_V &= \frac{1}{W} \\
 &= 1 + \frac{R_2}{R_1}
 \end{aligned}$$



شکل 7.19: ثابت حسابی ایکپلیفائر کی ایک واپسی بر قی دباؤ ایکپلیفائر ہے

حسابی ایکپلیفائر کی افزائش A_v نہایت زیادہ ہوتی ہے لہذا ثابت ایکپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتتا ہے اور یوں مساوات 7.35 کے تحت

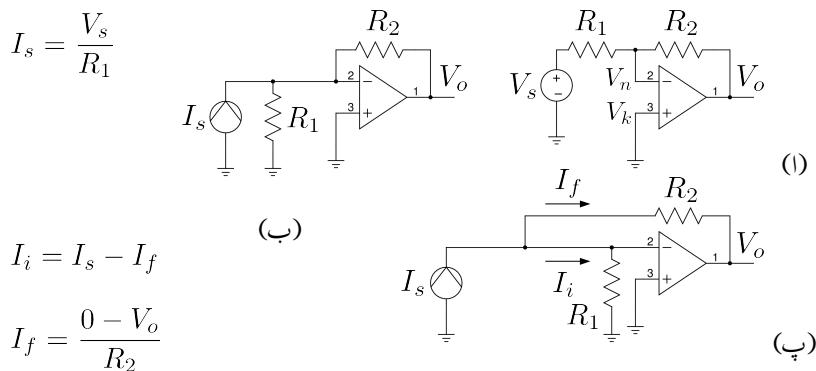
$$(7.74) \quad A_{vf} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ ہم جانتے ہیں کہ درست جواب ہے۔

حسابی ایکپلیفائر کا ایک منفی داخلی سوا جبکہ دوسرا مثبت داخلی سوا ہے۔ اس حصے میں واپسی ایکپلیفائر میں داخلی اشارہ V_s کو ثابت داخلی سرے پر مہیا کیا گیا جبکہ واپسی اشارہ V_f کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا۔ جب کہیں داخلی اور واپسی اشارات کو دو مختلف داخلی سروں پر مہیا کیا جائے، انہیں سلسلہ وار جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف بر قی دباؤ کے اشارات کو ہی سلسلہ وار جوڑا جاسکتا ہے لہذا اسکی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو بر قی دباؤ اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھوین شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو بر قی دباؤ (معنی 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 ایکپلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

7.7.2 واپسی مزاحمت نما ایکپلیفائر

شکل 7.20 الف میں منفی حسابی ایکپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی اشارے کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں



شکل 7.20: منفی حسابی ایکلینیاٹر ایک واپسی مزاجت نما ایکلینیاٹر ہے

$$(7.75) \quad I_s = \frac{V_s}{R_1}$$

ہو گا۔ شکل پ کے داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے مساوات 7.29 کے طرز پر

$$(7.76) \quad I_i = I_s - I_f$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں قانون اہم کی مدد سے

$$(7.77) \quad I_f = \frac{V_n - V_o}{R_2} = \frac{0 - V_o}{R_2} = WV_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات لکھتے ہوئے یاد رہے کہ حسابی ایکلینیاٹر کے منفی اور ثابت داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ رہتا ہے۔ چونکہ یہاں ثبت داخلی سرا برقی زمین پر ہے لہذا $V_k = 0$ ہو گا اور اس طرح $0 = V_n = 0$ 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 ایکلینیاٹر دراصل واپسی مزاجت نما ایکلینیاٹر 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 ایکلیفائر کی افراکش نہایت زیادہ ہوتی ہے لہذا منفی ایکلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتتا ہے اور یوں مساوات کے تحت 7.35

$$(7.79) \quad A_{rf} = \frac{V_o}{I_s} \approx \frac{1}{W} = -R_2$$

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 منفی حسابی ایکلیفائر کی جانی پہچانی مساوات ہے۔

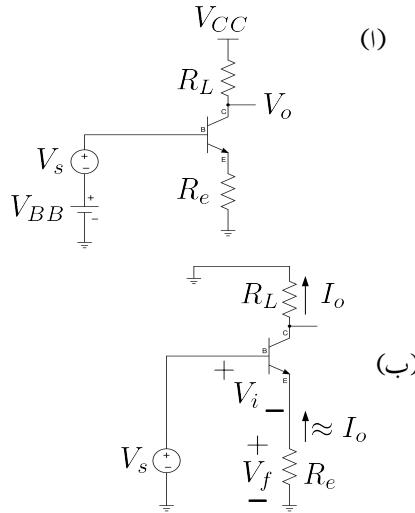
اس حصے میں واپسی مزاجمت نما ایکلیفائر میں داخلی اشارے کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا۔ اسی طرح واپسی اشارے کو بھی منفی داخلی سرے پر ہی مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو ایک ہی داخلی سرے پر مہیا کیا جائے، انہیں متوازی جٹا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی رو کے اشارات کو ہی متوازی جوڑا جا سکتا ہے لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی رو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو نارٹن شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو برقی رو (یعنی I_f) کی صورت میں حاصل کریں۔ I_f کے مساوات سے یہ بتانا ممکن ہو گا کہ آیا خارجی برقی دباؤ یا خارجی برقی رو سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایکلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

7.7.3 واپسی موصل نما ایکلیفائر

شکل 7.21 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ R_L ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں ہاریک اشاراتی تجزیے کی غرض سے $V_{BB} = 0$ اور $V_{CC} = 0$ لئے گئے ہیں۔ مزید ٹرانزسٹر کے V_i کو V_{be} کھٹھے ہوئے

$$\begin{aligned} V_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - (-I_o R_e) \\ &= V_s - W I_o \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_i &= V_s - V_f \\V_f &= -I_o R_e \\W &= -R_e \\A_{gf} &\approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e}\end{aligned}$$



شکل 7.21: براز ستر کا واپسی موصل نما ایکلینیاٹ

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کا ($X_i = X_s - WX_o$) کے ساتھ موازنہ کرنے سے

$$(7.82) \quad W = -R_e$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ یہ واپسی موصل نما ایکلینیاٹ ہے اور یوں

$$(7.83) \quad A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} \approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔

حصہ 7.3.2 میں چند بنیادی مفروضے بیان کئے گئے جس کے پہلی شق کے مطابق W کے قیمت پر بوجھ R_L کا کوئی اثر نہیں ہو سکتا یوں W کی قیمت یا اس کی مساوات حاصل کرتے وقت یہ خیال رہے کہ اس پر بوجھ کے مزاحمت R_L کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔ اگر $I_o = \frac{V_o}{R_L}$ لکھا جائے تو $V_f = -\frac{R_e}{R_L}V_o$ لکھا جا سکتا ہے جس سے $W = -\frac{R_e}{R_L}$ حاصل ہو گا۔ حاصل W کی قیمت R_L پر تمحیر ہے جو قابل قبول نہیں۔ اسی لئے اس کو غلط جواب تصور کرتے ہوئے رد کیا جاتا ہے۔

حاصل کردہ A_{gf} کے استعمال سے $\frac{V_o}{V_s}$ یعنی A_{vf} حاصل کرتے ہیں۔ چونکہ $I_o R_L = V_o$ ہے لذا

$$(7.84) \quad A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o R_L}{V_s} = \left(\frac{I_o}{V_s} \right) R_L = A_{gf} R_L = -\frac{R_L}{R_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مساوات کے مطابق $\frac{V_o}{V_s}$ کی قیمت R_L سے منسلک ہے۔ اس لئے اگرچہ اسے بر قی دباؤ کا جیٹ بڑھانے کی خاطر استعمال کیا جا سکتا ہے مگر یہ ہرگز بر قی دباؤ ایمپلینیٹر نہیں ہے اور جب بھی بوجھ R_L تبدیل کی جائے اس ایمپلینیٹر کی شرح تبدیل ہو جائے گی۔ اس کے بر عکس مساوات 7.83 کے تحت $\frac{I_o}{V_s}$ کے قیمت پر R_L کا کوئی اثر نہیں لدا اس ایمپلینیٹر کو واپسی موصل نما ایمپلینیٹر تصور کیا جائے گا۔

شکل پ میں R_s بھی شامل کیا گیا ہے۔ یہاں R_s کو ایمپلینیٹر کا اندر ونی حصہ تصور کرتے ہوئے $V_i = V_s - V_f$ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں مندرجہ بالا تمام تبصرہ اس شکل کے لئے بھی درست ہے۔

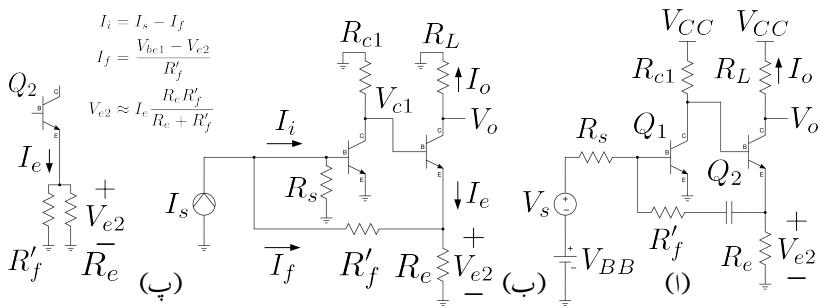
ٹرانزسٹر کے B اور E کو دو علیحدہ داخلی سرے تصور کیا جا سکتا ہے¹⁸۔ یوں اس حصے میں واپسی موصل نما ایمپلینیٹر میں داخلی اشارے کو B پر مہیا کیا گیا جبکہ واپسی اشارے کو E پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو دو مختلف داخلی سروں پر مہیا کیا جائے، انہیں سلسلہ وار جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف بر قی دباؤ اشارات ہی سلسلہ وار جوڑے جاسکتے ہیں لذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو بر قی دباؤ اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھوڑن شکل دیں جبکہ واپسی اشارے کی مساوات کو بر قی دباؤ (یعنی V_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 ایمپلینیٹر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔ اس صورت میں B اور E کے مابین بر قی دباؤ کو V_i لکھا جائے گا۔

7.7.4 واپسی بر قی روایمپلینیٹر

شکل 7.22 اف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ R_L ٹرانزسٹر Q_2 کے گلگھ پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی تجربے کی غرض سے کپسٹر کو قصر دور اور $0 = V_{CC} = V_{BB}$ لیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کا نادرٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے اور R_s کو ایمپلینیٹر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے بر قی روکی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

¹⁸ ایس کرتے ہوئے B کو منفی جبکہ E کو مشتمل داخلی سر تصور کریں



شکل 7.22: ٹرانزسٹر کا واپسی بر قی روایپلینفائر

$$I_i = I_s - I_f$$

جہاں

$$I_f = \frac{V_{be1} - V_{e2}}{R'_f}$$

کے برابر ہے۔ کامل واپسی ادوار میں واپسی اشارے کی مساوات $X_f = WX_o$ ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر واپسی ادوار کامل ادوار نہیں ہوتے۔ مندرجہ بالا مساوات میں $\frac{V_{be1}}{R'_f}$ کا واپسی اشارہ پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں چونکہ V_{be1} داخلی جانب کا متغیر ہے ناکہ خارجی جانب کا۔ یوں مندرجہ بالا مساوات میں $\frac{V_{be1}}{R'_f}$ غیر ضروری جزو ہے۔ یہ جزو اس لئے پایا گیا ہے کہ ٹرانزسٹر ادوار کامل واپسی ادوار نہیں ہوتے۔ اس غیر ضروری جزو کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$I_f \approx -\frac{V_{e2}}{R'_f}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح جیسے شکل پ میں دکھایا گیا ہے، V_{be1} کو نظر انداز کرتے ہوئے (یعنی $0 = V_{be1}$ 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 $I_o - I_e \approx$ 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 ایکلینیفار ہے اور یوں

$$(7.85) \quad A_{if} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R'_f}{R_e}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

اس ایکلینیفار 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 بتلانا ممکن ہو گا کہ آیا V_o یا I_o سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایکلینیفار کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

جس داخلی سرے پر داخلی اشارہ جڑا ہو اگر اسی نقطے پر مزاحمت (یا کپیسٹر وغیرہ) کا ایک سرا جڑا ہو جبکہ اس مزاحمت (یا کپیسٹر) کا دوسرا سرا ایکلینیفار کے خارجی جانب جڑا ہو تو ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات متوازنی جڑے ہوتے ہیں۔

7.7.5 داپی مزاحمت نما ایکلینیٹر

شکل 7.23 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ R_L ٹرانزسٹر کے E پر لکایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشارتی تجزیے کی غرض سے کپیسٹر کو قصر دور کیا گیا ہے اور $V_{CC} = V_{BB} = 0$ لیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے اور R_s کو ایکلینیٹر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.87) \quad I_i = I_s - I_f$$

جہاں $I_s = \frac{V_s}{R_s}$ اور

$$\begin{aligned} I_f &= \frac{V_{be} - V_o}{R_f} \\ &= \frac{V_{be}}{R_f} - \frac{V_o}{R_f} \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ اس مساوات میں $\frac{V_{be}}{R_f}$ کا واپسی اشارہ پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں البتہ $\frac{V_o}{R_f}$ — خارجی برتنی دباؤ پر مخصر 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 ایکلینیٹر ہے اور یوں

$$(7.88) \quad A_{rf} \approx \frac{1}{W} = -R_f$$

ہو گا۔

$$\begin{aligned}
 I_i &= I_s - I_f \\
 I_f &= \frac{V_{be} - V_o}{R_f} \approx -\frac{V_o}{R_f} \\
 &= WV_o \\
 W &= \frac{1}{R_f} \\
 A_{rf} &= \frac{1}{W} = -R_f \quad (\text{ب})
 \end{aligned}
 \quad
 \begin{array}{c}
 \text{Circuit Diagram:} \\
 \text{Input: } I_i \rightarrow R_f \rightarrow V_o \\
 \text{Bias: } I_s \rightarrow V_{be} \rightarrow R_s \rightarrow V_o \\
 \text{Output: } V_o \rightarrow R_L \rightarrow V_{CC}
 \end{array}
 \quad (0)$$

شکل 7.23: ٹرانزسٹر کا وابی مزاحمت نمایمپلیفیاٹر

اسی ایمپلیفیاٹر 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

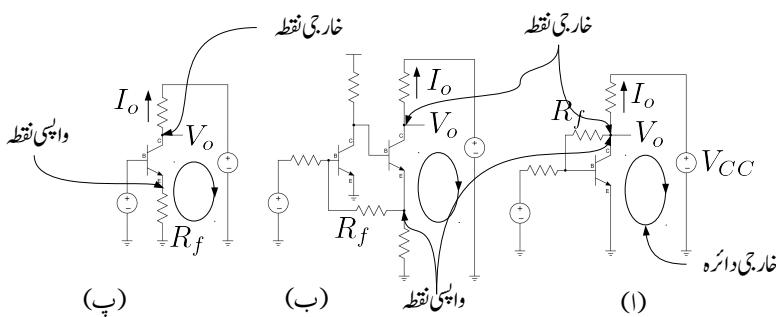
$$(7.90) \quad A_{if} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s} = \left(\frac{V_o}{I_s} \right) \frac{1}{R_L} = \frac{A_{rf}}{R_L} = -\frac{R_f}{R_L}$$

اور $\frac{I_o}{V_s}$ کو یوں

$$(7.91) \quad A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s R_s} = \left(\frac{V_o}{I_s} \right) \frac{R_s}{R_L} = A_{rf} \frac{R_s}{R_L} = -\frac{R_f R_s}{R_L}$$

شکل 7.24 الف، ب اور پ میں شکل 7.22 اور شکل 7.23 دو بارہ دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف پر غور کریں۔ اس میں خارجی دائرے کی نشاندہی کی گئی ہے۔ خارجی جانب بر قی دباؤ V_0 اور بر قی رو I_0 کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ ٹرانزسٹر کے C جہاں سے V_0 یا (اور) I_0 حاصل کیا گیا ہے کو خارجی نقطے قرار دیا گیا ہے۔ بوجہ R_L کو خارجی نقطے پر جوڑا جاتا ہے۔ اسی طرح وابی نقطے کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ یہ وہ نقطہ ہے جہاں سے واپس کار اشارہ حاصل کرتا ہے۔ بیہاں R_f بطور واپس کار کردار 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 بر قی دباؤ V_0 سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 ب میں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ دو علیحدہ علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں۔ یوں واپسی اشارے کو اس جوڑ سے حاصل نہیں کیا گیا جہاں سے V_0 یا I_0 حاصل کیا گیا ہے۔ البتہ واپسی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا



شکل 7.24: واپسی نقطہ

گیا ہے۔ خارجی دائرہ وہ دائرہ ہے جس میں خارجی برقی رو I_o کا بہاؤ ہوتا ہے۔ ایسی صورت چہاں خارجی نقطے اور واپسی نقطے دو علیحدہ جوڑ پر پائے جائیں میں واپس کار خارجی برقی رو I_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 پ میں مزاحمت R_e کو R_f لکھا گیا ہے۔ یہاں بھی خارجی اور واپسی نقطے دو علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں لہذا یہاں بھی واپس کار خارجی برقی رو I_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

7.8 واپسی ایکلینیاٹر کا تفصیلی تجزیہ

اب تک مساوات 7.34 پر پورا اترتے واپسی ایکلینیاٹروں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں ان واپسی ایکلینیاٹر پر غور کیا جائے گا جو اس مساوات پر پورا نہیں اترتے ایسا کرتے وقت ایکلینیاٹر کو دو حصوں یعنی بنیادی ایکلینیاٹر A اور واپس کار W میں تقسیم کیا جاتا ہے۔ واپسی ایکلینیاٹر میں واپسی اشارے کو صفر کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کو شامل کرتے ہوئے بنیادی ایکلینیاٹر حاصل کیا جاتا ہے۔ مندرجہ ذیل اقسام کی مدد سے ایسا کیا جاتا ہے۔

بنیادی ایکلینیاٹر کا داخلی حصہ حاصل کرنے کی خاطر خارجی اشارہ X_o کی قیمت کو صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

- اگر خارجی برقی دباؤ V_o سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہو (یعنی $X_o = W X_f$) تو خارجی برقی دباؤ کو قصر دور کر کے $V_o = 0$ کر دیا جاتا ہے جس سے X_f بھی صفر ہو جاتا ہے۔

- اس کے برعکس اگر واپسی اشارة کو I_0 سے حاصل کیا گیا ہو تو خارجی دائرے کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔ یوں $0 = I_0$ ہو جاتا ہے جس سے X_f بھی صفر ہو جاتا ہے۔

بنیادی ایمپلینیٹر 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 $0 = I_i$ کیا جاتا ہے۔

- اس کے برعکس اگر داخلی اور واپسی اشارات سلسلہ وار جڑے ہوں تب یہ دونوں برقی دباؤ اشارات ہوں گے۔ داخلی دائرے کو کھلے سرے کرنے سے $0 = V_i$ کیا جاتا ہے۔

اس ترکیب سے واپسی اشارہ کے اثرات کو ختم کر دیا جاتا ہے جبکہ بنیادی ایمپلینیٹر پر واپس کار کے بوجھ کے اثرات برقرار رہنے دئے جاتے ہیں۔ اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایمپلینیٹر حل کرنے کے مکمل اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

- پہلے یہ فیصلہ کریں کہ X_f برقی دباؤ یا برقی رو کا اشارہ ہے۔ اگر X_f داخلی اشارہ X_s کے ساتھ سلسلہ وار جڑا ہو تو X_f برقی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر یہ X_s کے ساتھ متوازی جڑا ہو تو X_f برقی رو اشارہ ہو گا۔ اسی طرح فیصلہ کریں کہ X_0 برقی دباؤ یا برقی رو اشارہ ہے۔ اگر X_f کو X_0 جوڑ سے حاصل کیا گیا ہو تو X_0 برقی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر X_f خارجی دائرہ سے حاصل کیا گیا ہو تو X_0 برقی رو اشارہ ہو گا۔

- واپسی ایمپلینیٹر کی جماعت دریافت کریں۔ اگر X_s اور X_f سلسلہ وار جڑے ہوں تب X_f برقی دباؤ اشارہ یعنی V_f ہو گا اور اگر یہ دونوں متوازی جڑے ہوں تب X_f برقی رو اشارہ یعنی I_f ہو گا۔ اسی طرح اگر واپسی اشارے کو خارجی نقطے سے حاصل کیا گیا ہو تو واپسی اشارة کو V_0 سے حاصل کیا ہو گا اور خارجی اشارے کو V_0 تصور کیا جائے گا۔ اس کے برعکس اگر واپسی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا گیا ہو تو خارجی اشارہ I_0 تصور کیا جائے گا۔

- واپسی اشارے کا اثر ختم کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کے اثر کو برقرار رکھتے ہوئے مندرجہ بالا قوانین کی مدد سے بنیادی ایمپلینیٹر کا دور حاصل کریں۔ اگر X_s اور X_f سلسلہ وار جڑے ہوں تب داخلی اشارہ X_s کا تھوین مساوی دور استعمال کریں۔ اس کے برعکس اگر X_f اور X_s متوازی جڑے ہوں تب داخلی اشارہ X_s کا نادرٹن مساوی دور استعمال کریں۔

• بنیادی ایکلینیفار میں ٹرانزسٹر کا ریاضی عمومہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور حاصل کریں اور اس میں X_f اور X_0 کی نشاندہی کریں۔

• واپسی اشارے $X_f = WX_0$ کی مساوات حاصل کریں جس سے W کی قیمت حاصل ہو گی۔

• کرخوف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے بنیادی ایکلینیفار سے انفرائش A ، داخلی مزاحمت i R_i اور خارجی مزاحمت R_0 حاصل کریں۔

• مندرجہ بالا حاصل کردہ معلومات سے A_f ، R_{of} اور R'_{if} حاصل کریں۔

آئیں اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایکلینیفار حل کریں۔

7.9 واپسی بر قی دباؤ ایکلینیفار

شکل 7.25 الف میں واپسی بر قی دباؤ ایکلینیفار دکھایا گیا ہے۔ نقطہ مائل حاصل کرنے کی خاطر V_s کے ساتھ V_{BB} سلسلہ وار تصور کریں جس کو شکل میں نہیں دکھایا گیا تاکہ اصل مضمون پر توجہ رکھنی آسان ہو۔ اس دور کو قدم با قدم حل کرتے ہیں۔

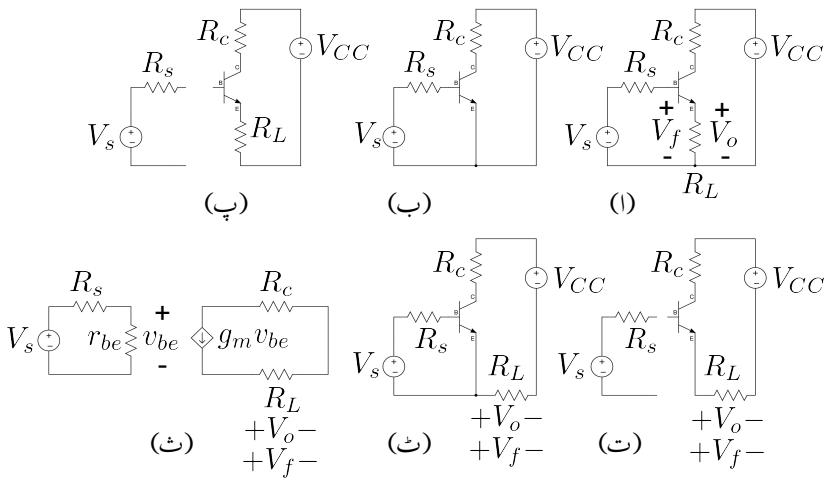
پہلے قدم پر اس کی جماعت جانا ضروری ہے۔ اس دور پر تفصیلی بحث ہو چکی ہے۔ یہ واپسی بر قی دباؤ ایکلینیفار ہے۔

چونکہ V_0 سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے لہذا، بنیادی ایکلینیفار کا داخلی مساوی دور حاصل کرنے کی خاطر V_0 کو قصر دور کرتے ہیں۔ ایسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں صرف داخلی دائے 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_0 سلسلہ وار جڑے ہیں لہذا بنیادی ایکلینیفار کا خارجی مساوی دور حاصل کرنے کی خاطر داخلی دائے کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔ ایسا شکل پ میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں صرف خارجی دائے پر نظر رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.93) \quad V_{CC} = I_c R_c + V_{ce} + I_c R_L$$



شکل 7.25: بنیادی ایکپیٹیاگر کا حصول

شکل پ کو قدر مختلف طرز پر شکل ت میں دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں V_o اور V_f کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ آپ تسلی کر لیں کہ اس شکل کے خارجی دائروں 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 ت حاصل ہوتا ہے۔ شکل ت 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 ت میں ٹرانزسٹر کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ت 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 $g_m r_{be} = \beta$ ہے۔ شکل ت سے $V_o = V_f = V_o$ ہے۔ اس طرح

$$(7.97) \quad M = 1 + W A_V = 1 + \frac{\beta R_L}{R_s + r_{be}} = \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}}$$

- ہے

بنیادی ایمپلیگر کا داخلی مزاجمت

$$(7.98) \quad R'_i = R_s + r_{be}$$

کے برابر ہے اور یوں

$$(7.99) \quad R'_{if} = MR'_i = (R_s + r_{be}) \times \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}} = R_s + r_{be} + \beta R_L$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 7.41 کے تحت $A'_v = A_V|_{R_L \rightarrow \infty}$ ہے۔ یوں مساوات 7.96 میں ∞ کے استعمال سے $R_L \rightarrow \infty$ حاصل ہوتا ہے۔ خارجی مزاجمت R_o حاصل کرتے وقت بوجھ R_L کو ایمپلیگر کا حصہ تصور نہیں کیا جاتا اور یوں شکل ٹسے $\infty = R_o$ حاصل ہوتا ہے جس سے

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA'_v} = \frac{\infty}{\infty}$$

حاصل ہوتا ہے جس کا کوئی مطلب نہیں۔

مساوات 7.100 سے خارجی مزاجمت حاصل کرنا ممکن نہیں۔ R_{of} حاصل کرنے کی خاطر دور سے پہلے حاصل کریں اور پھر مساوات 7.64 کی مدد سے R_o حاصل کریں۔

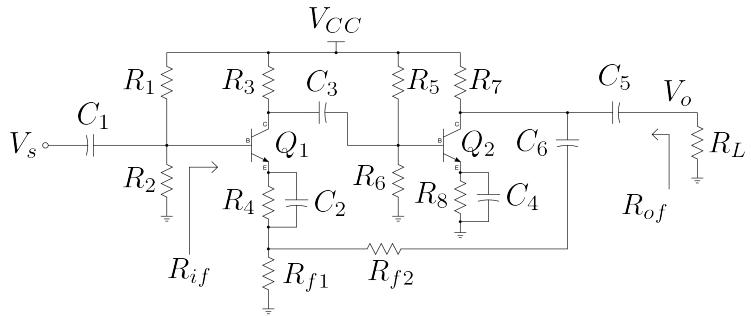
R_L کی شمولیت سے R'_o کی قیمت R_L کے برابر ہے۔ اس طرح

$$(7.100) \quad R'_{of} = \frac{R'_o}{M} = \frac{R_L(R_s + r_{be})}{R_s + r_{be} + \beta R_L}$$

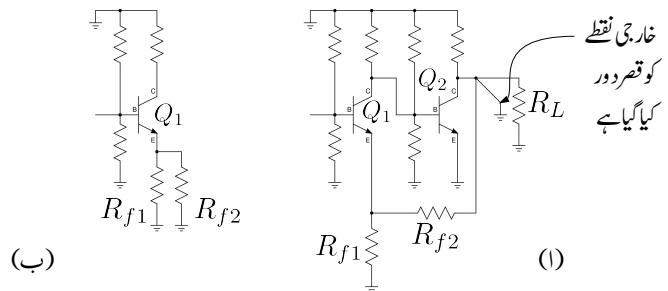
اور

$$(7.101) \quad R_{of} = R'_{of} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{R_s + r_{be}}{\beta}$$

حاصل ہوتا ہے۔



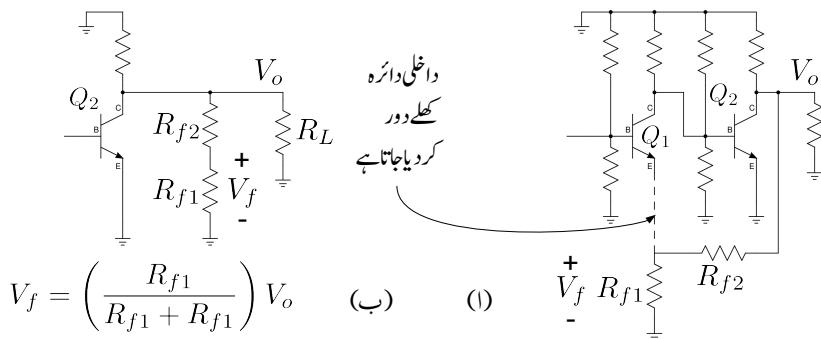
شکل 7.26: دو درجہ زنجیری وابی برقی دباؤ ایمپلیفیاٹر



شکل 7.27: دو درجہ زنجیری وابی برقی دباؤ ایمپلیفیاٹر کے داخلی حصے کا حصول

7.10 وابی برقی دباؤ زنجیری ایمپلیفیاٹر

شکل 7.26 میں دو کڑی زنجیری ایمپلیفیاٹر دکھایا گیا ہے۔ درکار تعداد پر تمام کپسیٹروں کو قصر دور تصور کریں۔ اس ایمپلیفیاٹر میں خارجی برقی دباؤ V_o سے وابی اشارہ V_f حاصل کیا گیا ہے لہذا بنیادی ایمپلیفیاٹر کے داخلی جانب کا دور حاصل کرتے وقت خارجی نقطے کو قصر دور کیا جائے گا۔ چونکہ V_o کو R_L پر ناپا جاتا ہے لہذا خارجی نقطے کو قصر دور کرنے سے مراد اس نقطے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑنا ہے۔ شکل 7.27 الف میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے R_{f1} اور R_{f2} متوازی جڑ جاتے ہیں۔ اس ایمپلیفیاٹر میں V_f اور V_s سلسلہ وار جڑے ہیں لہذا بنیادی ایمپلیفیاٹر کے خارجی جانب کا دور حاصل کرتے وقت داخلی دائرے کو کھلے دور کیا جائے گا۔ اس دائرة

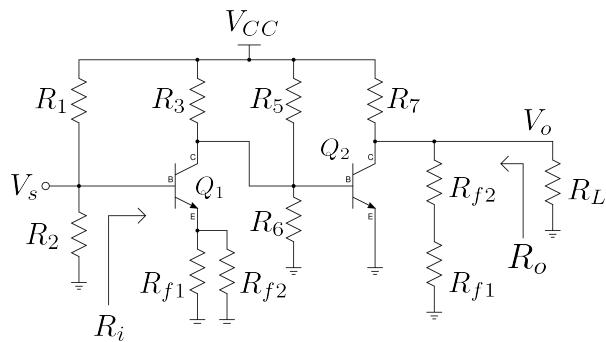


شکل 7.28: دو درجہ زنجیری وابپی برقی دبادز خجیری کے خارجی حصے کا حصول

کو Q_1 کے بیس یا اس کے ایمپلیناٹر پر کھلے دور کیا جاسکتا ہے۔ شکل 7.28 اف میں داخلی دائرة کو Q_1 کے ایمپلیناٹر پر کھلے دور کیا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے R_{f1} اور R_{f2} خارجی جانب سلسلہ وار ہر جا تے ہیں۔ شکل 7.29 کو زنجیری ضرب سے با آسانی حل کرتے ہوئے A_v حاصل کی جاسکتی ہے۔ اسی طرح اس بنیادی ایمپلیناٹر کا R_o اور R_o' بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ شکل سے والپس کار کا W یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.102) \quad W = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}}$$

ان تمام معلومات سے $R_{o'}$ اور A_{vf} حاصل کیا جاسکتا ہے۔



شکل 7.29: دو درجہ زنجیری وابی برقی دباؤ ایپلیفار کا بنیادی ایپلیفار

سوالات

سوال 7.1: ایک سادہ ایپلیفار کی افراکش میں مختلف وجوہات کی بنا پر 7% کے فرق پیدا ہوتا ہے۔ اس ایپلیفار میں وابی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ یوں حاصل وابی ایپلیفار کی افراکش میں انہیں وجوہات کی بنا پر صرف 1% کا فرق پیدا ہوتا ہے۔ M کی قیمت حاصل کریں۔ اگر سادہ ایپلیفار کی افراکش $\frac{V_o}{V_s} = 245$ تھی تب وابی ایپلیفار کے افراکش اور وابی کار کے مستقل W کی قیمت کیا ہو گی؟

$$\text{جوابات: } 7. W = 0.02449 \frac{V}{V}, A_f = 35 \frac{V}{V}, M = 7$$

سوال 7.2: اگر سوال 7.1 میں سادہ ایپلیفار کا بلند انقطاعی تعدد 200 kHz ہو تب وابی ایپلیفار کی بلند انقطاعی تعدد کیا ہو گی۔

$$\text{جواب: } 1.4 \text{ MHz}$$

سوال 7.3: ایک وابی برقی دباؤ ایپلیفار کے $\frac{V_o}{V_s} = 2000$ ، $A'_v = 500 \Omega$ اور $R_i = 2 \text{ k}\Omega$ اور $R_o = 500 \Omega$ ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ جبکہ برقی بوجھ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ اس ایپلیفار میں وابی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ وابی کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{V}{V}$ ہے۔ وابی ایپلیفار کی افراکش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } 7. R_{of} = 24 \Omega, R'_{if} = 60 \text{ k}\Omega, A_{vf} = 95 \frac{V}{V}$$

سوال 7.4: ایک واپسی بر قی روا ایمپلیفائر کے $\frac{A}{A}$ اشارے کی مزاحمت $R_s = 5 \text{k}\Omega$ جبکہ بر قی بوجھ $R_L = 1 \text{k}\Omega$ ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 96 \text{k}\Omega, R'_{if} = 28 \Omega, A_{if} = 94 \frac{\text{A}}{\text{A}}$$

سوال 7.5: ایک موصل نما ایمپلیفائر کے $\frac{\text{A}}{\text{V}}$ اشارے کی مزاحمت $R_s = 500 \Omega$ جبکہ بر قی بوجھ $R_L = 1 \text{k}\Omega$ ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 9.59 \text{k}\Omega, R'_{if} = 39 \text{k}\Omega, A_{gf} = 86 \frac{\text{A}}{\text{V}}$$

سوال 7.6: ایک مزاحمت نما ایمپلیفائر کے $\frac{\text{V}}{\text{A}}$ اشارے کی مزاحمت $R_s = 5 \text{k}\Omega$ جبکہ بر قی بوجھ $R_L = 10 \text{k}\Omega$ ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01 \frac{\text{A}}{\text{V}}$ ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 238 \Omega, R'_{if} = 32 \Omega, A_{rf} = 93 \frac{\text{V}}{\text{A}}$$

سوال 7.7: آپ کے پاس $\frac{\text{V}}{\text{V}}$ 2000 کا بر قی دباؤ ایمپلیفائر موجود ہے جس کا داخلی مزاحمت $5 \text{k}\Omega$ اور خارجی مزاحمت 500Ω ہیں۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے واپسی بر قی دباؤ کا ایمپلیفائر تخلیق دیں جس کی افزائش $12.5 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ہو۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $1 \text{k}\Omega$ اور بر قی بوجھ $1.5 \text{k}\Omega$ متوقع ہیں۔ R_{of} اور R'_{if} بھی حاصل کریں۔

جوابات: $A_{vf} = 12.5 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ، $A_{v'} = 1667 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ، $R'_i = 6 \text{k}\Omega$ در کار ہے۔ $R_{of} = 4.95 \Omega$ اور $R'_{if} = 606 \text{k}\Omega$ ہیں۔ $W = 0.08 \frac{\text{V}}{\text{V}}$

سوال 7.8: سوال 7.7 میں تخلیق کئے گئے واپسی ایمپلیفائر پر اگر $3 \text{k}\Omega$ کا بوجھ لادا جائے تو اس کی A_{vf} کیا حاصل ہو گی۔

جواب: 12.4 $\frac{V}{V}$ بوجھ کی مزاحمت آدمی کرنے سے واپسی افراش میں صرف 0.8% کی تبدیلی آئی۔ واپسی ایکپلیفار یقیناً مُحکم ہے۔

سوال 7.9: سوال 7.7 میں تحقیق کردہ واپسی ایکپلیفار میں بنیادی ایکپلیفار کو تبدیل کرتے ہوئے $\frac{V}{V}$ 1500 کا ایکپلیفار نسب کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے A_{vf} کی نئی قیمت کیا حاصل ہو گی؟

جواب: 12.33 $\frac{V}{V}$ بنیادی ایکپلیفار کے افراش میں 25% تبدیل سے واپسی ایکپلیفار کے افراش میں صرف 1.36% کی تبدیلی پیدا ہوئی۔ واپسی ایکپلیفار کے مُحکم ہونے کی یہ ایک اچھی مثال ہے۔

سوال 7.10: ایک واپسی برقی دباؤ ایکپلیفار میں $V_o = 12 \text{ V}$ ، $V_s = 150 \text{ mV}$ ، $V_f = 148 \text{ mV}$ اور $R_o = 2 \text{ k}\Omega$ اور $R'_i = 1950 \text{ }\Omega$ پائے جاتے ہیں۔ اس ایکپلیفار کے W ، A_V اور A_{vf} حاصل کریں۔ اگر بنیادی ایکپلیفار کا $R_{of} = R'_{if}$ کیا ہوں گے۔

جوابات: $R_{of} = 26 \text{ }\Omega$ اور $R'_{if} = 150 \text{ k}\Omega$ ، $A_V = 6000 \frac{V}{V}$ ، $A_{vf} = 80 \frac{V}{V}$ ، $W = 0.01233 \frac{V}{V}$ ہیں۔

سوال 7.11: بنیادی برقی رو ایکپلیفار کی افراش $\frac{A}{A}$ 3000 جبکہ اسی سے حاصل واپسی ایکپلیفار کی افراش $\frac{A}{A}$ 15 ہے۔ $R_o = 15 \text{ k}\Omega$ اور $R'_i = 20 \text{ k}\Omega$ اور $R_{of} = R'_{if}$ کی صورت میں حاصل کریں۔

جوابات: $R_{of} = 3 \text{ M}\Omega$ اور $R'_{if} = 100 \text{ }\Omega$

سوال 7.12: شکل 7.25 اف میں $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ اور $R_s = 2 \text{ k}\Omega$ ، $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ، $\beta = 100$ اور $R_{of} = R'_{if}$ حاصل کریں۔

جوابات: $R_{of} = R'_{if} = 103.5 \text{ k}\Omega$ ، $A_{vf} = 0.957 \frac{V}{V}$ ، $A_V = 22.22 \frac{V}{V}$ ، $r_{be} = 2.5 \text{ k}\Omega$ ، $35 \text{ }\Omega$

سوال 7.13: سوال 7.12 میں کی قیمت 200 جبکہ $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ ہی رکھتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔ A_{vf} میں کتنے فی صد تبدیلی رو نما ہوئی۔

جوابات: $R_{of} = 22.5 \text{ }\Omega$ ، $R'_{if} = 204.5 \text{ k}\Omega$ ، $A_{vf} = 0.978 \frac{V}{V}$ اور تبدیلی تقریباً 2% ہے۔

سوال 7.14: شکل 7.26 میں زنجیری ایکپلیفار دکھایا گیا ہے جبکہ مساوات 7.102 میں اس کے واپس کار کا مستقل W حاصل کیا گیا ہے۔ A_{vf} حاصل کریں۔

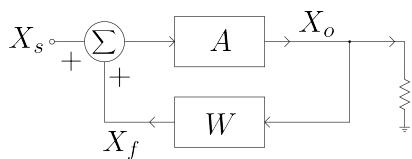
جواب: $A_{vf} = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}}$

الباب 8

مرتعش

گزشتہ باب میں منفی واپسی ادوار پر غور کیا گیا۔ اس باب میں مرتعش¹ پر غور کیا جائے گا جو مثبت واپسی دور کی ایک قسم ہے۔ مرتعش ایک ایسے دور کو کہتے ہیں جسے کوئی داخلی اشارہ دے بغیر اس سے ارتعاش کرتا خارجی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے۔ آئین مرتعش کی بنیادی کارکردگی شکل 8.1 کی مدد سے سمجھیں۔ تصور کریں کہ ایک لمحے کے لئے اس دور کو ارتعاش کرتا داخلی اشارہ X_s فراہم کرنے کے بعد $X_s = 0$ کر دیا جاتا ہے۔ اس طرح ایک لمحے کے لئے اس دور میں ارتعاش کرتا خارجی اشارہ X_o نمودار ہو گا۔ واپسی دور X_o سے $X_f = WX_o$ پیدا کرے گا جو کہ بنیادی ایکلیپسیٹر کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے۔ بنیادی ایکلیپسیٹر X سے خارجی اشارہ $X_o = AX_f = WAX_o$ کی قیمت اب WAX_o ہو گی۔ یہ اشارہ بھی جب واپسی دور اور بنیادی ایکلیپسیٹر میں ایک چکر کا ہے تو اس کی نئی قیمت

oscillator¹



شکل 8.1: مثبت واپسی دور

$(WA)^2 X_0$ ہو جائے گی۔ اسی طرح n چکر کے بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ X_0 کا $WA = 1$ ہوتا ہے جبکہ 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 $0.9^2 X_0 = 0.81 X_0$ رہ 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 افراکش کی قیمت گھٹھنا شروع ہو جائے گی اور یوں خارجی اشارے کے حیطے کا بڑھنا پہلے کم اور آخر کار اس کا بڑھنا مکمل طور ک جائے گا۔ جہاں ٹرانزسٹر کی افراکش سے اشارے کا حیطہ بڑھنا اور اشارے کا حیطہ بڑھنے سے ٹرانزسٹر کی افراکش کم ہونے کے اعمال توازن اختیار کر لیں، وہیں ارتقاشی اشارے کا حیطہ برقرار رہتا ہے۔ یہ اعمال غیر خطی نوعیت کے ہوتے ہیں جنہیں قلم و کاغذ سے حل کرتے ہوئے مرتعش کے خارجی اشارے کے حیطے 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 جمنی کے عالم طبیعت ہائزرج 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 $m = 0, 1, 2 \dots$ ہو سکتا ہے۔ یوں اسے یوں لکھنا زیادہ بہتر ہے۔

$$(8.2) \quad |WA| = 1$$

$$(8.3) \quad /WA = 2m\pi$$

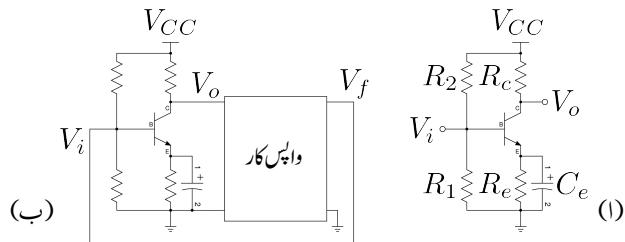
آپ دیکھ سکتے ہیں کہ حقیقت میں کسی بھی مرتعش کو برقرار کام کرتے رکھنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ $|WA| > 1$ رکھا جائے۔ حقیقت میں $|WA| > 1.05$ رکھا جاتا ہے۔

مندرجہ بالا تذکرے میں تصور کیا گیا کہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر ایک لمحے کے لئے X_0 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 ایمپیئر) 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 سمیٰ مائل کردہ صورت اختیار کر لیتے ہیں۔ یوں ان لمحات کے دوران مرتعش پر پائے جانے والے تمام اشارات تغیر پذیر ہوتے ہیں جنہیں ہم چالو کرتے وقت کی برقی شور تصور کر سکتے ہیں۔ مرتعش عموماً اسی برقی شور سے چالو ہو کر ارتعاش پذیر ہوتا ہے۔ البتہ اگر کہیں ایسی صورت پائی جائے کہ مرتعش چالو ہوتے وقت از خود ارتعاش پذیر نہیں ہو پاتا ہو یا اگر برقی شور کا سہارا لیتے ہوئے مرتعش کو چالو کرنا قابل قبول نہ ہو تو مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر بیرونی اشارہ چند لمحات کے لئے مہیا کیا جاتا ہے۔⁴

اب تک کی گنگلو 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 سائنس نما خارجی اشارہ پیدا کرنے والے مرتعش پر غور کیا جائے گا جن میں ٹرانزیستر ایمپلینیٹر استعمال کرتے ہوئے واپسی اشارے کو مزاحمت، کپیستر، المال، ٹرانسفارمر وغیرہ کی مدد سے حاصل کیا جاتا ہے۔

واپسی دور میں کپیستر اور المال (یعنی برقی رکاوٹ) کے استعمال سے واپس کار کے مستقل کی قیمت از خود تعدد ω پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں اس کو $(\omega)W$ لکھنا زیادہ درست ہو گا۔ ایسی صورت میں برکھازن کا اصول $1 = |W(\omega)A(\omega)|$ عموماً کسی 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 جا سکتی 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 برکھازن کی اصول پر پورا اترتا ہو۔

⁴ مجھے گزشتہ بیچیں سالوں میں صرف ایک مرتبہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر اشارہ مہیا کرنا پڑا ہے۔ Fourier series⁵



شکل 8.2: مرتعش کی تحقیق

8.1 مرتعش کی تحقیق

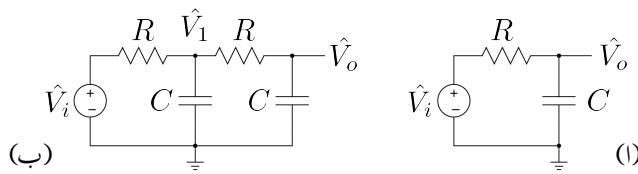
شکل 8.2 میں نیادی ایکپلیغائر دکھایا گیا ہے۔ اس کے خارجی اشارے V_o اور داخلی اشارے V_i کے مابین 180 کا زاویہ ہے۔ اگر اسے استعمال کرتے ہوئے مرتعش تحقیق دینا ہو تو واپس کار کو مزید 180 کا زاویہ پیدا کرنا ہو گا۔ شکل ب میں واپس کار کو ڈبے کی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ یوں V_o اور V_f کے درمیان 180 کا زاویہ درکار ہے۔ ٹرانزسٹر کو V_f بطر داخلی اشارہ مہیا کرنے سے مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ ذیل مثال میں اشارات کے مابین زاویہ پیدا کرنے کا ایک طریقہ دکھایا گیا ہے۔

مثال 8.1: شکل 8.3 میں \hat{V}_o اور \hat{V}_i کے درمیان زاویہ کی مساوات حاصل کریں۔

- لیتے ہوئے اس زاویہ کی قیمت حاصل کریں۔ $R = 1 \text{ k}\Omega$ اور $C = 0.1 \mu\text{F}$ پر 10 kHz مزاجمت R کی قیمت حاصل کریں جس پر یہ زاویہ 60° ہو گا۔

حل: $\hat{V}_i = V_{\angle 0}$ لیتے ہوئے، دائرے میں برقی روٹ لکھتے ہوئے کرخوف 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

$$\hat{V}_0 = \hat{I} \times \left(\frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{V_0}{1 + j\omega RC}$$

$$= \frac{V}{\sqrt{1 + R^2 \omega^2 C^2}} / -\tan^{-1}(\omega RC)$$

جس سے داخلی اور خارجی اشارات کے ما بین زاویہ

$$\angle \theta = -\tan^{-1}(\omega RC)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\angle \theta = -\tan^{-1} \left(-2 \times \pi \times 10000 \times 1000 \times 0.1 \times 10^{-6} \right) = -81^\circ$$

$$- \tan^{-1} \left(2 \times \pi \times 10000 \times R \times 0.1 \times 10^{-6} \right) = -60^\circ$$

$$R = 276 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

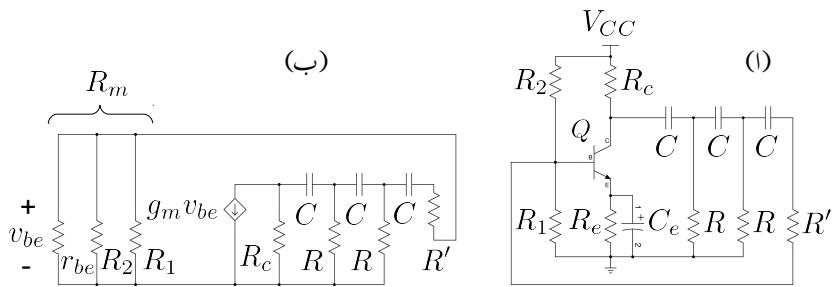
مندرجہ بالا مثال کو دیکھتے ہوئے ایسا معلوم ہوتا ہے کہ مزاحمت۔ کپیسٹر کے دو کڑیاں استعمال کرتے ہوئے دگنا زاویہ حاصل کیا جاسکتا ہے۔ یہ بات درست ثابت ہوتی ہے، البتہ جبکہ آپ سوال 8.1 میں دیکھیں گے، دو کڑی RC کا زاویہ حاصل کرتے وقت نسبتاً لمبی مساوات حل کرنی ہو گی۔

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 ایکلیفیٹر پر مبنی مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں کلکٹر پر پائے جانے والے اشارے X_0 سے واپس کار X_0 پیدا کرتا ہے۔ ٹرانزسٹر اپنے بیس پر پائے جانے والے اشارے کے حیطے کو بڑھا کر جبکہ اس کے زاویہ میں 180 کے تبدیلی کے ساتھ اسے کلکٹر پر خارج کرتا ہے۔ یوں بنیادی ایکلیفیٹر اور واپس کار کے دائے میں ایک چکر کے بعد کل زاویہ میں تبدیلی کو 0 رکھنے کی خاطر واپس کار کو کبھی 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 ایکلیفیٹر $Q, R_1, R_2, R_c, R_e, C_e$ اور R_m پر مشتمل ہے۔ مرتعش کے خارجی تعداد پر کپیسٹر C_{be} بطور قصر دور کام کرتا ہے۔ بنیادی ایکلیفیٹر میں واپس کار شامل کرنے سے مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ واپس کار تین عدد کپیسٹر اور تین عدد مزاحمت سے حاصل کیا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کا پائے π ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس مرتعش کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں R_e کو قصر دکھایا گیا ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں r_{be} 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 لیکن $r_{be} \approx R_m$ ہوتا ہے۔ اگر R' کی قیمت یوں منتخب کی جائے کہ $R = R' + R_m$ 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 $r_{be} \approx R_m$ ہے اور $R' + r_{be}$ کو R کے برابر رکھا



کل 8.4: مذہبی RC مرنٹش

گیا ہے۔ یوں

$$V_1 = I_0 \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right)$$

ہو گا جسے استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$I_1 = \frac{V_1}{R} = I_0 \left(1 + \frac{1}{j\omega CR} \right)$$

اس طرح

$$I_2 = I_1 + I_0 = I_0 \left(2 + \frac{1}{j\omega CR} \right)$$

ہو گا۔ چونکہ $V_2 - V_1 = \frac{I_2}{j\omega C}$ برابر ہے لہذا

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{I_2}{j\omega C} \\ &= I_0 \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) + \frac{I_0}{j\omega C} \left(2 + \frac{1}{j\omega CR} \right) \\ &= I_0 \left[R + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{(j\omega C)^2 R} \right] \end{aligned}$$

پڑھو

$$I_3 = \frac{V_2}{R} = I_0 \left[1 + \frac{3}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right]$$

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

$$(8.5) \quad R_c = kR$$

یا 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

$$\begin{aligned} I_6 &= I_5 + I_4 \\ &= I_0 \left[\frac{1}{k} + \frac{6}{j\omega CR k} + \frac{5}{(j\omega CR)^2 k} + \frac{1}{(j\omega CR)^3 k} \right] \\ &\quad + I_0 \left[3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] \end{aligned}$$

ہوں گے۔ چونکہ خیالی عدد $\sqrt{-1}$ ہے لہذا $j = \sqrt{-1}$ اور $j^2 = -1$ ہوتا ہے لہذا $j^3 = -j$ ہو گا۔ اسی طرح $j^4 = 1$ 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 $I_6 = -g_m v_{be}$ کے مساوات کے تحت $-g_m r_{be} = -\beta I_0$ ہے۔ یہاں $\beta = 3.188$ ہے۔ یہاں $I_6 = -\beta I_0$ کے مندرجہ بالا مساوات کے استعمال سے

$$(8.7) \quad I_0 \left[\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[\frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] \right] = -\beta I_0$$

لکھا 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-کپیٹر مرتعش مساوات 8.8 میں حاصل کردہ تعدد f_0 پر کام کرے گا۔ وقت 0 کو زیر نوشت لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ یہ مرتعش کی قدرتی تعدد⁶ ہے۔

مساوات 8.7 کے حقیقی 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 لکھنا جاسکتا ہے۔

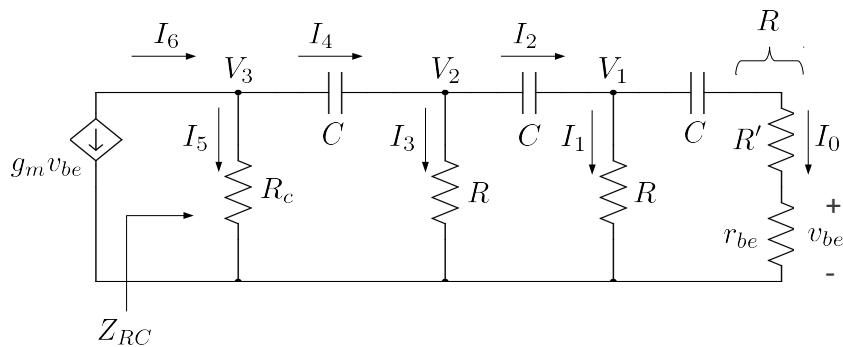
$$(8.9) \quad \begin{aligned} -\beta &= \frac{1}{k} + 3 - \left(\frac{5}{k} + 1\right)(6+4k) \\ \beta &= \frac{29}{k} + 23 + 4k \end{aligned}$$

مرتعش کو برقرار چالو رکھنے کی خاطر حقیقت میں β کو مندرجہ بالا حاصل کرنے 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 ایکلیفائزر میں استعمال ٹرانزسٹر کا β مندرجہ بالا مساوات پر پورا نہ اترے، تب اس سے بنایا گیا مزاحمت-کپیٹر مرتعش کام نہیں کرے گا۔ آئیں ایسے مرتعش میں درکار ٹرانزسٹر کی کم سے کم β حاصل کریں۔ ایسا $0 = \frac{d\beta}{dk}$ لیتے ہوئے حاصل کیا

natural frequency⁶



شکل 8.5: مزاحمت-کپیسٹر مرتعش کی مساوات کا حصول

جائے گا۔

$$\frac{d\beta}{dk} = -\frac{29}{k^2} + 0 + 4 = 0$$

$$k = \frac{\sqrt{29}}{2} = 2.69$$

حاصل ہوتا ہے جس سے کم β کی مقدار

$$\beta_0 > \frac{29}{2.69} + 23 + 4 \times 2.69 \approx 44.5$$

حاصل ہوتی ہے۔ یوں $R_c = 2.69R$ رکھتے ہوئے مزاحمت-کپیسٹر مرتعش ایسے ٹرانزسٹر سے بنایا جاسکتا ہے جس کے β کی قیمت 44.5 سے زیادہ ہو۔ مرتعش ہر وقت اپنی قدرتی تعداد پر ارتعاش کرتا ہے۔ یوں واپس کار کے کپیسٹر کی برقی رکاوٹ $\frac{1}{\omega_0 C}$ 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 نمائندہی کی گئی ہے جو ٹرانزسٹر پر بطور برقی 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 تعداد تبدیل کی جاسکتی ہے، حقیقت میں عموماً وتح خدود کے درمیان تعدد تبدیل کرنے کی خاطر تینوں کپیسٹروں کو ایک ساتھ برابر تبدیل کیا جاتا ہے۔ تینوں کپیسٹر یوں تبدیل کرنے سے Z_{RC} ، جو کہ بنیادی ایمپلیفیگر کا بوجھ ہے، تبدیل نہیں ہوتا اور یوں ارتعاشی لہر کا جیٹھ بھی تبدیل نہیں ہوتا۔ یہ مرتعش چند ہریٹز Hz سے کئی سو کلو ہریٹز kHz تک کے ارتعاش پیدا کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ میگا ہریٹز MHz کے حدود میں اسے دیگر اقسام کے الالہ۔ کپیسٹر LC مرتعشوں پر فوقیت حاصل نہیں۔

آئیں اب Z_{RC} کی اصل قیمت حاصل کریں۔ شکل سے ظاہر ہے کہ

$$Z_{RC} = \frac{V_3}{I_6}$$

کے برابر ہے۔ مساوات 8.4 اور مساوات 8.6 کی مدد سے

$$Z_{RC} = \frac{I_0 \left(R + \frac{6}{j\omega C} + \frac{5}{(j\omega C)^2 R} + \frac{1}{(j\omega C)^3 R^2} \right)}{I_0 \left(\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k}+1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[\frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k}+4\right)}{\omega CR} \right] \right)}$$

مساوات 8.8 میں دئے ω کی قیمت اس مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

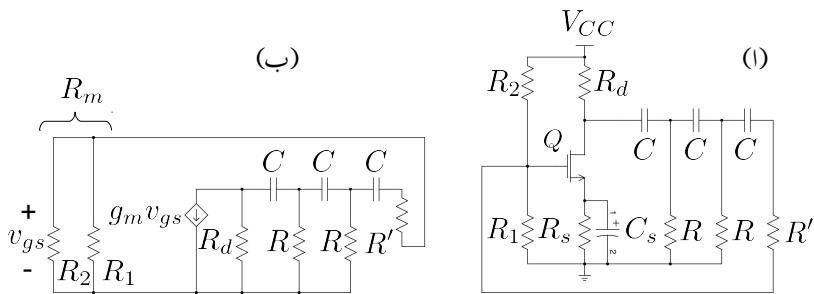
$$\begin{aligned} Z_{RC} &= \frac{R + \frac{6CR\sqrt{6+4k}}{jC} + \frac{5(CR\sqrt{6+4k})^2}{(jC)^2 R} + \frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(jC)^3 R^2}}{\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k}+1\right)(CR\sqrt{6+4k})^2}{(CR)^2} + j \left[\frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k}+4\right)(CR\sqrt{6+4k})}{CR} \right]} \\ &= \frac{-R \left[1 + \frac{6\sqrt{6+4k}}{j} + \frac{5(\sqrt{6+4k})^2}{(j)^2} + \frac{(\sqrt{6+4k})^3}{(j)^3} \right]}{\frac{29}{k} + 23 + 4k} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر β مساوات 8.9 کے مطابق ہو تو

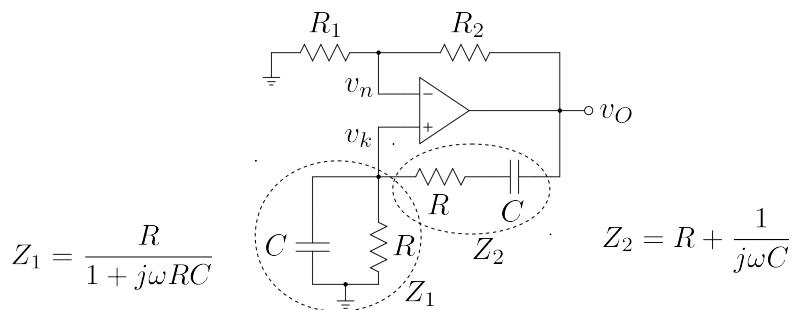
$$(8.11) \quad Z_{RC} = \frac{R}{\beta} \left[29 + 20k - j4k\sqrt{6+4k} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 8.6 الٹ 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 رانزئٹر 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 $R = R_m$ کے شرط کو بھی پورا کرے جہاں $R_m = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ کے برابر ہے۔



شکل 8.6: مزاحمت-کپیسٹر مارتعش



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 خور کرتے ہیں۔

آپ جانتے ہیں کہ یک سمیت روپ کپیسٹر 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 گا اور $v_n = 0$ ہو گا۔ اس کے بر عکس R_1 اور R_2 حسابی ایمپلیگیٹر کے ثابت خارجی برقی دباؤ v_O سے

Wien bridge oscillator⁷⁸ اس مرتعش کو میکس وائے نے دریافت کیا۔

پیدا کریں گے جو کہ ثبت برقی دباؤ ہو گا۔ ایسی صورت میں $v_k > v_n$ ہے اور حسابی ایمپلینیٹر کا خارجی اشارہ v_O برقرار ثابت نہیں رہ سکتا اور یہ جلد از جلد منفی ہونے کی کوشش کرے گا۔ آئیں اب تصور کریں کہ v_O برقرار کسی منفی برقی دباؤ پر رہتا ہے۔ اس مرتبہ بھی $v_k = 0$ ہی حاصل ہوتا ہے البتہ منفی v_O کی صورت میں $v_n = \frac{R_1 v_O}{R_1 + R_2}$ بھی منفی برقی دباؤ ہو گا اور یوں $v_k > v_n$ ہو گا۔ ایسی صورت میں حسابی ایمپلینیٹر کا خارجی اشارہ برقرار منفی 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 ثبت اور ناہی منفی برقی دباؤ پر ٹھہر سکتا ہے بلکہ یہ ارتعاش پذیر رہتا ہے۔

اگر $v_O = 0$ تصور کیا جائے تب $v_k = v_n = 0$ ہی حاصل ہوتے ہیں اور v_O برقرار برقی زمین پر ہی رہے گا۔ یہ صورت حال ناپائیدار ہے۔ برقی ادوار میں مسلسل برقی شور پایا جاتا ہے جس کی وجہ سے کسی بھی مقام پر پائے جانے والے برقی دباؤ میں لمحہ بالمحہ بدیک تبدیلیاں پیدا ہوتی ہیں۔ یوں v_k اور v_n زیادہ دیر کمکل طور پر برابر برقی دباؤ پر نہیں رہ سکتے اور جلد ہی لحاظی طور پر $v_n > v_k$ اور یا $v_n < v_k$ ہو جائے گا۔ ایسا ہوتے ہی v_O حرکت میں آئے گا اور دور ارتعاش پذیر ہو جائے گا۔ آئیں اب وائے مرتعش کا تحلیلی تجربیہ 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 پُڑ کرتے ہوئے اور $v_k = v_n$ لکھتے ہوئے

$$\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_O = \left(\frac{\frac{R}{1 + j\omega RC}}{\frac{R}{1 + j\omega RC} + \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C}} \right) v_O$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کو حل کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{R_1}{R_1 + R_2} &= \frac{j\omega RC}{j\omega RC + (1 + j\omega RC)^2} \\ &= \frac{j\omega RC}{j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2}\end{aligned}$$

یعنی

$$(8.14) \quad R_1 [j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2] = j\omega RC (R_1 + R_2)$$

ملتا ہے۔ اس مساوات کے حقیقی اور خیالی اجزاء علیحدہ کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}R_1 (1 - \omega^2 R^2 C^2) &= 0 \\ j3\omega RCR_1 &= j\omega RC (R_1 + R_2)\end{aligned}$$

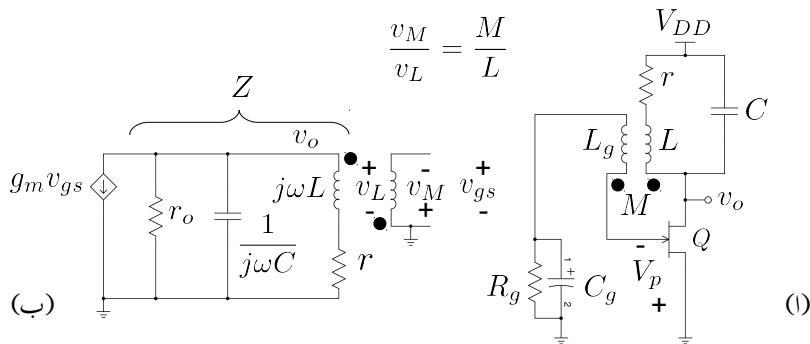
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(8.15) \quad \begin{aligned}\omega = \omega_o &= \frac{1}{RC} \\ R_2 &= 2R_1\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 8.15 وائے مرنہ لیٹر کے شرائط بیان کرتے ہیں۔ ان شرائط کے مطابق وائے مرنہ لیٹر کی قدرتی عدد $\frac{1}{RC}$ کے برابر ہے اور یہ اس وقت ارتقاش کرے گا جب R_2 کی قیمت R_1 کے دگنا ہو۔

وائے مرنہ لیٹر کو ثابت حسابی ایک پلیغائر تصور کیا جاسکتا ہے جہاں v_k اس کا داخلی اشارہ جبکہ $\frac{R_1+R_2}{R_1}$ اس کی افزائش $A_v = 2R_1$ ہے۔ $A_v = 3^{\frac{V}{V}}$ کی صورت میں A_v کے برابر ہو گا۔ اس قیمت سے کم افزائش پر مرنہ لیٹر ارتقاش پذیر نہ ہو پائے گا۔ ممکن مرنہ لیٹر 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 مرنہ لیٹر سائنس نما لبر خارج کرتا ہے۔ البتہ $R_2 \gg 2R_1$ کی صورت میں A_v کی قیمت بہت بڑھ جاتی ہے اور مرنہ لیٹر مستطیل لبر خارج کرتا ہے۔

مزاحمت - کپیسٹر مرنہ لیٹر میں RC کی کڑیاں جوڑ کر لہر کے زاویے میں 180 کی تبدیلی پیدا کی گئی۔ اس حصے میں مشترک امالہ (یعنی ٹرانسفارمر) کے استعمال سے 180 کی تبدیلی حاصل کی جائے گی۔ شکل 8.8 میں L اور C کو قریب



شكل 8.8: مالہ کپیٹر مرتعش

رکھ کر مشترکہ مالہ M حاصل کیا گیا ہے۔ اس مرتعش کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر تصور کریں کہ ماسفیٹ میں ω_0 تعداد کی برقی روپائی جاتی ہے جس کی وجہ سے اس پر نسب LC پر اسی تعداد کی برقی دباؤ پیدا ہو گی۔ مشترکہ مالہ کی وجہ سے اس برقی دباؤ کا کچھ حصہ L_g پر نمودار ہوتے ہوئے ماسفیٹ کو چلانے گا۔ یوں گیٹ پر برقی دباؤ سے LC پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے اور LC پر برقی دباؤ کی وجہ سے گیٹ پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے۔ یہ ناختم ہونے والا سلسلہ یوں برقرار رہے گا۔ آئیں اب اس مرتعش پر تحلیل بحث کریں۔

$nJFET$ کا گیٹ کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا L_g میں صفر برقی رو گز رے گا۔ اس صورت میں اگر L پر برقی دباؤ v_L پایا جائے تو L_g پر مشترکہ مالہ M کی وجہ سے v_M پیدا ہو گا جہاں

$$(8.16) \quad \frac{v_M}{v_L} = \frac{M}{L}$$

کے برابر ہو گا۔ مشترکہ مالہ میں برقی طاقت کے ضیاع کو مزاحمت r سے ظاہر کیا گیا ہے۔ مشترکہ مالہ میں نقطوں سے ہم زاویہ سرے دکھانے جاتے ہیں۔ یوں اگر L پر برقی دباؤ کا ثابت سر ا نقطے کی جانب ہو تو L_g پر بھی برقی دباؤ کا ثابت سر ا 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۔

لکھا جا سکتا ہے جہاں $g_m v_{gs} = -\frac{v_o}{Z}$ کے برابر ہے جسے $v_o = -g_m v_{gs} Z$ شکل ب میں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L}$$

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 چڑھے 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۔

$$(8.21) \quad \begin{aligned} j\omega M g_m &= \frac{r + j\omega L}{r_o} + j\omega C (r + j\omega L) + 1 \\ &= \frac{r}{r_o} + \frac{j\omega L}{r_o} + j\omega C r - \omega^2 L C + 1 \end{aligned}$$

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

$$(8.22) \quad \begin{aligned} \frac{r}{r_o} - \omega_0^2 L C + 1 &= 0 \\ \omega_0 &= \sqrt{\frac{1}{LC} \left(\frac{r}{r_o} + 1 \right)} \end{aligned}$$

حقیقت میں مشترکہ الالہ کی مزاجمت r کی قیمت ماسفیٹ کے مزاجمت r_0 سے نہیت کم ہوتی ہے یعنی $r \ll r_0$ ہوتا ہے۔ یوں مندرجہ بالا مساوات کے مطابق قدرتی تعداد کی قیمت تقریباً LC کی قدرتی تعداد کے برابر ہوتی ہے یعنی

$$(8.23) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

جہاں تقریباً کی جگہ برابر کا نشان استعمال کیا گیا ہے۔ اس اتفاقی اور دلچسپ نتیجے کے مطابق یہ مرتعش متوازی جڑے LC کی قدرتی تعداد پر ارتشاش کرتا ہے۔ اسی نتیجے کی بنابر اس مرتعش کو LC بھمسُر مرتعش⁹ کہا جاتا ہے۔ اس مرتعش کی تعداد کپیسٹر C کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے تبدیل کی جاسکتی ہے۔

مساوات 8.21 میں خیالی جزو حل کرتے ہوئے کم سے کم g_m کی قیمت حاصل ہوتی ہے یعنی

$$(8.24) \quad \begin{aligned} \omega M g_m &= \frac{\omega L}{r_0} + \omega C r \\ g_m &= \frac{1}{M} \left(\frac{L}{r_0} + Cr \right) \end{aligned}$$

r کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مرتعش ω_0 پر ارتشاش کرے گا۔ ω_0 پر متوازی جڑے LC کی بر ق رکاوٹ لا محدود ہو گی اور بنیادی ایمپلینیٹر کے لئے ہم

$$v_o = -g_m v_{gs} r_0$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m r_0$$

ہو گا۔ لامدد بوجہ پر افزائش کی حقیقی قیمت کو μ لکھتے ہوئے یعنی $\mu = g_m r_0$ لیتے ہوئے مساوات 8.24 میں r_0 کی جگہ $\frac{\mu}{g_m}$ لکھتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} g_m M &= \frac{L}{r_0} + Cr \\ g_m M &= \frac{L g_m}{\mu} + Cr \\ g_m &= \frac{\mu C r}{\mu M - L} \end{aligned}$$

حقیقی مرتعش کی g_m اس سے زیادہ ہو گی۔

tuned oscillator⁹

8.4.1 خود-مائیل دور

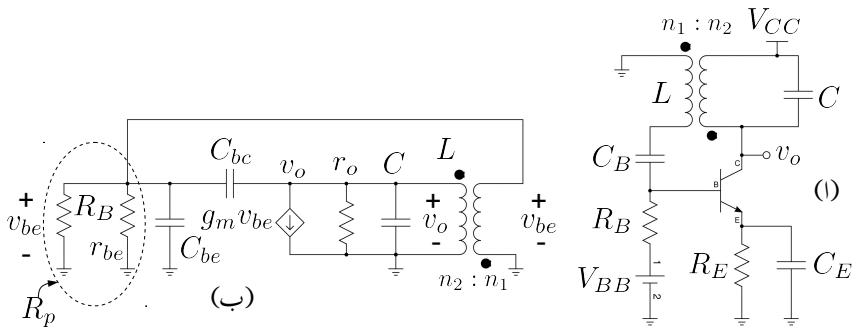
شکل 8.8 میں $nJFET$ کے مائل ہونے پر غور کرتے ہیں۔ تصور کریں کہ مرتعش ارتقاش پذیر ہے۔ یوں مشترکہ امالة کی وجہ سے گیٹ پر سائیں نما برقی دباؤ $V_p \sin \omega t$ پایا جائے گا۔ $nJFET$ کے گیٹ پر جب بھی ثبت برقی دباؤ لاگو کی جائے یہ کسی بھی ڈائیوڈ کی طرح سیدھا مائل ہو جاتا ہے۔ گیٹ کا ڈائیوڈ، کپیسٹر C_g اور 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 برقی دباؤ، گیٹ پر پائے جانے والے سائین نمالہ کے چوٹی برابر ہو جائے گا یعنی اس پر V_p برقی دباؤ پایا جائے گا۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، کپیسٹر پر برقی دباؤ کا ثابت سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے۔ یوں گیٹ پر $V_p - V_g$ پر برقی دباؤ پایا جائے گا جو $nJFET$ کو مائل کرتا ہے۔ R_g کی قیمت یوں رکھی جاتی ہے کہ لہر کے ایک دوری عرصے میں C_g پر برقی دباؤ برقرار رہے۔ ایسا کرنے کی خاطر $\frac{1}{f} \gg R_g C_g$ رکھا جاتا ہے جہاں f لہر کی تعدد ہے۔ اس مرتعش کی تعدد حاصل کرتے وقت تصور کیا گیا تھا کہ گیٹ پر برقی روکا گزر ممکن نہیں۔ بیہاں ہم دیکھتے ہیں کہ $nJFET$ کو مائل کرنے کی خاطر گیٹ کے ڈائیوڈ کا سیدھا مائل ہونا لازم ہے۔ چونکہ لہر کی چوٹی پر نہیت کم دورانیہ کے لئے گیٹ سیدھا مائل ہوتا ہے جنکہ بقايا تمام وقت یہ الٹ مائل رہتا ہے لہذا گیٹ کو کھلے سرے تصور کیا جا سکتا ہے۔

جس لمحہ مرتعش کو برقی طاقت V_{DD} مہیا کیا جائے اس لمحہ C_g پر صفر برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ یوں $nJFET$ i_{DS} گزرنے دیتا ہے جس سے اس کی 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 جیط بڑھتا جاتا ہے جس سے پر برقی دباؤ V_p بھی بڑھتا جاتا ہے جو کہ گیٹ کو زیادہ سے زیادہ منفی کرتے ہوئے i_{DS} کی قیمت کو کم کرتا ہے۔ کم i_{DS} کی وجہ سے g_m کی قیمت بھی کم ہوتی ہے۔ آخر کار دور ایسی توازن اختیار کر لیتا ہے جہاں ارتقاشی لہر کا جیط برقرار رہتا ہے۔

8.5 ٹرانزسٹر ہمسُر 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 امالة تصور کیا گیا۔ اس حصے میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ریاضی نمونہ اور ٹرانسفارمر کے مساوات استعمال کرتے ہوئے بہس مرتعش¹⁰ کا حل دکھایا جائے گا۔ ظاہر ہے کہ فیٹ پر مبنی مرتعش کو بھی اسی طرح حل کیا

tuned oscillator¹⁰



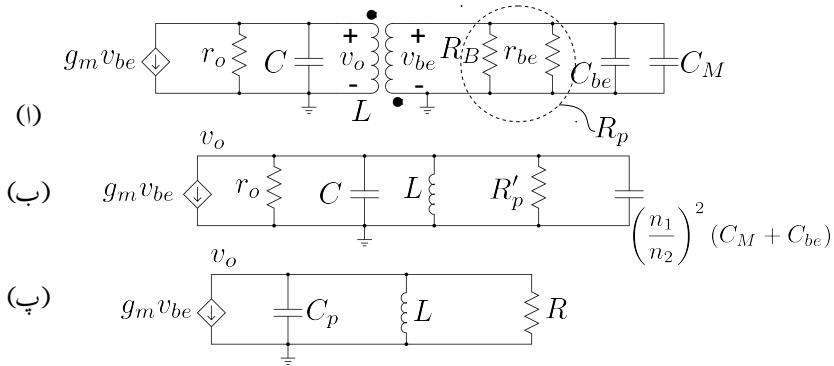
شکل 8.9: ٹرانزسٹر ہمسر مرتعش

جا سکتا ہے۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر (یا فیٹ) کے بلند تعدد ریاضی نمونہ ہی سے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں لہذا بلند تعدد پر چلنے والے مرتعش کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر (یا فیٹ) کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرنا ضروری ہے۔ شکل 8.9 الف میں ٹرانزسٹر ہمسر 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_B اور C_E کو لامحدود تصور کیا گیا ہے۔ مسئلہ مول¹¹ کی مدد سے C_{bc} کا مساوی ملکپیسٹر C_M استعمال کرتے ہیں۔ یوں C_M اور C_{be} متوازی جڑ جاتے ہیں۔ شکل 8.10 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں شکل کو قدر بہتر طرز پر بنایا گیا ہے۔ ٹرانسفارمر کے n_1 جانب برقی رکاوٹ کا n_2 جانب عکس لیتے ہیں۔ ایسا کرتے وقت برقی رکاوٹ کو $\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$ سے ضرب دیا جاتا ہے۔ یوں متوازی جڑے مزاحمت R_B اور R_p کو R'_p لکھتے ہوئے ٹرانسفارمر کی دوسری جانب منتقل کرتے R'_p حاصل ہوتا ہے جہاں

$$R'_p = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 R_p$$

کے برابر ہے۔ اور C_M متوازی جڑے ہیں لہذا ان کا مجموعہ $C_M + C_{be}$ اور برقی رکاوٹ کے برابر ہے۔ اس کا عکس

$$\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \times \frac{1}{j\omega(C_{be} + C_M)}$$



شکل 8.10: براز سٹر ہسٹر تھش کا باریک اشاراتی مساوی دور

جس کو ہو گا

$$\frac{1}{j\omega \left[\frac{n_1^2}{n_2^2} (C_{be} + C_M) \right]}$$

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 کپیٹروں کو C_p لکھا گیا ہے جہاں

$$C_p = C + \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M)$$

کے برابر ہے۔ اسی طرح متوازی جڑے r_o اور R'_p کے مجموعے کو R لکھا 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 $v_o = -g_m v_{be}$ کے برابر ہو گا جسے $-g_m v_{be} Z$ 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 پچھوں کے چکر کی شرح کے برابر ہوتا ہے۔ مزید اگر ایک جانب برقی دباؤ کا ثابت سرا ٹرانسفارمر کی علامت پر دکھائے نقطے کی طرف ہو تو دوسرا 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 منفی کی علامت اس بات کو دکھلاتا ہے کہ ہم نے ٹرانسفارمر کے ایک جانب v_o کا ثابت سرا نقطے کی جانب جبکہ دوسرا باغیر نقطے کی طرف رکھا ہے۔ ایسا کرنے سے اشارے میں 180 کی تبدیلی پیدا کی جاتی ہے جو کہ RC مرتعش میں تین کڑی RC سے حاصل کی گئی تھی۔

یوں مساوات 8.25 سے حاصل ہوتا ہے

$$g_m \left(\frac{n_1}{n_2} \right) v_o = \left(j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right) v_o$$

$$g_m \left(\frac{n_1}{n_2} \right) = \left(j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right)$$

اس مساوات کے خیالی اور حقیقی جزو علیحدہ کرتے ہیں۔ خیالی جزو سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.26) \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} = \frac{1}{\sqrt{L \left[C + \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M) \right]}}$$

جبکہ حقیقی جزو سے

$$g_m \left(\frac{n_1}{n_2} \right) = \frac{1}{R} = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \times \frac{1}{R_p} + \frac{1}{r_o}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ r_o کی قیمت نسبتاً بہت زیادہ ہوتی ہے لہذا $\frac{1}{r_o}$ کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$g_m R_p = \frac{n_1}{n_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ R_B کی قیمت r_{be} کے قیمت سے کئی درجے زیادہ ہوتی ہے لہذا

$$R_p = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}} \approx r_{be}$$

ہوتا ہے اور یوں

$$g_m r_{be} = \frac{n_1}{n_2}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات میں $g_m r_{be} = \beta$ کے استعمال سے

$$(8.27) \quad \beta = \frac{n_1}{n_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔

قدرتی تعدد ω_0 پر متوازی جٹ سے L اور C_p کی برقی رکاوٹ لامدد ہوتی ہے لہذا شکل 8.10 پ میں

$$(8.28) \quad A_v = \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m R$$

کے برابر ہو گا۔ یوں ملکپسیٹر

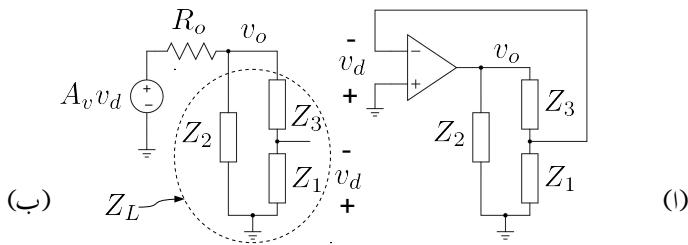
$$C_M = C_{bc} (1 + g_m R)$$

کے برابر ہو گا۔

چونکہ $1 \gg \beta$ ہوتا ہے لہذا $1 \gg \frac{n_1}{n_2}$ ہو گا۔ اگر β کی قیمت $\frac{n_1}{n_2}$ سے معمولی زیادہ ہو تو مرتعش سائنس نماہر خارج کرتا ہے۔ $\gg \frac{n_1}{n_2}$ کی صورت میں ٹرانزیستر غیر خطی نظرے میں داخلی ہو گا اور یہ مستطیل برقی روپیدا کرے گا البتہ L اور اپنی قدرتی تعدد ω_0 پر ارتقاش کرتے ہیں لہذا مرتعش سائنس نما برقی دباؤ v_o ہی خارج کرے گا۔

8.6 عمومی مرتعش

شکل 8.11 الف میں عمومی مرتعش دکھایا گیا ہے۔ کئی قسم کے مرتعش اس عمومی طرز پر بنائے جاتے ہیں جہاں بنیادی ایکلینیٹر کسی بھی قسم کا ہو سکتا ہے مثلاً حسابی ایکلینیٹر، دو جوڑ ٹرانزیستر یا فیٹ پر مبنی ایکلینیٹر وغیرہ۔ اس حصے میں



شکل 8.11: عوی مرتعش

بنیادی ایکلپیفار کے داخلی مزاحمت کو لاحدہ د تصور کیا گیا ہے۔ ایسا فیٹ پر مبنی ایکلپیفار یا حسابی ایکلپیفار کے استعمال سے ممکن ہے۔ شکل ب میں ایکلپیفار کا تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے جہاں ایکلپیفار کے خارجی مزاحمت کو R_o لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں

$$\frac{1}{Z_L} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_1 + Z_3}$$

$$Z_L = \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.29) \quad v_o = A_v v_d \left(\frac{Z_L}{R_o + Z_L} \right)$$

کے برابر ہو گا۔ مزید یہ کہ Z_1 اور Z_3 کو سلسلہ وار جڑے تصور کرتے ہوئے

$$(8.30) \quad v_d = - \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \right) v_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح مساوات 8.29 سے

$$(8.31) \quad v_o = A_v \left(\frac{-Z_1}{Z_1 + Z_3} \right) v_o \left(\frac{\frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}{R_o + \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}} \right)$$

$$1 = \frac{-A_v Z_1 Z_2}{R_o (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مرتعش میں Z بر قی 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۔ ہم ωL کو جبکہ $\frac{1}{\omega C}$ کو X_C لکھتے ہوئے $Z = jX$ لکھ سکتے ہیں جہاں ثبت X 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 بائیں ہاتھ صرف حقیقی مقداریں بجکہ اس کے دائیں ہاتھ حقیقی اور خیالی دونوں مقداریں پائے جاتے ہیں۔ مساوات کے دو اطراف صرف اس صورت برابر ہو سکتے ہیں جب دونوں جانب مقداریں برابر ہوں۔ چونکہ بائیں ہاتھ خیالی مقداریں نہیں پائے جاتے لہذا دائیں جانب خیالی مقداروں کی قیمت صفر ہو گی یعنی

$$(8.33) \quad X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

اور یوں مساوات 8.32 مندرجہ ذیل صورت اختیار کر لے گا۔

$$1 = \frac{-A_v X_1 X_2}{X_2 (X_1 + X_3)} = \frac{-A_v X_1}{X_1 + X_3}$$

مساوات 8.33 سے $X_1 + X_3 = -X_2$ حاصل ہوتا ہے جسے مندرجہ بالا مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

$$1 = \frac{A_v X_1}{X_2}$$

یعنی

$$(8.34) \quad A_v = \frac{X_2}{X_1}$$

دیتا ہے۔ مساوات 8.34 مرتعش کی درکار A_v دیتا ہے۔ حقیقت میں A_v اس قیمت سے زیادہ رکھا جائے گا۔ اس مساوات میں A_v ثابت قیمت رکھتا ہے لہذا مساواتی نشان کے دونوں جانب ثابت قیمتیں تب ممکن ہیں جب X_1 اور X_2 کی قیمتیں بھی یا تو دونوں ثابت ہوں اور یا پھر دونوں منقی ہوں۔ یعنی یا یہ دونوں امالة 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 امالة ہوں تب X_3 کپیسٹر ہو گا اور ایسی صورت میں مرتعش کو بارٹلے مرتتعش¹² پکارتے ہیں اور اگر X_1 اور X_2 دونوں کپیسٹر ہوں تب X_3 امالة ہو گا اور ایسی صورت میں اسے کالپنس مرتتعش¹³ پکارا جاتا ہے۔¹⁴

Hartley oscillator¹²

Colpitts oscillator¹³

¹⁴ رائف ہارٹلے نے بارٹلے مرتعش بجکہ ایڈن ہنزی کا کالپنس نے کالپنس مرتعش کا درود ریافت 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 جا سکتا ہے جس سے

$$(8.35) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح اگر X_1 اور X_2 کپیسٹر ہوں تب مساوات 8.33 کو

$$-\frac{j}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2} + j\omega L_3 = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$(8.36) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں

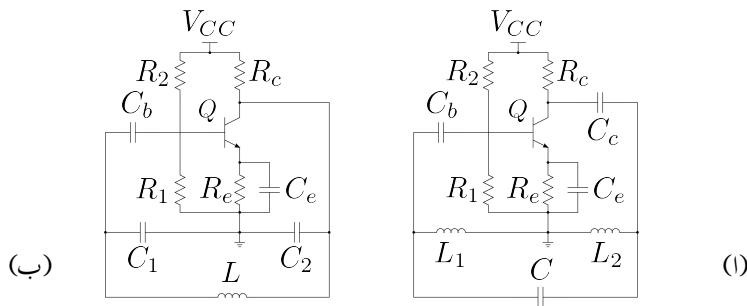
$$(8.37) \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

یعنی C_1 اور C_2 کی سلسلہ وار جرڑی کل کپیسٹر ہے۔

8.7 ہار ٹلے اور کالپٹس مرتعش

شکل 8.12 میں مرانزسٹر ایمپلیفیاٹر استعمال کرتے ہوئے ہار ٹلے اور کالپٹس مرتعش بنائے گئے ہیں۔ شکل اف میں واپس کار یعنی L_1 ، L_2 اور C کی شمولیت سے بنیادی ایمپلیفیاٹر مرتعش میں تبدیل ہو جاتا ہے۔ شکل 8.11 کے ساتھ موازنہ کرنے سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دراصل X_1 ، X_2 اور X_3 ہے جبکہ C دراصل ہے C_b اور C_c ۔ اس بات کو یقینی بناتے ہیں کہ واپس کار کی شمولیت سے بنیادی ایمپلیفیاٹر کے نقطہ مائل پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ شکل ب میں C_c کی ضرورت نہیں چونکہ C_1 ، C_2 اور C_b کی موجودگی میں اس راستے یک سمی رو کا گزر ممکن نہیں۔ قصری کپیسٹر¹⁵ ہے جبکہ C_c اور C_b جفتی کپیسٹر¹⁶ ہیں۔ چالو تعدد پر C_e اور C_b کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے۔

bypass capacitor¹⁵
coupling capacitors¹⁶



شکل 8.12: ہارٹلے اور کالپیش مرتعش

بلند تعداد پر ان اشکال کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر 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 کالپیش مرتعش تخلیق دیتے وقت ٹرانزسٹر کے بلند تعداد ریاضی نمونے کے جزو C_{bc} اور C_{be} کا مساوی ملکپیٹر¹⁷ C_M کے مجموعے کو بطور C_1 استعمال کیا جاتا ہے (یعنی $C_1 = C_{be} + C_M$)۔

شکل 8.11 کے معنی مرتعش میں بنیادی ایکپلیغاڑ کا داخلی مزاحمت لامحدود ہے جبکہ شکل 8.12 کے دونوں مرتعش میں ایسا نہیں ہے۔

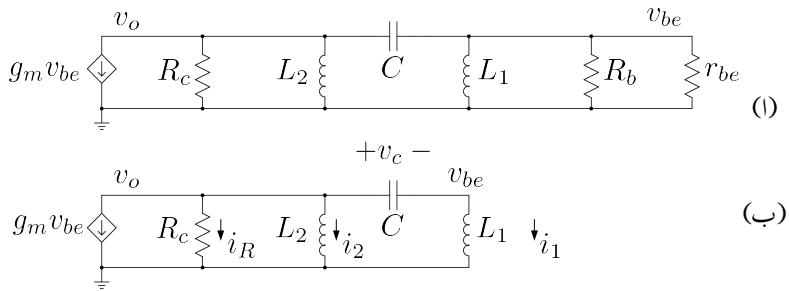
مثال 8.2: ٹرانزسٹر کا پست تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 8.12 الف کو حل کریں۔ حل کرتے وقت بنیادی ایکپلیغاڑ کے داخلی مزاحمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے نظر انداز کریں۔

حل: شکل 8.13 میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں $R_b \parallel R_1 \parallel R_2$ کو R_b کھا گیا ہے۔ بنیادی ایکپلیغاڑ کا داخلی مزاحمت $R_b \parallel r_{be}$ کے برابر ہے جو $j\omega L_1$ کے متواری جڑا ہے۔ تصور کرتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔

شکل ب میں اگر ٹرانزسٹر کا داخلی برتنی دباؤ v_{be} ہوتا L_1 میں برتنی رو

$$i_1 = \frac{v_{be}}{j\omega L_1}$$

Miller capacitance¹⁷



شکل 8.13: برازسٹر پر منہ بار مٹے مرتعش کا پست تعددی مساوی دور

ہو گی جو کپیسٹر C سے گزرتے ہوئے اس پر

$$v_c = \frac{v_{be}}{j\omega L_1} \times \frac{1}{j\omega C} = -\frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}$$

برقی دباؤ پیدا کرے گا۔ یوں

$$\begin{aligned} v_o &= v_{be} + v_c \\ &= v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C} \end{aligned}$$

ہو گا۔ L_2 میں

$$i_2 = \frac{v_o}{j\omega L_2} = \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{j\omega L_2}$$

اور R_c میں

$$i_R = \frac{v_o}{R_c} = \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{R_c}$$

پایا جائے گا۔ یوں کر خوف 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 اور اجزاء علیحدہ 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

$$(8.39) \quad g_m R_c = |A_v| = \frac{L_2}{L_1}$$

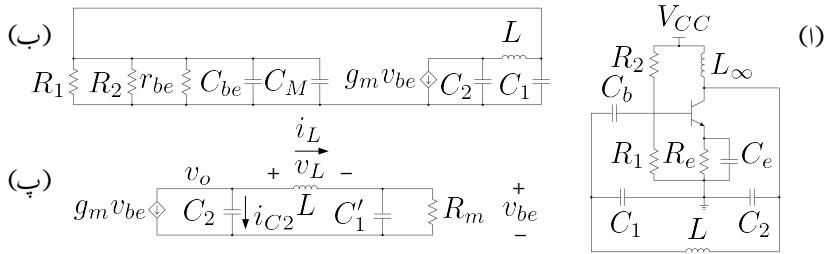
حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کا مساوات 8.35 اور مساوات 8.34 سے موازنہ کریں۔

مثال 8.3: شکل 8.14 اف میں ٹرانزسٹر پر منی کالپس 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} جبکہ 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 $r_{be} \approx r_m$ اور C'_1 متوازی جڑے ہیں اور ان پر برتنی دباؤ v_{be} پایا جاتا ہے۔ یوں ان میں برتنی رو

$$i_{R_m} = \frac{v_{be}}{R_m}$$

$$i_{C'_1} = j\omega C'_1 v_{be}$$



کل 8.14: مترانزستر پر مبنی کا پنٹس مرتعش

ہو گی۔ پوں کر خوف 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۔ کر خوف کے قانون برائے برقی روکے تحت $i_{C_2} + i_L = -g_m v_{be}$ ہے یعنی

$$\begin{aligned}
 (8.40) \quad -g_m v_{be} &= j\omega C_2 \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be} + \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) v_{be} \\
 -g_m &= j\omega C_2 \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] + \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \\
 -g_m &= j\omega C_2 - \omega^2 L C_2 \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \\
 -g_m &= j\omega C_2 - \frac{\omega^2 L C_2}{R_m} - j\omega^3 C'_1 L C_2 + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1
 \end{aligned}$$

اس مساوات کے خیالی جزو سے حاصل ہوتا ہے

$$\omega C_2 - \omega^3 C'_1 LC_2 + \omega C'_1 = 0$$

$$\omega \left(C_2 - \omega^2 C'_1 LC_2 + C'_1 \right) = 0$$

چونکہ چالو مرتعش کی تعداد صفر نہیں ہوتی (یعنی $\omega \neq 0$) لہذا

$$C_2 - \omega^2 C'_1 LC_2 + C'_1 = 0$$

ہو گا جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.41) \quad \omega = \omega_0 = \sqrt{\frac{C'_1 + C_2}{LC'_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

جہاں

$$(8.42) \quad \frac{1}{C} = \frac{1}{C'_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{C'_1 + C_2}{C'_1 C_2}$$

کے برابر ہے۔ ω_0 مرتعش کی قدرتی تعداد ہے۔

مساوات 8.40 کے حقیقی جزو سے حاصل ہوتا ہے۔

$$-g_m = -\frac{\omega^2 LC_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$

اس میں ω_0 کی قیمت استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

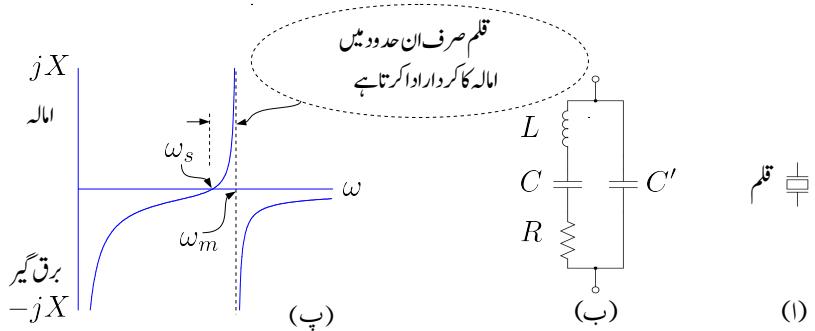
$$-g_m = -\left(\frac{C'_1 + C_2}{LC'_1 C_2} \right) \frac{LC_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$

$$g_m R_m = \frac{C_2}{C'_1}$$

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۔



شکل 8.15: داب بر قلم

8.7.1 قلمی مرتعش

ایسا قلم¹⁸ جسے دبائے سے اس کے دو اطراف کے مابین برقی دباو پیدا ہوتا ہے کو داب بر قلم¹⁹ کہتے ہیں۔ داب بر قلم پر برقی دباو لا گو کرنے سے یہ پھیلتا (یا سکوتتا) ہے۔ ایسے داب بر قلم کے تدریتی میکانی تعداد پر برقی دباو فراہم کرتے ہوئے اسے ارجمند پذیر بنایا جاسکتا ہے۔ قلموں کی طبیعتی خوبیاں انتہائی مسکنم ہوتی ہیں جو وقت یا حرارت سے بہت کم متاثر ہوتی ہیں۔ اسی لئے ایسے قلم کی تدریتی تعداد کی قیمت بھی مسکنم رہتے ہوئے تبدیل نہیں ہوتی۔ اسی خوبی کی بنا پر انہیں عموماً وقت نانپنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ کوارٹر²⁰ گھٹڑی کا تجھی وقت دکھانا مثالی ہے۔ وھاتی ڈبے میں بند، چند کلو ہر ٹری kHz سے کئی میگا ہر ٹری MHz تک کے تدریتی تعداد والے کوارٹر کے قلم، منڈی میں عام دستیاب ہیں۔ ڈبے پر قلم کی تدریتی تعداد کی قیمت لکھی گئی ہوتی ہے۔

شکل 8.15 الف میں قلم کی علامت دکھائی گئی ہے جبکہ شکل ب میں اس کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ مساوی دور میں قلم کے میکانی خوبی ماس m کو امالہ L ، اسپرنگ کے مستقل K کے معکوس کو کپیسٹر C اور میکانی مزاحمت کو برقی مزاحمت R سے ظاہر کیا جاتا ہے جبکہ C' قلم کے دونوں سروں پر 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 دو سروں سے دیکھتے ہوئے L کے ساتھ C سلسلہ وار جڑا معلوم ہوتا ہے جبکہ L کے دو سروں سے دیکھتے ہوئے L کے ساتھ C_m متوازی جڑا معلوم ہوتا ہے۔ $\omega_s^2 = \frac{1}{LC}$ اور اس کے ساتھ سلسلہ وار جڑے کپیسٹر C

کی سلسلہ وار قدرتی تعداد جبکہ $\frac{1}{LC_m}$ کو اس کے ساتھ متوازی جڑے کپیسٹر C_m کی متوازی قدرتی تعداد تصور کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\frac{1}{Z} = \frac{j\omega C' (\omega^2 - \omega_m^2)}{(\omega^2 - \omega_s^2)}$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

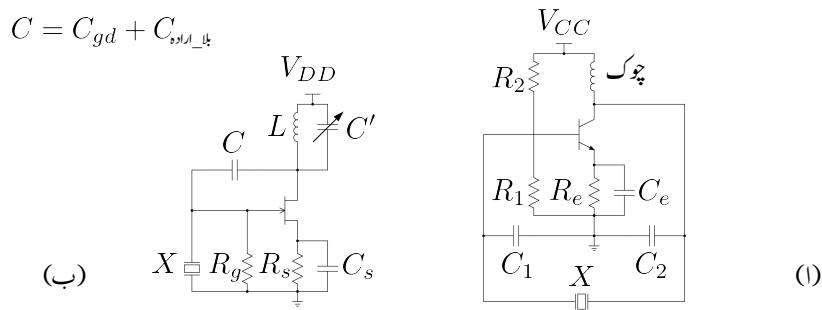
$$(8.45) \quad Z = \frac{-j (\omega^2 - \omega_s^2)}{\omega C' (\omega^2 - \omega_m^2)}$$

اس مساوات کو شکل 8.15 پ میں گراف کیا گیا ہے۔ حقیقت میں C' کی قیمت C کے قیمت سے کئی درجے زیادہ ہوتی ہے (یعنی $C' \gg C$)۔ یوں C_m کی قیمت C سے قدر کم ہوتا ہے جس سے ω_s کی قیمت ω_m کے قیمت سے قدر کم ہوتا ہے۔ ان دو قدرتی تعداد کی قیمتوں میں 1% سے بھی کم فرق ہوتا ہے۔ مساوات 8.45 میں دیا برقرار رکاوٹ $\omega_s < \omega < \omega_m$ کے حدود میں بطور امالة جبکہ $\omega_s < \omega < \omega_m$ میں بطور کپیسٹر کردار ادا کرتا ہے۔

مندرجہ بالاتر کرے کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ کاپیسٹر مرتعش میں امالة کی جگہ قلم استعمال کیا جا سکتا ہے۔ شکل 8.14 میں ایسا کرتے ہوئے شکل 8.16 الف کا کاپیسٹر قلمی مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ قلم صرف $\omega_m < \omega < \omega_s$ 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 تعداد پر مخصر ہے۔ اب چونکہ $\omega_m \approx \omega_s$ ہوتا ہے لہذا قلمی مرتعش 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 برقرار رکاوٹ (یعنی L) کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 8.41 سے بھی یہی تعداد حاصل ہو۔ قلمی مرتعش کے استعمال کا مقصد ایک حتیٰ تعداد 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 تعداد 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: قلی کا پیس اور ہارٹلے مرتقش

کپیسٹر ہوتا ہے جس کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے مرتقش کی تعداد باریکی سے قابو کی جاتی ہے۔ چونکہ متوازی جڑے LC کی برتنی رکاوٹ ان کے قدرتی متوازی تعداد پر لامحدود ہوتی ہے لہذا LC ٹینک کی قدرتی متوازی تعداد کو مرتقش کے تعداد کے قریب رکھتے ہوئے nJFET کے ڈرین پر بہت زیادہ برتنی رکاوٹ حاصل کیا جاتا ہے جس سے نبیادی ایمپلیفیاٹر کی افزائش زیادہ حاصل ہوتی ہے اور ارتھاشی اشارے کا جیطہ زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ اس مرتقش میں بیرونی کپیسٹر C کا استعمال ضروری نہیں۔ نہایت بلند تعداد حاصل کرتے وقت اس کپیسٹر کو نسب نہیں کیا جاتا اور nJFET کی اندر وہی کپیسٹر C_{gd} اور nJFET C_{gd} 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 مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات:

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i} = \frac{1}{1 + j\beta\omega RC - \omega^2 R^2 C^2}$$

$$R = 1196 \Omega$$

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: $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ اور $r_{be} = 2.54 \text{ k}\Omega$ ہیں۔ $k = 2.69$ ہیں۔ استعمال کرتے ہوئے $R = 1115 \Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_m > R'$ ہے لہذا تمام $C = 3.5 \text{ nF}$ سے جس سے حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $R_m > R'$ ہے لہذا تمام R برابر رکھنا ممکن نہ ہو گا اور یوں $R' = 0 \Omega$ رکھا جائے گا۔ قدرتی تعدد 10 kHz سے قدر مختلف ہو گی۔

سوال 8.4: شکل 8.4 کے RC 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: جو ابادت میں $k = 2.69$ ہے۔ اور $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ اور $r_{be} = 1.25 \text{ k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ $C = 3.1 \text{ nF}$ 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۔ کی صورت میں مرتعش کی قدرتی تعدد حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } f_o = 100 \text{ Hz}$$

سوال 8.6: شکل 8.9 میں ٹرانزسٹر کا $\beta = 39$ اور $V_A = 200 \text{ V}$ ، $C_{bc} = 4 \text{ pF}$ اور $C_{be} = 10 \text{ pF}$ ہے۔ اگر انسفار مر کی $\frac{n_1}{n_2}$ حاصل کریں۔ اگر $L = 200 \text{ nH}$ اور $C = 20 \text{ nF}$ ہے۔ اور $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ اور $R_B = 5 \text{ k}\Omega$ ہوں تب f_o کیا ہو گا۔

جوابات: $R'_p = 0.51 \text{ }\Omega$ ، $r_o = 200 \text{ k}\Omega$ ، $r_{be} = 925 \text{ }\Omega$ ، $g_m = 0.04 \text{ S}$ ، $\frac{n_2}{n_1} = 0.02564$ اور $f_o = 1.798 \text{ MHz}$ ہے۔ اور $C_p = 39.166 \text{ nF}$ ، $C_M \approx 4 \text{ pF}$ ، $R \approx 0.51 \text{ }\Omega$ ہو گا۔

سوال 8.7: شکل 8.12 ب میں R_c کی جگہ لامحدود L نسب کیا جاتا ہے۔ R_B کو نظر انداز کرتے اور ٹرانزسٹر کا پست تعددی مساوی پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اسے حل کریں۔

$$\text{جوابات: } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \text{ جہاں } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

سوال 8.8: سوال 8.7 کے کاپیٹس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا $\beta = 50$ ہے۔ اگر اس میں $C_1 = 0.01 \mu\text{F}$ رکھا جائے تب 200 kHz پر ارتعاش کرتے مرتعش کے بقايا اجزاء کے قیمتیں کیا ہوں گی؟

$$\text{جوابات: } L = 65 \mu\text{F}$$

سوال 8.9: شکل 8.12 کے کاپیٹس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا پست تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے حل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے بنیادی ایمپلیفیکر کی داخلی مزاحمت لامحدود تصور کریں۔

جوابات: $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ جہاں $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ۔ ان مساوات کا مساوات 8.34 اور مساوات 8.36 کے ساتھ موازنہ کریں۔

فرہنگ

- Butterworth circle, 746
bypass capacitor, 286, 646

capacitor, 168
carrier frequency, 111
carrier wave, 111
cascaded amplifier, 390
cascode amplifier, 616, 729
CE amplifier, 574
Celsius, 93
channel, 437
charge, 216, 421, 435
clamping circuit, 116
class
 A, 414
 AB, 414
 B, 414
 C, 415
 D, 415
clipper, 118
CMOS, 462
CMRR, 577
collector, 213
Colpitts oscillator, 847
common base, 400
common collector, 400
common emitter, 400
common mode voltage, 6, 556
common mode voltage gain, 576
comparator, 77
complex plane, 744
conductance, 148

AC load line, 141
active component, 213
active region, 277
adder, 42, 44
ageing, 585
AM demodulator, 110
AM modulator, 111
AM signal, 112
amplifier
 difference, 3
 instrumentation, 52
 inverting, 16, 19
 non-inverting, 31, 34
anti-log, 122
atomic model, 148
atomic number, 148
avalanche, 170
avalanche breakdown, 171

band, 646, 703
band pass filter, 785
band stop filter, 785
Barkhausen criteria, 824
base, 213
bit, 66
blocking voltage, 165
Bode plot, 653, 665
Boltzmann constant, 92
break down voltage, 170
breakdown region, 98
buffer, 35
Butterworth, 743

- high frequency model, 184
- square law, 200
- distortion, 486
- divider, 123
- doping, 148
- drift, 156, 159
- drift current, 159
- drift speed, 159
- drift velocity, 159
- Early voltage, 277, 488
- ecg, 53
- electric field intensity, 159
- electrical noise, 176
- electron gas, 153
- electron mobility, 160, 449
- emission coefficient, 92
- emitter, 213
- emitter coupled logic, 566
- emitter follower, 403
- enhancement nMOSFET, 440
- feedback circuit
 - negative, 28
 - positive, 28
- feedback signal, 26, 766
- feedback system, 765
- field effect transistor, 213
- filter
 - band pass, 742
 - band stop, 742
 - Butterworth, 746
- forward biased, 95, 98, 102
- free electron, 149
- free hole, 149, 154
- full wave rectifier, 108
- gain, 18, 220
- gain bandwidth product, 705
- gate
 - AND, 127
 - OR, 127
- conductivity, 161
- constant current source, 519, 583
- coupling capacitor, 295, 646
- covalent bond, 148, 175
- crystal, 148
- crystal oscillator, 856
- current gain, 219, 220
- current mirror, 520, 585
- current sink, 583
- current source, 583, 636
- cut-in voltage, 95
- cut-off frequency
 - high, 645
 - low, 645
- DAC, 65
- damping constant, 743
- darlington pair, 255
- dB, 665
- DC bias point, 128
- DC load line, 129
- depended voltage source, 8
- dependent current source, 299
- depletion nMOSFET, 459
- depletion region, 164
- difference pair, 555
- differential input resistance, 572
- differential mode voltage, 6
- differential voltage gain, 3
- differentiator, 38
- diffusion, 156
- diffusion capacitance, 173
- diffusion constant
 - electrons, 158
 - holes, 158
- diffusion current, 156
- diffusion current density, 158
- digital circuits, 503
- diode, 91
 - cut off, 167
- germanium, 95

- Miller capacitor, 729
- Miller theorem, 694, 842
- Miller's capacitor, 697
- minority
 - electrons, 149
 - hole, 149
- mirror, 481
- mobile
 - charges, 153
 - electron, 149
 - hole, 149
- model, 8, 11, 177
- models, 488
- modulating frequency, 111
- modulating wave, 111
- multiplier, 122
- n-type semiconductor, 152
- natural frequency
 - undamped, 743
- NOT gate, 316, 503
- number density, 150
- ohmic contact, 175
- OPAMP, 51
- optical cable, 177
- optical communication, 177
- optocoupler, 176
- output offset voltage, 578
- p-type semiconductor, 154
- parasitic resistor, 699
- passive component, 213
- peak detector, 109
- photo diode, 175
- photon, 175
- piece wise linear model, 179
- piezoelectric crystal, 854
- pinch off, 443
- pole, 660
- power
 - mosfet, 542
- generation rate, 149
- gradient, 129
- half wave rectifier
 - negative, 105
 - positive, 104
- Hartley oscillator, 847
- heat sink, 543
- holding current, 425
- hole gas, 155
- hole mobility, 449
- ideal diode, 181
- immobile
 - charges, 153
- injected electrons, 216
- injected holes, 216
- input bias current, 72, 581
- input offset current, 581
- input offset voltage, 68, 578
- integrator, 39, 41
- inversion, 439
- inversion layer, 439
- inverter, 423, 542
- iteration method, 131
- Kelvin, 92
- Laplace transform, 647
- latching current, 424
- LED, 176
- level shifter, 598
- load line, 477
 - AC, 288
 - DC, 286
- log amplifier, 121, 420
- loop gain, 779
- Maclaurin's series, 183
- majority
 - electrons, 152, 153
 - holes, 155

- T model, 493
- tank, 856
- thermal
 - electron, 149
 - generation, 149
 - generation rate, 149
 - hole, 149
 - resistance, 100, 204
 - voltage, 92
- thermometer, 99
- threshold voltage, 439
- thyristor, 424
- transconductance, 321, 325
- transconductance gain, 25, 321
- transducer, 35
- transistor, 213
- transportation, 156
- tuned oscillator, 840, 841
- valency, 148
- varactor diode, 175
- voltage gain, 17, 33
- voltage source, 115, 418
- Widlar current source, 607
- Wien bridge oscillator, 835
- zener
 - diode, 171
 - knee, 185
 - voltage, 171
- zero, 660, 744
- transistor, 423
- power loss, 185
- power series, 199
- power supply, 105
- quartz, 854
- recombination, 150
- recombination rate, 150
- reverse biased, 97, 102
- reverse breakdown voltage, 98
- reverse leakage current, 97
- ripple, 105, 114, 115
- saturation
 - current, 92
 - OPAMP, 4, 61
 - region, 277
- schottky
 - diode, 174
 - transistor, 421
- scr, 424
- semiconductor, 147
- slew rate, 62
- small signal, 140
- π model, 332
- resistance, 146
- solar panel, 175
- spice, 201
- stability factors, 266
- subtracter, 46
- switch ON, 101

- | | |
|-------------------------------------|-------------------------------------|
| لئے مشرک، 400 | آزاد |
| بار، 435.92 | اکیٹران، 149 |
| برتی، 421.216 | خول، 154.149 |
| باریک اشاراتی | آلٹی ایکپلیناکر، 52 |
| مزاجت، 146. | آئینہ، 481 |
| باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونہ، 332 | ولس، 611 |
| باریک اشاراتی، 140 | آنینہ برتی رو، 585.520 |
| باشر من کا مستقل، 92 | اخراجی جزو، 92 |
| بڑت، 66 | ارلی برتی داو، 488.277 |
| بڑورت تسلی، 743 | افراکش، 220.18 |
| بڑورت دا سر، 746 | برتی داو، 33 |
| بدلت افراکش برتی رو، 222 | برتی رو، 220.219 |
| بدلتی رو، خیط بوچہ، 288.141 | موصل-نم، 321 |
| بدن، 437 | افراکش ضرب دائز کار کردنی، 705 |
| برتی | افراکش دائرہ، 779 |
| بار، 435.421.92. | افراکندہ، 222 |
| رکاوٹ، 656. | خط، 277 |
| زمیں، 17 | اقلمی |
| قب نکار، 53 | اکیٹران، 149 |
| برتی داو | خول، 149 |
| چالو، 95 | اکثرتی |
| دلیز، 439. | اکیٹران، 153.152 |
| رکاوٹی، 165 | خول، 155 |
| غیر افراکندہ کردہ، 223 | النا |
| برتی داو مج، 113.105. | خط، 439. |
| برتی رو | کرنا، 439. |
| ائٹی س، 97. | مال، 102. |
| برتی رو چالو کھنے کی حد، 424. | الٹ لاگ، 122. |
| برتی رو مقطع کرنے کی حد، 425 | ائٹی رستابری رو، 97. |
| برتی زمیں، 559. | اکیٹران کیس، 153. |
| برتی شدت، 159. | اخراجی برتی داو، 578. |
| برکہان کا اصول، 824. | اخراجی برتی رو، 581. |
| بل، 115.114.112.105. | اندر وی دا خلی اخراجی برتی داو، 68. |
| بلد انقطاعی تعدد، 691.645. | اورڈر، 542.423. |
| بلد تعدد، 653.646. | ائٹی عدد، 148. |
| بوڈاخط، 665.653. | اکیٹلیناکر |
| بہاء، 159.156. | زنجی، 390. |
| بہاؤ برتی رو، 159. | وابکی، 774. |
| بیس، 214.213. | لئے مشرک، 214.213. |
| بیس مشرک، 400. | لئے شر جامنٹن، 566. |

- لی ریاضی نمونه، 493
لیکن، 856
- جر مسیم ذایفون، 95
جزنا
- دوباره، 150
شرح، 150
جهنی کسپر، 295
جماعت، 148
جع کار، 44، 42
جو، 16
جوڑ کی پیشنس، 169
- چالو، 95
چالو بر قی دباد، 95
- چوئی حاصل کار، 109
چھلنی
- پٹی روک، 742
پٹی گزار، 742
- حرارتی
ائیکشن، 149،
بر قی دباد، 92
پیمائش، 149
پیمائش کی شرح، 149
خول، 149
مزاحمت، 204، 100
 حرکت پذیری
ائیکشن، 449، 160
خول، 449
حابل ایکپینائز، 51، 1
جیٹ
اٹار کار، 110
سوار اشہر، 112
سوار کار، 111
- خارج کار منج رو، 583
خارجی انحرافی بر قی دباد، 578
خارجی مزاحمت، 8
خط بوجھ، 477
بد ای رو، 288
- پاکے ریاضی نمونه، 332
پٹی روک فلتر، 785
پٹی گزار فلتر، 785
پست انتظامی تعداد، 654، 645
پست تعداد، 653، 646
پکاری کی قیمت، 23
پورے طاقت پر دائرہ کار کردگی، 63
پیر کار، 403
پیاسیش آله، 35
- تار
ہم محوری، 82
تالیع منج دباد، 8
تالیع منج رو، 299
تراش، 118
تعدد
- سوار، 111
سواری، 111
قدری، 832
تعدادی کیف، 703
تعدادی کیف، 216، 150
- تفریق
افزاش، 571
افزاش بر قی دباد، 8، 3
ایمپلیکیٹ، 3
بر قی اشہر، 3
بر قی دباد، 6
جوڑ، 555
تفریق اشہر، 88
تفریق کار، 38
تغییم کار، 123
تکمیل کار، 41، 39
تودہ، 170
تحصیلی میٹر، 99
تحویل دور، 35
- ٹرانزسٹر، 213
قوی، 423

- | | |
|------------------------------|---|
| شکی، 174 | یکمیتی، 286 |
| شسی، 175 | یک سمتی رو، 129 |
| نوٹ، 175 | خط ماس، 146 |
| قانون مرلح، 200 | خطی، 3 |
| منقطع، 166 | خمدار، 135 |
| نوری، 176 | خول گیس، 155 |
| ورکیٹ، 175 | |
| ڈایوٹ قانون مرلح شناسدہ، 201 | داب بر قلم، 854 |
| ڈھلان، 129 | داخلی |
| ڈیسی بیل، 665 | آخری بر قی دباد، 628, 578 |
| ذرائع ابلاغ، 199 | تقری مزاحت، 572 |
| رخ | داخل کار منج رو، 583 |
| سیدھا، 91 | داخلی بر قی کاوٹ، 53 |
| راہ، 437 | داخلی میلان بر قی رو، 72 |
| رفقاڑ بہاد، 159 | داڑہ کار گردگی، 703, 646 |
| رفقاڑ چال، 62 | دبوچ، 443 |
| رکاوٹی بر قی دباد، 165 | درج |
| ریاضی | الف، 414 |
| نمونہ، 177 | الف۔ ب، 414 |
| ریاضی نمونہ، 8، 488 | ب، 414 |
| پائے، 332 | پ، 415 |
| لی، 493 | ت، 415 |
| سیدھے خطوط، 179 | در میانی تعداد، 646 |
| رنجیری ایک پیغامبر، 390 | دوبارہ |
| زین | جز، 150 |
| اڑ، 170 | جنے کی تحریک، 150 |
| بر قی دباد، 171 | دورانیہ |
| ڈایوٹ، 171 | اڑائی، 87 |
| گھستنا، 185 | چدائی، 87 |
| ساکن بار، 153 | دوری عرصہ، 87 |
| پائش، 201 | دہرانے کا طریقہ، 131 |
| سرد کار، 543, 249 | دہری نظام اعداد، 66 |
| سطح تبدیل کار، 598 | دیگر بر قی دباد، 439 |
| سلسلہ | ڈار لگن جوڑی، 255 |
| طااقت، 199 | ڈایوٹ، 91 |
| مکاران، 567, 183 | بلند تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونے، 95 |
| سلسلہ طاقت، 199 | جر منی، 171 |

عکس،	272	سلسلہ مکلارن،	183
عمر سیدگی،	585	سمت کار	
عملی ایر،	108		
نصف ایر،	104		
سترن فلائر،	159		
سوار			
تعدد،	111		
موج،	111		
سواری			
تعدد،	111		
موج،	111		
سیدهارخ،	91		
سیدھامانل،	102,98,95,		
سید ھے خطول کریا پس نمونہ،	179		
سیلیسین،	93,		
سیماں،	462		
شاگی ٹرانزسٹر،	421		
شاگی ڈائوڈ،	174		
شریک گفتہ بند،	175,148		
شکل یا لکڑنا،	486,		
ٹانجہ،	116		
شمی چادر،	175,		
شمی ڈائوڈ،	175		
شور،	176,		
صفر،	744,660		
ضرب کار،	122,		
ضیائی			
تار،	177,		
ذرائع بیان،	177		
ذرے،	175,		
وابستہ کار،	176,		
طااقت کا ضیاء،	185		
طااقت کی شمع،	2		
عامل،	213		
عدوی ادوار،	503,316		
عدوی سے ممال کار،	65		

- کیکوڈا ایکلیناگر، 616
- کیلوان پیٹا کش حرارت، 92
- کیمیائی دوڑی جدول، 148
- کیمیائی گرفت، 148
- گھناتاما سفیٹ، 459
- گیٹ 127، جج.
- ضرب 127،
- لاپلاس بدل، 647
- لاگ ایکلیناگر، 420، 121
- لبیر، 68، 61، 4
- لبیری برقی رو، 92
- لوڈ میل، 83
- اہر میں، 82
- مسافیت، 435
- بڑھاتا، 440
- قوی، 542
- مال برداری، 156
- مالک 97،
- سیدھا، 98، 95
- مدبل تو تانی، 35
- متحرک ایکٹران، 149
- متحرک بدل، 153
- متحرک خون، 149
- متحرک مخفی بار، 152
- ثبت ایکلیناگر، 34، 31
- ثبت دا خلی سرا، 7
- ثبت شم موصل، 154
- ثبت وابستی ادوار، 28
- خلوط ادوار، 1
- خلوط سطح، 744
- مداخل ایکٹران، 216
- مداخل خون، 216
- مرتش 856،
- قی، 856
- کالپنس، 847
- وابکن، 835
- ہارٹے، 847
- ہمسر، 840
- مزاجت
- تفرقی دا خلی، 572
- مزاجت میں غلطی، 23
- مزاجت نما فراہنگ، 25
- مزاجتی بورز، 175
- مشتمم کار، 35
- مستطیلی پتا اشارہ، 87، 63
- مستقل
- وھیاپن، 743
- نفوڈا ایکٹران، 158
- نفوڈا خول، 158
- مسئلہ مل، 694
- مسئلہ ملر، 842
- مشترک-خادر، 574
- مشترک کے اشارہ، 88
- مشترک کے اشارہ در کرنے کے صلاحیت، 88
- مشترک کے اغوا کش، 576
- مشترک کے برقی دباؤ، 556، 6، 6
- مکاروں تسلسل، 567
- مکمل ابر سمت کار، 108
- ملاوٹ، 148
- ملر کپسٹر، 729، 697
- منج برقی دباؤ، 113
- منج برقی دو
- وائز لر، 607
- منج دباؤ، 418، 115
- منج دو، 636
- منج مستقل برقی رو، 519
- منفی ایکلیناگر، 19، 16
- منفی دا خلی سرا، 7
- منفی کار، 46
- منفی نیم موصل، 152
- منفی وابستی برقی دباؤ ایکلیناگر، 774
- منفی وابستی برقی رو ایکلیناگر، 775
- منفی وابستی دور، 28
- منفع ڈاپڈ، 166، 167، 167
- موج

- واپسی 111
 اشارہ، 766
 بر قی دبادا یکلیفائز، 774
 نظام، 765
 واپس کار، 774
 واپس کار کا مستقل، 777
 واپسی ادوار، 26
 واپسی اشادات، 26
 واپس لر مفع رو، 607
 واکن مرتعش، 835
 ور پیش رویو، 175
 ولسن آئینہ، 611
 ویٹ سٹون چکور، 83
 ویران خط، 164
 ہارٹے مرتعش، 847
 ہمسر مرتعش، 841-840
 ہم گھوری تار، 82
 یکساں، 555
 یک سمتی
 افزائش بر قی رو، 222
 خط بو جھ، 286
 نقط کار کر دی، 128
 نقط مائل، 128
 یک سمتی رو، 129
 خط بو جھ، 583
 یک سمتی مفع رو، 583
- سوار، 111
 سواری، 111
 موازنہ کار، 77
 موڑ، 206
 موصیت، 148.
 مستقل، 161
 موصیت، 325-321
 میدانی ٹرانزیشن، 435-213
 میلان بر قی رو، 581
 ناقابل برداشت الٹ بر قی دباد، 98
 ناقابل برداشت بر قی دباد، 170
 نصف اہم
 پشت سمت کار، 104
 منقی سمت کار، 105
 نفوذ، 156
 نفوذ کا مستقل
 ایکٹران، 158
 خول، 158
 نفوذی بر قی رو، 156
 نفوذی پیشنس، 173
 نفی کار، 503-316
 نقط کار کر دی سوانے کے اباب، 266
 نمونی
 ریاضی بلند تعدادی، 492
 نمونہ
 ریاضی، 11-8، 488، 177
 ریاضی پائے، 332
 نوری ڈایو، 176
 نیم موصیت، 148-147
 پشت، 154
 منقی، 152