

# مماٹل بر قیات

خالد خان یوسفزئی

جامعہ کامسیٹ، اسلام آباد  
khalidyousafzai@comsats.edu.pk



# عنوان

دیباچہ

xvii

میری پہلی کتاب کا دیباچہ

xix

1	1	حبابی ایک پلیناٹر
2	1.1	حبابی ایک پلیناٹر کے سرے یا پینے .....
3	1.2	حبابی ایک پلیناٹر کی بنیادی کارکردگی .....
7	1.3	حبابی ایک پلیناٹر کا مساوی دور یا یاضی نمونہ .....
8	1.3.1	داخلی سروں پر برابر قدر باور جاتا ہے .....
9	1.3.2	داخلی سروں پر برقی روضہ فر ہوتی ہے .....
10	1.3.3	داخلی مزاحمت کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے .....
10	1.3.4	تفریقی افراکش 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 حبابی ایک پلیناٹر .....

15	حسابی ایکسپلیغیٹر کے ادوار	1.5
16	مخفی ایکسپلیغیٹر	1.5.1
31	ثبت ایکسپلیغیٹر	1.5.2
34	متعارف کار	1.5.3
38	تفریق کار	1.5.4
40	کمل کار	1.5.5
43	جمع کار	1.5.6
45	مخفی کار	1.5.7
51	جمع و مخفی کار	1.5.8
52	آلاتی ایکسپلیغیٹر	1.5.9
61	حسابی ایکسپلیغیٹر کا ناقص پن	1.6
61	حسابی ایکسپلیغیٹر کا لبریزہ ہونا	1.6.1
62	حسابی ایکسپلیغیٹر کی رفتار چال	1.6.2
65	عدوی اشارے سے مماثل اشارے کا حصول	1.7
67	یک سمت اندر وینی داخلی اخراجی بر قی دباؤ کا مسئلہ	1.7.1
71	داخلی بر قی روکا مسئلہ	1.7.2
77	مواظنه کار	1.8

91	ڈایوڈ	2
100 . . . . .	کامل ڈایوڈ	2.1
101 . . . . .	ڈایوڈ کے چند ادوار	2.2
104 . . . . .	بدلتاد باؤسے یک سمت دباؤ کا حصول (سمت کاری)	2.3
104 . . . . .	نصف اہر سمت کاری	2.3.1
107 . . . . .	مکمل اہر سمت کاری	2.3.2
109 . . . . .	چوتھی حاصل کار	2.4
110 . . . . .	جیٹ اتار کار	2.5
113 . . . . .	منبع برتنی دباؤ	2.6
116 . . . . .	بر قیانی غلخجہ	2.6.1
117 . . . . .	بر قیانی تراش	2.7
119 . . . . .	حسابی اینپلینافر کی مدد سے ڈایوڈ کے کامل ادوار	2.8
119 . . . . .	کامل نصف اہر سمت کار	2.8.1
120 . . . . .	کامل چوتھی حاصل کار	2.8.2
120 . . . . .	کامل جیٹ اتار کار	2.8.3
121 . . . . .	ڈایوڈ لوگار تھی اینپلینافر	2.8.4
122 . . . . .	ضرب کار	2.8.5
123 . . . . .	کامل مکمل اہر سمت کار	2.8.6
126 . . . . .	ڈایوڈ کے منقی ادوار	2.9
128 . . . . .	یک سمت رو خیط بو جھ	2.10

128 .....	2.10.1 گراف کا طریقہ
131 .....	2.10.2 دہرانے کا طریقہ
133 .....	2.11 کاربنی مدد اور ترسیم
133 .....	2.11.1 مدد کی منتقلی
133 .....	2.11.2 خط کا چھوٹا حصہ سیدھا تصویر کیا جاسکتا ہے
134 .....	2.11.3 گراف سے قیمت حاصل کرنے کا عمل
138 .....	2.12 باریک اشاراتی تجزیہ
141 .....	2.12.1 بدلتارو، خط یوجہ
144 .....	2.12.2 باریک اشاراتی مزاحمت
146 .....	2.12.3 خط مماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول
147 .....	2.13 طبیعت نیم موصل اشیاء
151 .....	2.14 منفی قسم کا نیم موصل
153 .....	2.15 ثابت قسم کا نیم موصل
156 .....	2.16 مال برداری
156 .....	2.16.1 نفوذ
159 .....	2.16.2 بھاؤ
162 .....	2.17 ثابت اور منفی اقسام کے نیم موصل مواد کا لابپ
166 .....	2.18 آنٹاکل ڈائیوڈ
168 .....	2.18.1 آنٹاکل ڈائیوڈ بطور کپیسر
169 .....	2.19 بے قابو صورت

171 . . . . .	2.19.1 زیربرقی دا با بالمقابل درجہ حرارت
171 . . . . .	2.20 سیدھا مائل ڈائیوڈ
172 . . . . .	2.20.1 سیدھے مائل ڈائیوڈ کی نفوذی کپسٹنس
173 . . . . .	2.21 ڈائیوڈ کے دیگر اقسام
173 . . . . .	2.21.1 شاگی ڈائیوڈ
175 . . . . .	2.21.2 ورکٹر ڈائیوڈ
175 . . . . .	2.21.3 فونڈ ڈائیوڈ یا شکی ڈائیوڈ
175 . . . . .	2.21.4 نوری ڈائیوڈ
176 . . . . .	2.21.5 غنیائی وابستہ کار
176 . . . . .	2.21.6 غنیائی ذرا رائج ابلاغ
177 . . . . .	2.22 ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے
177 . . . . .	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 کا ریاضی نمونہ
195 . . . . .	2.24 یک سمت اور بدلتے متغیرات کے حساب کی علیحدگی
198 . . . . .	2.25 قانون مرلح جیط اتار کار
200 . . . . .	2.26 پائش ریاضی نمونہ

213	3	ٹرانزسٹر (دوجو ٹرانزسٹر)
213 . . . . .	3.1	ٹرانزسٹر کی ساخت اور اس کی بنیادی کارکردگی . . . . .
215 . . . . .	3.2	افرا سندھ حال مفہی-جع-مفہی $npn$ ٹرانزسٹر کی کارکردگی . . . . .
223 . . . . .	3.3	غیر افرا سندھ کردہ برقی دباؤ . . . . .
223 . . . . .	3.4	افرا سندھ حال جع-مفہی-جع $pnp$ ٹرانزسٹر کی کارکردگی . . . . .
225 . . . . .	3.4.1	$V_{EC}$ اور $V_{EB}$ کے $pnp$ . . . . .
225 . . . . .	3.5	ناظر کردگی اور یک سمت اور اک تخلی متجہیہ . . . . .
226 . . . . .	3.5.1	افرا سندھ ٹرانزسٹر کے یک سمت اور اک حال . . . . .
249 . . . . .	3.5.2	غیر افرا سندھ ٹرانزسٹر کے دور کا حال . . . . .
253 . . . . .	3.5.3	منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حال . . . . .
255 . . . . .	3.6	ڈار لکٹن جوڑی . . . . .
257 . . . . .	3.7	تین نقطے سے نقطہ کارکردگی کا انحراف . . . . .
257 . . . . .	3.7.1	تبہلی $\beta$ سے لاحق مسائل استوار نے کا شرط . . . . .
264 . . . . .	3.7.2	تبہلی $V_{BE}$ سے ناظر کارکردگی کا سرک 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 . . . . .

3.10.1	یک سمت رودخانہ بوجہ . . . . .	3.10.1
3.10.2	بدریک اشارات . . . . .	3.10.2
3.10.3	برقی دہاو $V_{CC}$ اور مزاحمت $R_C$ کے نقطہ کار کردنگی پر اثرات . . . . .	3.10.3
3.10.4	داخلی بر قی روکے نقطہ کار کردنگی پر اثرات . . . . .	3.10.4
3.10.5	خارجی اشارہ کے حدود . . . . .	3.10.5
3.10.6	بدلتارو، خط پوچھ . . . . .	3.10.6
3.11.1	ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے وسیع اشارات . . . . .	3.11
3.11.2	$pnp$ ٹرانزسٹر کا یہ ز-مال ماذل . . . . .	3.11.2
3.11.3	مال برداری ریاضی نمونہ . . . . .	3.11.3
3.12	نئی کار . . . . .	3.12
3.13.1	بدریک اشاراتی تجربہ . . . . .	3.13
3.13.2	بدریک اشاراتی داخلی مزاحمت $r_{be}$ اور $r_e$ . . . . .	3.13.2
3.13.3	تحمیلی تجربہ . . . . .	3.13.3
3.14.1	$T$ ریاضی نمونہ . . . . .	3.14.1
3.14.2	پائے ریاضی نمونہ بعد خارجی مزاحمت $r_0$ . . . . .	3.14.2
3.15	یک سمت اور بدلتے متغیرات کی عملیاتی . . . . .	3.15

343 . . . . .	3.16 باریک اشاراتی اور کاپائے ریاضی نمونے کی مدد سے حل
365 . . . . .	3.16.1 زنجیری ضرب کا طریقہ
387 . . . . .	3.17 بر قی بار، داخلی مزاحمت اور ایک پلینیاٹر کی افزائش
390 . . . . .	3.18 زنجیری ایک پلینیاٹر
399 . . . . .	3.19 لئے گئے مشترک، مکمل مشترک اور بیس مشترک ایک پلینیاٹر
414 . . . . .	3.20 خطی لفاظ سے ایک پلینیاٹر کی درجہ بندی
415 . . . . .	3.21 ٹرانزسٹر سے ڈائیوڈ کا حصول
417 . . . . .	3.22 منبع بر قی دباؤ
420 . . . . .	3.23 ٹرانزسٹر لوگاریتمی ایک پلینیاٹر
421 . . . . .	3.24 شاکنگی ٹرانزسٹر
424 . . . . .	3.25 قوی ٹرانزسٹر
424 . . . . .	3.26 قابوں کی نکلینیاٹر
435	4 میدانی ٹرانزسٹر
436 . . . . .	4.1 ماسنیٹ کی ساخت (بڑھتا $n$ ماسنیٹ)
438 . . . . .	4.2 ماسنیٹ کی بنیادی کارکردگی
438 . . . . .	4.2.1 گیٹ پر بر قی دباؤ کی عدم موجودگی
439 . . . . .	4.2.2 گیٹ کے ذریعہ بر قی روکے لئے راہ کی تیاری
447 . . . . .	4.3 ماسنیٹ کی مساوات
455 . . . . .	4.3.1 قابل برداشت بر قی دباؤ

455 . . . . .	درجہ حرارت کے اثرات	4.3.2
456 . . . . .	بُرھاٹا pMOSFET ماسفیٹ	4.4
458 . . . . .	غیر افزائندہ	4.4.1
459 . . . . .	گھٹتا n ماسفیٹ	4.5
460 . . . . .	مقطوع صورت	4.5.1
460 . . . . .	غیر افزائندہ	4.5.2
461 . . . . .	دبوچ	4.5.3
461 . . . . .	افراکندہ	4.5.4
461 . . . . .	گھٹتا p ماسفیٹ	4.6
462 . . . . .	CMOS جڑو ماسفیٹ	4.7
462 . . . . .	ماسفیٹ کے یک سمت اور کا حل	4.8
483 . . . . .	ماسفیٹ ایپلیکیشن کا تجزیہ	4.9
484 . . . . .	ماسفیٹ ایپلیکیشن کا تحلیل تجزیہ	4.10
484 . . . . .	یک سمت تجزیہ	4.10.1
485 . . . . .	بدلتارو تجزیہ	4.10.2
488 . . . . .	ماسفیٹ ریاضی نمونہ	4.11
488 . . . . .	خارجی مزاحمت $r_0$	4.11.1
490 . . . . .	وسیع اشاراتی ماسفیٹ ریاضی نمونہ	4.11.2
490 . . . . .	باریک اشاراتی ماسفیٹ $\pi$ ریاضی نمونہ	4.11.3
493 . . . . .	باریک اشاراتی ماسفیٹ $\pi$ ریاضی نمونہ	4.11.4

494 . . . . .	4.11.5 یک سمت اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی
503 . . . . .	4.12 سیماں نئی کار
506 . . . . .	4.13 جوڑدارفیٹ ( <i>JFET</i> )
509 . . . . .	4.13.1 برقی رو بالقابل برقی دباد
511 . . . . .	4.13.2 pJFET
512 . . . . .	4.13.3 بدیک اشاراتی ریاضی نمونہ
518 . . . . .	4.14 مغلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کار کر دیگی تیین کرنے کے ادوار
519 . . . . .	4.14.1 منع مستقل برقی رو
525 . . . . .	4.15 مزاحمت کے عس
528 . . . . .	4.16 تابع سورس (ڈرین مشترک ایکپلینیٹر)
535 . . . . .	4.17 گیٹ مشترک ایکپلینیٹر
536 . . . . .	4.18 زنجیری ایکپلینیٹر
541 . . . . .	4.19 قوی ماسفیٹ

555	5	تفرقی ایک پلینگر
555 . . . . .	5.1	دو ہوڑٹر انزسٹر کا تفرقی جوڑا .....
555 . . . . .	5.1.1	تفرقی اشارہ کی عدم موجودگی .....
559 . . . . .	5.1.2	تفرقی اشارہ موجود .....
561 . . . . .	5.2	بادیک داخلی تفرقی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی بنیادی کارکردگی .....
562 . . . . .	5.3	وسیع داخلی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی کارکردگی .....
567 . . . . .	5.4	بادیک اشارہ پر تفرقی جوڑے کے کارکردگی پر تفصیلی غور .....
567 . . . . .	5.4.1	بادیک اشاراتی مساوات .....
569 . . . . .	5.4.2	برقی روکا حصول بذریعہ ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ .....
572 . . . . .	5.4.3	داخلی تفرقی مزاحمت .....
575 . . . . .	5.4.4	داخلی مشترک کے مزاحمت اور مشترک افراکش .....
578 . . . . .	5.5	غیر کامل تفرقی جوڑے کا ناقص پن .....
578 . . . . .	5.5.1	داخلی انحرافی برقی دباؤ .....
581 . . . . .	5.5.2	داخلی میلان برقی رو اور انحرافی داخلی میلان برقی رو .....
582 . . . . .	5.6	مخلوط ادوار میں دو ہوڑٹر انزسٹر کے مائل کرنے کے طریقے .....
582 . . . . .	5.7	یک سمت منج برقی رو .....
584 . . . . .	5.8	آئینہ برقی رو .....
590 . . . . .	5.8.1	متعدد یک سمت منج رو .....
592 . . . . .	5.9	ٹرانزسٹر بوجھ سے لدا دو ہوڑٹر انزسٹر کا تفرقی ایک پلینگر .....
606 . . . . .	5.10	وابزل منج برقی رو .....
610 . . . . .	5.11	وشن آئینہ .....
615 . . . . .	5.12	کیکوڈا ایک پلینگر .....
618 . . . . .	5.13	ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے .....
628 . . . . .	5.14	داخلی انحرافی برقی دباؤ .....
632 . . . . .	5.15	ماسفیٹ آئینہ برقی رو .....
636 . . . . .	5.15.1	منج دباؤ کے اثرات سے آزاد منج رو .....
638 . . . . .	5.16	ماسفیٹ کیکوڈا تفرقی ایک پلینگر .....

645	6	ایپلیغاڑ کا تعددی رو عمل اور فلٹر
645 . . . . .	6.1	پست تعددی رو عمل
647 . . . . .	6.2	میں سرے پر کسیٹر $C_B$
656 . . . . .	6.3	ایشور سرے پر کسیٹر $C_E$
663 . . . . .	6.4	کلکٹر سرے پر کسیٹر $C_C$
665 . . . . .	6.5	بودا خطوط
672 . . . . .	6.6	میں اور کلکٹر یہ ونی کسیٹر
676 . . . . .	6.7	میں اور ایشور یہ ونی کسیٹروں کا مجموعی اثر
684 . . . . .	6.8	میں، ایشور اور کلکٹر یہ ونی کسیٹروں کا مجموعی اثر
687 . . . . .	6.9	پست انتظامی تعددی ذریعہ سورس کسیٹر
694 . . . . .	6.10	مسئلہ ملر
697 . . . . .	6.11	بلند تعددی رو عمل
698 . . . . .	6.11.1	بلند تعددی پائے آریاضی نمونہ
702 . . . . .	6.11.2	مشترک ایشور بلند انتظامی تعدد
705 . . . . .	6.11.3	مشترک میں بلند انتظامی تعدد
707 . . . . .	6.11.4	$f_T$ کا تحریکی تجھیہ
708 . . . . .	6.11.5	برقی بوجھ کے موجودگی میں بلند تعددی رو عمل
716 . . . . .	6.11.6	مشترک سورس ماسفیٹ ایپلیغاڑ کا بلند تعددی رو عمل
720 . . . . .	6.12	مشترک کلکٹر ایپلیغاڑ کا بلند تعددی رو عمل
725 . . . . .	6.13	مشترک میں ایپلیغاڑ کا بلند انتظامی تعدد
729 . . . . .	6.14	کسیکوڈا ایپلیغاڑ
742 . . . . .	6.15	فلٹر یا چپلنی
742 . . . . .	6.16	بڑورت فلٹر (چپلنی)
750 . . . . .	6.16.1	بڑورت فلٹر کا دور

765	واپسی ادوار	7
766	ایک پلیناًر کی جماعت بندی	7.1
767	برقی دباؤ ایک پلیناًر	7.1.1
769	برقی رو ایک پلیناًر	7.1.2
770	موصل نما ایک پلیناًر	7.1.3
772	مزاحمت نما ایک پلیناًر	7.1.4
773	وابحی اشارہ	7.2
776	بنیادی کارکردگی	7.3
778	افرا کشی دائرة	7.3.1
779	بنیادی مفروضے	7.3.2
780	وابحی ایک پلیناًر کی خوبیاں	7.4
780	ستھان افزائش	7.4.1
785	تعددی بگاڑ	7.4.2
785	دائرة کارکردگی کے پئی میں وسعت	7.4.3
787	داخلی مزاحمت	7.5
787	وابحی برقی دباؤ ایک پلیناًر کا داخلی مزاحمت	7.5.1
789	وابحی برقی رو ایک پلیناًر کا داخلی مزاحمت	7.5.2
791	وابحی موصل نما ایک پلیناًر کا داخلی مزاحمت	7.5.3
793	وابحی مزاحمت نما ایک پلیناًر کا داخلی مزاحمت	7.5.4
795	خارجی مزاحمت	7.6

796	وائی برقی دباؤ ایکلیپسیٹر کا خارجی مزاحمت	7.6.1
797	وائی برقی ردا ایکلیپسیٹر کا خارجی مزاحمت	7.6.2
799	وائی موصل نما ایکلیپسیٹر کا خارجی مزاحمت	7.6.3
800	وائی مزاحمت نما ایکلیپسیٹر کا خارجی مزاحمت	7.6.4
802	وائی ایکلیپسیٹر کے جماعت بندی کی مشایں	7.7
803	وائی برقی دباؤ ایکلیپسیٹر	7.7.1
804	وائی مزاحمت نما ایکلیپسیٹر	7.7.2
806	وائی موصل نما ایکلیپسیٹر	7.7.3
808	وائی برقی ردا ایکلیپسیٹر	7.7.4
811	وائی مزاحمت نما ایکلیپسیٹر	7.7.5
813	وائی ایکلیپسیٹر کا تفصیلی تجزیہ	7.8
815	وائی برقی دباؤ ایکلیپسیٹر	7.9
818	وائی برقی دباؤ زنجیری ایکلیپسیٹر	7.10
823	مرتعش	8
826	مرتعش کی تجییق	8.1
828	مزاحمت-کپیسٹر RC مرتعش	8.2
835	وانن مرتعش	8.3
837	$nJFET$ پر مبنی الہ-کپیسٹر LC ہمسر مرتعش	8.4
841	خود-ماکل دور	8.4.1
841	ٹرانزیستر ہمسر مرتعش	8.5
845	عمومی مرتعش	8.6
848	ہارٹے اور کالپٹس مرتعش	8.7
854	قلی 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 بر قی انجنیئرنگ کی نصابی کتاب کے طور پر پڑھائی جائے گی۔ امید کی جاتی ہے کہ اب بھی طلبہ و طالبات اس سے استفادہ کر سکیں گے۔

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

یہ کتاب Ubuntu استعمال کرتے ہوئے XeLatex میں تخلیل دی گئی۔ یہ کتاب خطِ جیل نوری نتیقہ 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 تخلیل میں ہر مؤٹ 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 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 کمل کرنے میں میری مدد کی، باخوص کامیٹی میں میرے ساتھی ڈاکٹر عابد حسن مفتی جنہوں نے کتاب کی شکل تکمیلی 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 العذر رضا، عائشہ رباب، سمیا الرحمن، صحیح صادق، فیصل پروین، جبران 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](mailto:khalidyousafzai@comsats.edu.pk) پر کریں۔ میری تمام کتابوں کی کامل معلومات

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

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

خالد خان یوسفی

نومبر 2014

# میری پہلی کتاب کا دیباچہ

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

پاکستان میں اعلیٰ تعلیم کا نظام انگریزی زبان میں رانج ہے۔ دنیا میں تحقیقی کام کا پیشتر حصہ انگریزی زبان میں ہی چھپتا ہے۔ انگریزی زبان میں ہر موضوع پر لاعداد کتابیں پائی جاتی ہیں جن سے طلبہ و طالبات استفادہ کرتے ہیں۔

ہمارے ملک میں طلبہ و طالبات کی ایک بہت بڑی تعداد نیادی تعلیم اردو زبان میں حاصل کرتی ہے۔ ان کے لئے انگریزی زبان میں موجود مواد سے استفادہ 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 ہونے والے ممکنیں الفاظ ہی استعمال کئے جائیں۔ جہاں ایسے الفاظ موجود نہ تھے وہاں روز مرہ میں استعمال ہونے والے الفاظ پختے گئے۔ ممکنیں الفاظ کی چنانی کے وقت اس بات کا دہان رکھا گیا کہ ان کا استعمال دیگر مضامین میں بھی ممکن ہو۔

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

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

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

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

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

خالد خان یوسفی

28 اکتوبر 2011

## علامات

اس کتاب میں میں الاقوامی نظام اکائی SI استعمال کیا گیا ہے۔ یوں میٹر، کلو گرام اور سینٹر کے علاوہ ولٹ، آئیپیسیر، اوہم اور ولٹ 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 سمت برقی دباؤ  $V_{DD}, V_{CC}, V_{EE}, V_{BB}$

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

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

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

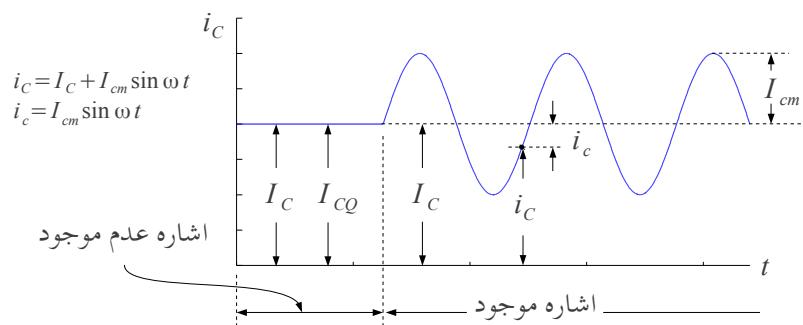
$I_d, I_c, I_e, I_b$  سائنس نما برقی رو کی موثر قیمت (rms)

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

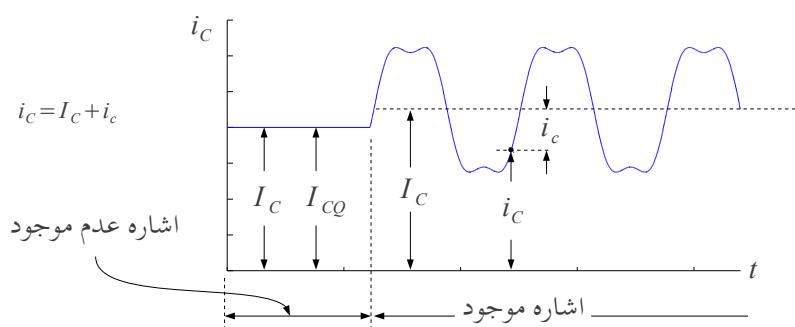
$v_D, v_{BE}, v_{CE}, v_{BC}$  لمحاتی برقی دباؤ

$i_D, i_C, i_E, i_B$  لمحاتی برقی رو

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



شکل 0.1: سائن نمایش



شکل 0.2: خیر سائن نمایش

### اصطلاحات

voltage	برقی دباؤ
current	برقی رو
resistance	برقی مزاحمت
capacitor	برق گیر (کپیسٹر)
inductor	ماله گیر
impedance	برقی رکاوٹ
voltage source	منبع برقی دباؤ
current source	منبع برقی رو
dependent voltage source	تالع منبع برقی دباؤ
independent voltage source	غیر تالع منبع برقی دباؤ
OPAMP	حسابی اینپلیفیکیٹر
difference pair	تفرقی جوڑا
signal	اشارہ
signal generator	منبع اشارہ
frequency	تعدد
BJT transistor	دو جوڑ ٹرانزیستر
diode	ڈائیوڈ
mosfet	مسفیٹ
AM signal	حیط سوار اشارہ



# باب 1

## حسابی ایمپلیفائر

ٹرانزسٹر<sup>1</sup> کی ایجاد سے اب تک الیکٹر انگس کے میدان میں ناقابل یقین اور حریت انگیز ترقی ہوئی ہے۔ شروع میں الگ الگ ٹرانزسٹر استعمال کر کے الیکٹر انک ادوار بنائے جاتے تھے۔ بعد میں سیلیکان کی پتری<sup>2</sup> پر ایک سے زیادہ ٹرانزسٹر بنانے کا رجحان پیدا ہوا۔ اس طرح مخلوط ادوار<sup>3</sup> وجود میں آئے۔ ایک مریع سنثی میٹر رقبہ کی سیلیکان پتری<sup>4</sup> پر اربوں ٹرانزسٹر بنانا ممکن ہوا اور دیکھتے الیکٹر انک اشیاء زندگی کے ہر شعبے پر چھا گئیں۔

اس کتاب میں الیکٹر انک پر زہ جات کی کارکردگی اور ان کے استعمال سے الیکٹر انک ادوار بنانے پر غور کیا جائے گا۔ پہلے باب میں حاملہ ایمپلیفائر<sup>5</sup> پر غور کیا جائے گا۔ حسابی ایمپلیفائر در حقیقت کئی ٹرانزسٹر پر منی ایک نہیت مقبول مخلوط دور ہے جس کا استعمال، بر قی پر زہ جات مثلاً مراحت، کپیسٹر وغیرہ کی طرح، نہیت آسان ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کی اندر ورنی ساخت پر اس کتاب میں آگے جا کر ایک مکمل باب ہے۔

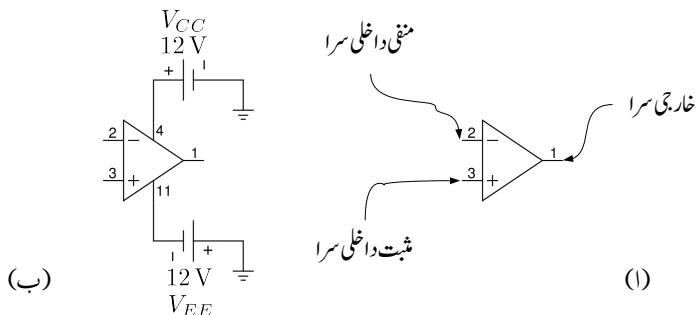
transistor<sup>1</sup>

silicon chip<sup>2</sup>

integrated chip (IC)<sup>3</sup>

<sup>4</sup> ہائڈروجن اور آسیجن کے ملپ سے بننے والی H<sub>2</sub>O۔

<sup>5</sup> operational amplifier (OPAMP)



شکل 1.1: حسابی ایکپلیفائر کی علامت

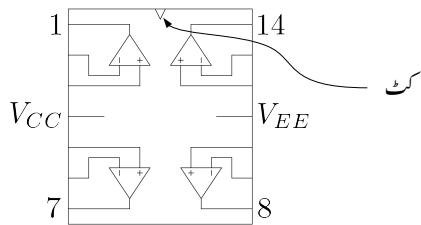
## 1.1 حسابی ایکپلیفائر کے سرے یا پینے

حسابی ایکپلیفائر کی علامت شکل 1.1 الف میں دکھائی گئی ہے۔ حسابی ایکپلیفائر کے عموماً تین سرے ہوتے ہیں جن میں سے دو اس کے داخلی اور ایک خارجی سرا ہوتا ہے۔ یوں شکل۔ الف میں ایک نمبر پنیا<sup>6</sup> اس کا خارجی سرا ہے جبکہ دو اور تین نمبر پنیے اس کے داخلی سرے ہیں۔ شکل الف میں حسابی ایکپلیفائر کی علامت میں دو مزید طاقت کے سرے بھی دکھائے گئے ہیں جو حسابی ایکپلیفائر کو برقی طاقت مہیا کرنے کی خاطر استعمال ہوتے ہیں۔ حسابی ایکپلیفائر اُسی وقت کام کر سکتا ہے جب ان طاقت کے پنیوں پر درکار برقی طاقت مہیا کی جائے۔ شکل 1.1 ب میں چار نمبر سرا شبت برقی طاقت کا سرا ہے لہذا اس پر شبت برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے جبکہ گیراہ نمبر سرا مفتی برقی طاقت کا سرا ہے لہذا اس پر مفتی برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے۔ حسابی ایکپلیفائر ان مہیا کردہ برقی دباؤ سے برقی طاقت حاصل کرتا ہے۔ روایتی طور پر شبت برقی دباؤ کو  $V_{CC}$  اور مفتی برقی دباؤ کو  $V_{EE}$  لکارا جاتا ہے۔ یوں شکل میں  $V_{CC} = 12V$  اور  $V_{EE} = -12V$  ہیں۔ حسابی ایکپلیفائر کو عموماً شکل 1.1 الف کی علامت سے ظاہر کرتے ہوئے طاقت پنیوں کو نہیں دکھایا جاتا۔

شبت برقی دباؤ اور مفتی برقی دباؤ عموماً منٹھ برقی دباؤ سے مہیا کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں اس آله کو منٹھ برقی دباؤ، برقی دباؤ کو منٹھ<sup>7</sup> یا طاقت کو منٹھ<sup>8</sup> لکارا جائے گا۔

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

<sup>6</sup>پنیوں کو نمبر کرنے کا طریقہ جلد بتایا جائے گا<sup>7</sup>voltage source<sup>8</sup>power supply



شکل 1.2: حسابی ایکسپلینیفار کی ڈبیا

ڈبیا پر جبکہ تمام  $V_{EE}$  کو آپس میں جوڑ کر گیارہ نمبر ڈبیا پر پہنچایا گیا ہے۔ ڈبیا 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 ایکسپلینیفار کے ڈبیا کے پنیوں پر لکھے گئے نمبر ڈبیا کے ڈبیا کے پنیوں کو ظاہر کرتے ہیں۔

## 1.2 حسابی ایکسپلینیفار کی بنیادی کار کردگی

حسابی ایکسپلینیفار کی بنیادی کار کردگی کچھ یوں ہے۔ اگر حسابی ایکسپلینیفار کے دو داخلی سروں کے مابین تفرقہ بر قہ اشارہ  $v_d$ <sup>9</sup> مہیا کیا جائے تو یہ خارجی سرے پر  $v_d$  کو  $A_d$  گنا بڑھا کر خارج کرے گا، یعنی خارجی اشارہ  $v_o$  اور داخلی اشارہ  $v_d$  کا تعلق مندرجہ ذیل ہے

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

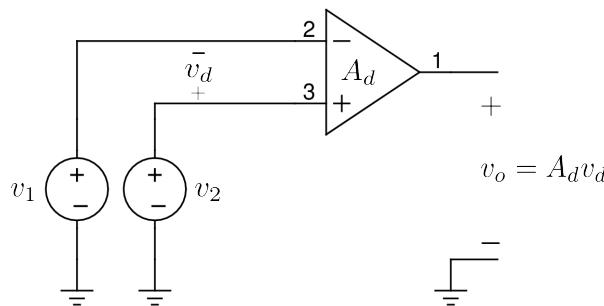
جہاں

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

کے برابر ہے۔ شکل 1.3 میں اس حقیقت کو دکھایا گیا ہے۔  $A_d$  کو ایکسپلینیفار کا تفرقہ بر قہ دباوکہ افراٹر<sup>10</sup> یا بر قہ دباو کہ تفرقہ افراٹر<sup>11</sup> کہتے ہیں۔ یوں حسابی ایکسپلینیفار کو تفرقہ ایکسپلینیفار<sup>12</sup> بھی کہتے ہیں۔ مساوات 1.1 میں اگر داخلی اشارہ کو ڈکنا کر دیا جائے تو خارجی اشارہ بھی ڈکنا ہو جائے گا۔ یوں حسابی ایکسپلینیفار کی کار کردگی خط<sup>13</sup> نوعیت کی ہے۔

---

differential voltage signal<sup>9</sup>  
differential voltage gain<sup>10</sup>  
difference amplifier<sup>11</sup>  
linear relation<sup>12</sup>



شکل 1.3: حسابی ایکلینیکر کی کار کردگی

یہاں اس بات کا ذکر کرنا ضروری ہے کہ حسابی ایکلینیکر 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  $\Delta_+$  اور  $\Delta_-$  ایک سے تین ولٹ کو ظاہر کرتے ہیں۔ اس کتاب میں جب تک کہا نہ جائے ہم  $\Delta_+$  اور  $\Delta_-$  کی قیمت صفر تصور کریں گے۔ یوں  $v_o$  مثبت برقی دباؤ  $V_{CC}$  سے لے کر منفی برقی دباؤ  $V_{EE}$  تک کی قیمت اختیار کر سکتا ہے۔ حصہ 1.6.1 میں اس عمل پر تذکرہ کیا جائے گا۔

اگر حسابی ایکلینیکر کو مہیا تفرقہ اشارہ  $v_d$  کی قیمت اتنی ہو کہ مساوات 1.1 سے حاصل  $v_o$  کی قیمت مساوات 1.3 میں دیے ہوئے حدود سے تجاوز کرے تو اس صورت میں حسابی ایکلینیکر مساوات 1.1 پر پورا نہیں اترے گا جبکہ اس کی  $v_o$  مساوات 1.3 میں دیے ہوئے حدود کے اندر ہی رہے گی۔ اس صورت میں ثابت جانب بڑھتے ہوئے  $v_o$  کی قیمت  $(V_{CC} - \Delta_+)$  تک پہنچ کر رک جائے گی یا پھر منفی جانب گھستے 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 ایکلینیکر کی کار کردگی غیر خطی ہو گی اور اس کو حسابی ایکلینیکر کا لمبی<sup>13</sup> ہونا کہتے ہیں۔

saturation<sup>13</sup>

مثال 1.1: ایک حسابی ایکلینیکر جس کی تفہیق افرائش بر قہ دباؤ  $A_d$  کی قیمت  $\frac{V}{V} = 100000$  ہے کو اس کے داخلي سروں پر مندرجہ ذيل بر قہ دباؤ مہیا کئے جاتے ہیں۔

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

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

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

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

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

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

کی صورت میں حسابی ایکلینیکر کی  $v_0$  دریافت کریں۔

حل: جب تک  $v_0$  مساوات 1.3 میں دیے حدود کے اندر رہے، حسابی ایکلینیکر داخلي بر قہ دباؤ کو ایک لاکھ مرتبہ بڑھا کر خارج کرے گا۔ یوں

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

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

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

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

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

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

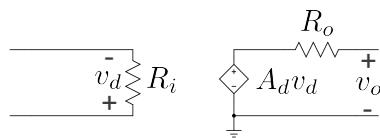
گئی جو کہ ناممکن صورت حال ہے۔ اس صورت میں  $v_0$  کی قیمت  $V_{EE}$  سے قدر زیادہ قیمت اختیار کرے لیتے ہوئے اس صورت  $v_0 = -12 \text{ V}$  ہو گی۔  $\Delta_+ = \Delta_- = 0$

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

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 دباؤ<sup>14</sup> 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 دباؤ<sup>15</sup>  $v_d$  میں تقسیم کیا جاسکتا ہے۔ پانچویں جزو میں  $v_1 = 2.05 \text{ V}$  اور  $v_2 = 2.03 \text{ V}$  کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ حسابی

common mode voltage<sup>14</sup>  
differential mode voltage<sup>15</sup>



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

ایمپلیفیاٹر کو  $V = 2.04 \text{ V} = \frac{2.05+2.03}{2}$  بطور مشترک بر قی دباؤ فراہم کئے گئے جبکہ اسے  $V = 2.03 - 2.05 = -0.02 \text{ V}$  بطور تفریقی بر قی دباؤ مہیا کئے گئے۔

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ چند مانیکرو ولٹ<sup>16</sup> بر قی دباؤ کو حسابی ایمپلیفیاٹر بڑھا کر ولٹ کی حد میں لے آتا ہے۔ یہاں آپ کی وجہ پسی کی خاطر بتلاتا چلوں کہ انسانی اعصابی نظام ستر ملی ولٹ  $70 \text{ mV}$  کے لگ بھگ بر قی دباؤ پر کام کرتا ہے۔ یوں حسابی ایمپلیفیاٹر 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 بر قی دباؤ کو حسابی ایمپلیفیاٹر کے شبکے داغھے سرے<sup>17</sup> پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی بر قی دباؤ کی علامت تبدیل نہیں ہوتی۔ یعنی اگر شبکت بر قی دباؤ مہیا کی جائے تو شبکت بر قی دباؤ ہی خارج کی جاتی ہے۔ اس کے بر عکس اگر بر قی دباؤ کو حسابی ایمپلیفیاٹر کے منفی داغھے سرے<sup>18</sup> پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی بر قی دباؤ کی علامت تبدیل ہو جاتی ہے۔ یعنی اگر شبکت بر قی دباؤ مہیا کی جائے تو منفی بر قی دباؤ خارج کی جاتی ہے۔

### 1.3 حسابی ایمپلیفیاٹر کا مساوی دور یا ریاضی نمونہ

حسابی ایمپلیفیاٹر کا مساوی دور شکل 1.4 میں دکھایا<sup>19</sup> گیا ہے۔ جیسا کہ شکل سے واضح ہے داخلی جانب سے حسابی

$\mu\text{V}^{16}$   
non-inverting input<sup>17</sup>  
inverting input<sup>18</sup>  
<sup>19</sup> اس شکل میں تفریقی بر قی دباؤ کا شبکت سر اٹلی جانب ہے۔

ایکلپلیفائر بالکل ایک مزاحمت  $R_i$  کی طرح معلوم ہوتا ہے جبکہ خارجی جانب یہ تالیع منبع دباؤ<sup>20</sup> جس کے ساتھ سلسلہ وار مزاحمت  $R_o$  جڑی ہو معلوم ہوتا ہے۔ تالیع منبع دباؤ، داخلی جانب مہیا اشارہ  $v_d$  کے تابع ہے۔

حسابی ایکلپلیفائر کے صنعت کاروں کی کوشش ہوتی ہے کہ حسابی ایکلپلیفائر کے داخلی مزاحمت  $R_i$  کی قیمت زیادہ سے زیادہ جگہ خارجی مزاحمت  $R_o$  کی قیمت کم سے کم ہو۔ اسی طرح کوشش کی جاتی ہے کہ تقریباً افزائش ررقہ دباؤ  $A_d$  کی قیمت زیادہ سے زیادہ ہو۔ جدول 1.1 میں آپ کے اندازے کی خاطر ایک عام دستیاب حسابی ایکلپلیفائر<sup>21</sup> کے ریاضی نوٹے<sup>22</sup> کے اجزاء دئے گئے ہیں۔ ان مقداروں کو مثال بناتے ہوئے شکل 1.4 پر غور کرتے ہیں۔

جدول 1.1: عام دستیاب حسابی ایکلپلیفائر کے ریاضی نوٹے کی مقررہ مقداریں

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

### 1.3.1 داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ رہتا ہے

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

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

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

depended voltage source<sup>20</sup>  
<sup>21</sup>عام دستیاب ایکلپلیفائر کی قیمت بازار میں فروخت ہونے والی تندور کی درودیوں کے لگ بھگ ہے  
model<sup>22</sup>

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 ایکپلینیٹر کو خطی احاطے میں استعمال کیا جائے اس وقت تک اس کے دونوں داخلی سروں پر تقریباً برابر برتنی دباؤ ہو گا۔

اوپر مثال کو دوبارہ دیکھتے ہوئے پہلی دو صورتوں میں  $v_1 \approx v_2 \approx v$  ہے جبکہ تیسرا صورت میں  $v_2 \approx 2V$  ہے۔ ان میں حسابی ایکپلینیٹر خطی احاطے میں کام کر رہا ہے۔ چوتھی 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 20mV کا فرق ہے جسے نظر انداز نہیں کیا جاسکتا۔

### 1.3.2 داخلي سروں پر برتنی رو صفر ہوتی ہے

آپ نے دیکھا کہ حسابی ایکپلینیٹر کو خطی احاطے میں استعمال کرتے ہوئے  $|v_d| < 120\mu V$  رہتا ہے۔ اگر  $R_i = 10^{12}\Omega$  ہو تو شکل 1.4 کو دیکھتے ہوئے مزاحمت  $R_i$  میں برتنی 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 ایکپلینیٹر کے داخلی سروں پر برتنی رو کی قیمت صفر ایکپلینیٹر ہو گی یا یہ کہ ان سروں کو مکمل طور منقطع تصور کیا جاسکتا ہے۔ یوں

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

تصور کیا جاتا ہے۔

## 1.3.3 داخلي مزاحمت کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے

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

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

اس کا مطلب ہے کہ داخلي سروں کو آپس میں مکمل طور مفقط سمجھا جا سکتا ہے۔

## 1.3.4 تفرقی افزائش کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے

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

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

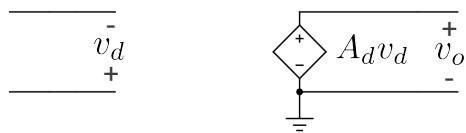
اس مساوات کو دیکھتے یہ خیال آتا ہے کہ لامحدود افزائش کی صورت میں اسے استعمال کیسے کیا جائے گا۔ درحقیقت حسابی ایکپلینیاٹر کو عموماً واپسی اشارہ<sup>23</sup> مہیا کرتے ہوئے استعمال کیا جاتا۔ اس بات کی وضاحت حصہ 1.5 میں ہو جائے گی۔

## 1.3.5 خارجی مزاحمت کو صفر اور ہم تصور کیا جا سکتا ہے

آپ دیکھیں گے کہ عام استعمال میں حسابی ایکپلینیاٹر کے خارجی جانب جڑے یہ ورنی مزاحمتوں کی قیمتیں کلو اونہم  $k\Omega$  کے حدود میں ہو گی جو کہ  $R_0$  کی قیمت سے کئی گناہ زیادہ ہے۔ یہ حسابی ایکپلینیاٹر پر مبینی ادوار حل کرتے وقت اگر  $R_0$  کو بالکل نظر انداز کر دیا جائے تو حاصل جواب پر خاص فرق نہیں پڑے گا۔ عام استعمال میں ایسا ہی تصور کیا جاتا ہے یعنی

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

feedback signal<sup>23</sup>



شکل 1.5: کامل حسابی ایکسپلیغیاٹر کا مساوی دور یار یا خصی نمونہ

#### 1.4 کامل حسابی ایکسپلیغیاٹر

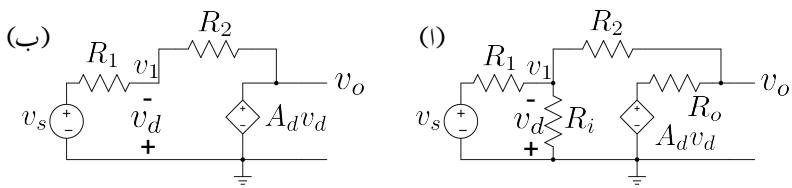
خطی نظرے میں استعمال ہوتے ہوئے حسابی ایکسپلیغیاٹر کی کارکردگی پر غور کرتے ہوئے کچھ حقائق سامنے آئے جنہیں مساوات 1.5، 1.7، اور 1.10 میں بیان کیا گیا۔ ان مساوات کو یہاں یکجا کر کے پیش کرتے ہیں۔

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

ایسا کرتے وقت  $\approx$  اور  $\rightarrow$  کے علامات کی جگہ  $=$  کی علامت استعمال کی گئی ہے۔ ان مساوات کے پہلے جزو میں خطی نظرے لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی جاتی ہے کہ داخلی سرے صرف اس صورت برابر بر قی دباؤ پر رہتے ہیں جب تک ایکسپلیغیاٹر خطی نظرے میں رہے۔ اس بات کی وضاحت مثال 1.5 میں ہو گی۔ ان مساوات کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم شکل 1.4 کو دوبارہ بناتے ہیں۔ ایسا کرنے سے شکل 1.5 حاصل ہوتا ہے جو کہ کامل حسابی ایکسپلیغیاٹر<sup>24</sup> کا مساوی دور یار یا خصی نمونہ<sup>25</sup> ہے۔ اس شکل سے واضح ہے کہ داخلی سروں پر بر قی رو صفر ایکسپیسر ہے، داخلی مزاجمت لا محدود جبکہ خارجی مزاجمت صفر اور ہم ہے۔

مثال 1.2:

<sup>ideal<sup>24</sup></sup>  
<sup>model<sup>25</sup></sup>



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

- جدول 1.1 میں دیے مقدار اور حسابی ایکلینیکر کا غیر کامل مساوی دور (ریاضی نمونہ) استعمال کرتے ہوئے  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  اور  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  پر شکل 1.7 میں  $v_o$  کی قیمت حاصل کریں۔ اور  $v_s = 1 \text{ V}$  ہے۔
- حسابی ایکلینیکر 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 ایکلینیکر کا غیر کامل مساوی دور جبکہ شکل 1.6-ب 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 قسمیں استعمال کرتے ہوئے اور  $v_1 = -v_d$  لکھ کر حل کرتے ہیں۔

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

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

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

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

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

اور یوں

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

حاصل ہوتا ہے۔

- شکل 1.6 ب پر کرنوف کے قانون برائے برقی روکے 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

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

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 قابل نظر انداز ہے۔ یوں اس مثال میں غیر کامل اور کامل مساوی ادوار استعمال کرتے ہوئے کیساں 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  $A_d \rightarrow \infty$  کے حقوق (یا شرائط) کی بجائے  $A_d \rightarrow \infty$  تصور کرتے ہوئے بھی حاصل کیا جاسکتا تھا۔

اس مثال میں حسابی ایکپلینیفار کے ساتھ یہ رونی جڑے گئے مزاحمت  $R_1$  اور  $R_2$  کی قیمتیں حسابی ایکپلینیفار کے اندر ورنی مزاحمت  $R_i$  سے بہت کم اور اندر ورنی 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 ایکپلینیفار کے ساتھ یہ رونی جڑے مزاحمت کی قیمت  $R_i$  اور  $R_o$  سے بہت زیادہ ہو، ایسی صورت میں غیر کامل اور کامل مساوی ادوار دونوں کے استعمال سے یکسان 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 نہیں آسان ہو جاتا ہے۔ ان تین حقوق کو یہاں 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 ایکپلینیفار کے استعمال میں یہ رونی مزاحمتوں کی قیمتیں تعین کرتے وقت اس بات کو یقینی بنایا 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 ایکپلینیٹر 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۔ مقنی 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  $v_s$  سے  $v_1$  کی جانب برقی رو  $i_s$  یوں حاصل ہو گی۔

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

جس سے داخلی مزاحمت کی مساوات یوں حاصل ہوتی ہے۔

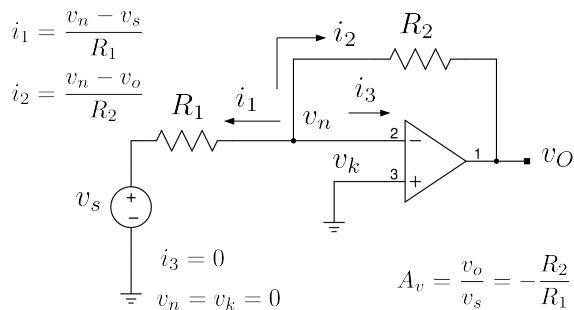
$$(1.14) \quad R_{\text{داخلی}} = \frac{v_s}{i_s} = R_1 + \frac{R_2}{1 + A_d}$$


---

## 1.5 حسابی ایکپلینیٹر کے ادوار

حسابی ایکپلینیٹر 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 اشارہ<sup>26</sup> کہتے ہیں۔ اس بات کی وضاحت جلد ہو گی۔

feedback signal<sup>26</sup>



شکل 1.7: متفقی ایمپلیفیاٹر

## 1.5.1 متفقی ایمپلیفیاٹر

شکل 1.7 میں دکھائے دور کو مثال بناتے ہوئے ہم حسابی ایمپلیفیاٹر پر مبنی ادوار حل کرنا سمجھتے ہیں۔ شکل میں حسابی ایمپلیفیاٹر 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 متفقی ایمپلیفیاٹر<sup>27</sup> کہتے ہیں۔

ایسے ادوار حل کرنے کی خاطر ہم حسابی ایمپلیفیاٹر کے داخلی سروں پر کرنوںکے قوانین<sup>28</sup> کا سہارا لیتے ہیں۔ جوڑ<sup>29</sup>  $v_n$  سے تین شاخیں نکلتی ہیں۔ شکل میں ان شاخوں میں برقی رو کو  $i_1$ ،  $i_2$  اور  $i_3$  کہا گیا ہے۔ کرنوں کا قانون برائے برقی رو<sup>30</sup> 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 مجموع صفر ہو گا یعنی

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

مساوات 1.11 کے تحت حسابی ایمپلیفیاٹر 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 amplifier<sup>27</sup>Kirchoff's laws<sup>28</sup>node<sup>29</sup>Kirchoff's current law<sup>30</sup>

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

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

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

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 برقی رو استعمال کرتے ہم نے مساوات 1.18 حاصل کی۔ اگر جوڑ  $v_k$  پر بھی برقی ارکان مثلاً مراحتیں 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 زمین<sup>31</sup> 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۔

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

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

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

اس مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے۔

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

یہ مساوات شکل 1.7 میں دیے گئے 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 دباؤ کے افراٹ<sup>32</sup>  $A_v$  کہا گیا ہے۔ اس

---

ground<sup>31</sup>  
voltage gain<sup>32</sup>

اصطلاح کو عموماً چھوٹا کر کے منفی افراٹر یا صرف افراٹر<sup>33</sup> 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 ایمپلینیٹر میں  $R_2 = 10\text{ k}\Omega$  اور  $R_1 = 1\text{ k}\Omega$  تصور کریں۔ اس منفی ایمپلینیٹر کو پاری پاری مندرجہ ذیل بر قی اشارات بطور  $v_s$  مہیا کیا جاتا ہے۔ ان تمام کے لئے حسابی دور کا خارجی اشارہ  $v_o$  حاصل کریں۔ حل کرتے وقت  $V_{EE} = -15\text{ V}$  اور  $V_{CC} = 15\text{ V}$  تصور کریں۔

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

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

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

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

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

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

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

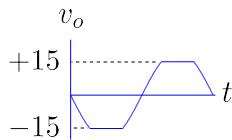
$$v_o = -10 \times 0.2 = -2\text{ V} .1$$

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

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

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

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

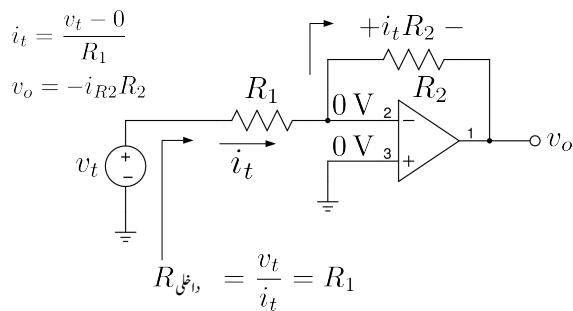


شکل 1.8: حسابی ایمپلیفیائر کے لمبے ہونے سے خارجی اشارہ تراشا جاتا ہے

اس مثال کی پہلی چار صورتوں میں مساوات 1.21 سے صحیح جواب حاصل ہوتا ہے۔ آخری صورت میں چونکہ حاصل  $v_o$  کی قیمت حسابی ایمپلیفیائر کے خطی حدود سے تجاوز کرتی ہے لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ اس جواب کے نیچے غیر خطی خط کھ 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 گردود 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 ایمپلیفیائر  $V_{CC}$  تا  $V_{EE}$  کے حدود میں خطی رد عمل رکھتا ہے جبکہ ان حدود کے باہر یہ غیر خطی رد عمل رکھتا ہے جس سے خارجی اشارہ تراشا جاتا ہے۔

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ  $v_s$  کے ثبت ہونے کی صورت میں  $v_o$  کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ  $v_s$  کے منفی ہونے کی صورت میں  $v_o$  کی قیمت ثبت ہوتی ہے یعنی منفی ایمپلیفیائر مہیا کردہ داخلی اشارے  $v_s$  کی قیمت کو اٹھ کرتا ہے۔ اسی لئے اسے منفی ایمپلیفیائر<sup>34</sup> 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 جیٹے کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ اس مثال میں منفی ایمپلیفیائر کی برقی دباؤ کی افزائش کی قیمت 10۔ ہے۔ منفی ایمپلیفیائر کی افزائش مساوات 1.21 سے حاصل ہوتی ہے۔



شکل 1.9: مبنی حسابی ایکلیفیاٹر کی داخلی مراہجت

مثال 1.5: مثال 1.4 کے پہلے اجزاء میں ایکلیفیاٹر خطي خطي خطي میں رہتا ہے جبکہ آخری جزو میں یہ غیر خطي خطي 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  $v_n = -5.2 \text{ V}$  اور دوسری صورت میں  $v_o = -15 \text{ V}$  ہوں گے۔ جوڑ پر کنوف 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 برقتی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا  $v_k = 0 \text{ V}$  رہتا ہے۔

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

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

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

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

$$R_{داخلی} = \frac{v_t}{i_t}$$

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

$$(1.24) \quad R_{داخلی} = R_1$$

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

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

ہو گا جس سے منفی حسابی ایکسپلیغیٹر کی جانی پہچانی مساوات

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

حاصل ہوتی ہے۔

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

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

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

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

اور

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

ہوں گے۔ یعنی  $i_4 = i_2 + i_3$

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

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

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

$v_1$  کی قیمت کے استعمال سے

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

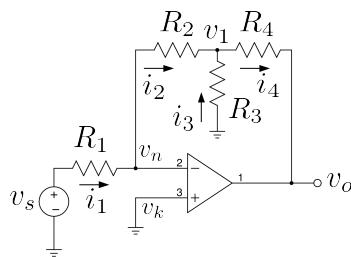
یعنی

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

حاصل ہوتا ہے۔

اس ایمپلینیٹر کے داخلی مزاحمت کی قیمت  $R_1$  ہے۔

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



شکل 1.10: مفہی حسابی ایکپلینیٹر کا داخلی مزاحمت بڑھایا گیا ہے

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

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

حل: داخلی مزاحمت کی شرط کی وجہ سے ایسی صورت میں  $R_4 = 300\text{k}\Omega$  رکھی جاتی ہے۔ ایسی صورت میں  $R_2$  اور  $R_3$  کو بھی  $300\text{k}\Omega$  ہی رکھتے ہوئے  $R_1$  کی قیمت مساوات  $1.26\Omega$  سے  $3061\Omega$  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 پکارنے کی قیمت<sup>35</sup> جبکہ  $\pm 5\%$  کو قیمت میں غلطی<sup>36</sup> کہا جاتا ہے۔

nominal value<sup>35</sup>  
tolerance<sup>36</sup>

مزاحمت  $R$  کی قیمت 5% بڑھنے سے  $\frac{5}{100}R$  کر  $R(1 + 0.05)$  ہو جائے گی۔ اسی طرح  $R$  کی قیمت 5% کم ہونے سے  $R(1 - 0.05)$  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 حاسبی ایمپلیفائر میں  $R_1 = 1\text{k}\Omega$  جبکہ  $R_2 = 47\text{k}\Omega$  رکھا گیا۔ دونوں مزاحمتوں کے قیمت میں  $\pm 5\%$  غلطی کی گنجائش ہے۔ اس ایمپلیفائر کے مکمل افزائش کے حدود حاصل کریں۔

حل: منفی حاسبی ایمپلیفائر کی افزائش  $A = -\frac{R_2}{R_1}$  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 افزائش کی زیادہ سے زیادہ قیمت اس وقت حاصل ہو گی جب  $R_2$  کی حقیقی قیمت 5% زیادہ جبکہ  $R_1$  کی حقیقی قیمت 5% کم ہو۔ یوں

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

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

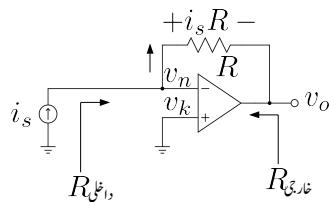

---

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

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

زیادہ یا کم ممکن ہے۔

---



شکل 1.11: حسابی مزاحمت نما ایکپلینیٹر

مثال 1.9: شکل 1.11 میں دکھائے دور کا داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور مزاحمت نما افزائش<sup>37</sup>  $R_m = \frac{v_o}{i_s}$  حاصل کریں۔ اس دور کو استعمال کرتے ہوئے برقی رو اشارے  $i_s$  سے برقی دباؤ کا اشارہ  $v_o$  حاصل کیا جاتا ہے۔

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

$$R_m = \frac{v_o}{i_s} = \frac{0}{i_s} = 0 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر کامل حسابی ایکپلینیٹر 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

$$R_{\text{خارجی}} = 0 \Omega$$

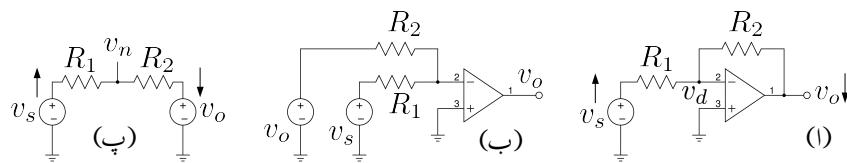
حاصل ہوتا ہے۔

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

$$v_o = -i_s R$$

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

<sup>37</sup> transconductance gain



شکل 1.12: وابسی حسابی منقی ایمپلیفیائر

ہو گا۔

حسابی منقی ایمپلیفیائر 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 ادوار<sup>38</sup> کہتے ہیں اور جن خارجی اشارات کو یوں بطور داخلی اشارات استعمال کیا گیا ہو انہیں واپسی اشارات<sup>39</sup> کہتے ہیں۔ یوں منقی ایمپلیفیائر واپسی ادوار کی ایک مثال ہے۔

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

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

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

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

feedback circuits<sup>38</sup>  
feedback signals<sup>39</sup>

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 مقنی 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 مقنی ایکلیپسیفار میں  $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $v_s = 1 \text{ V}$  لیتے ہوئے  $v_o = 2 \text{ V}$  اور  $v_n = 1.5 \text{ V}$  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 داخلي-خارجي برقي دباؤ کے جوڑے کو استعمال کرتے ہوئے شکل 1.12 پ میں  $v_n$  حاصل کریں۔ کرخوف کے قانون برائے برقي رو سے

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

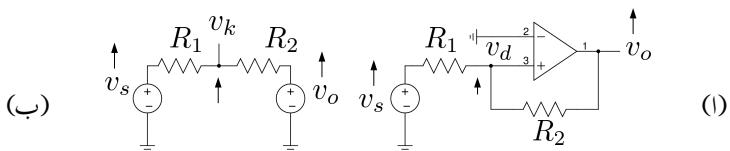
$$v_n = \frac{R_2 v_s + R_1 v_o}{R_1 + R_2}$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں

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

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

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



### شکل 1.13: مشہت واپسی دور کی مثال

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 دور<sup>40</sup> 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۔ شبہتے واپسی کا استعمال باب 8 میں دیکھا جائے گا۔

شکل 1.13 میں شبہت واپسی دور کی مثال دکھائی گئی ہے۔ یہاں  $v_s$  حسابی ایمپلیفیائر کے ثبت داخلی سرے پر مہیا کیا گیا ہے۔ یوں  $v_s$  بڑھانے سے  $v_d$  بڑھے گا اور یوں  $v_o$  بھی شبہت جانب بڑھے گا۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے کہ  $v_s$  اور  $v_o$  دونوں بڑھنے سے  $v_k$  صرف بڑھتے ہیں سلتا ہے۔ اگر  $v_o$  کو بطور واپسی اشارہ داخلی سرے پر مہیا نہ کیا جاتا تب بھی  $v_s$  بڑھانے سے  $v_k$  اور  $v_d$  بڑھتے لیکن  $v_o$  کا بطور واپسی اشارہ استعمال کرنے کی وجہ سے  $v_d$  اور  $v_k$  مزید زیادہ بڑھتے ہیں۔ ایسے ادوار جن میں واپسی اشارہ اور داخلی اشارہ ایک ہی جانب کو حرکت کریں کو شبہت واپسی ادوار 41 کہتے ہیں۔ شبہت واپسی ادوار کا خارجی اشارہ عموماً مکمل شبہت یا مکمل منقی جانب غیر خطی نظر میں رہتا ہے ماسوئے ان لمحات کے جب یہ منقی سے شبہت یا شبہت سے منقی جانب حرکت کر رہا ہو۔ آئیں شکل 1.13 کو مثال بناتے ہوئے شبہت واپسی ادوار حل کرنا دیکھتے ہیں۔ تصور کریں کہ  $v_s = 0$  اور  $v_o = 0$  صفر ہیں۔ یوں شکل الف میں

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

negative feedback circuit<sup>40</sup>  
positive feedback circuit<sup>41</sup>

حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $v_d = v_k - v_n$  بھی صفر رہے گا۔ جیسا کہ ہم اب دیکھیں گے کہ اس حال میں ثابت واپسی دور نہایت غیر ممکن حال میں ہے۔ تصور کریں کہ کسی وجہ سے  $v_s$  کی قیمت بڑھ کر  $\Delta v$  ہو جاتی ہے۔ حسابی ایکپلینیٹر 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 ایکپلینیٹر  $v_d$  کو  $A_d$  گناہ بڑھانا چاہتے 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 واپسی 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 واپسی دور کی پہچان یہ ہے کہ اس کا خارجی اشارہ جب بھی حرکت کرے تو یہ اسی جانب حرکت کرتا ہے جس جانب دور کا داخلی اشارہ (بغیر واپس آئے) حرکت کرے۔

مثال 1.13: 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  $v_s$  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  $v_s$  کی قیمت حاصل کریں۔

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

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

حاصل ہوتا ہے۔ جوں ہی  $v_s$  کی قیمت  $-1.333 \text{ V}$  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

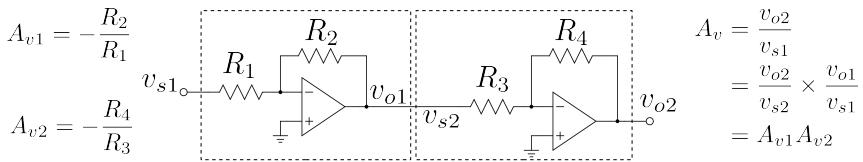
$$0 = \frac{9000 \times v_s + 1000 \times (-12)}{1000 + 9000}$$

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

$$\therefore v_s > 1.333 \text{ V}$$

شکل 1.14 میں دو منفی حسابی ایمپلیفائر سلسلہ وار جوڑتے ہوئے زنجیری ایمپلیفائر حاصل کیا گیا ہے۔ زنجیر کے پہلی کڑی کا داخلی اشارہ  $v_{s1}$  جبکہ اس کا خارجی اشارہ  $v_{o1}$  اور اس کی افزائش  $A_{v1} = -\frac{R_2}{R_1}$  ہے۔ زنجیر کے دوسری کڑی کا داخلی اشارہ  $v_{s2}$  جبکہ اس کا خارجی اشارہ  $v_{o2}$  اور اس کی افزائش  $A_{v2} = -\frac{R_4}{R_3}$  ہے۔ پہلی کڑی کے خارجی اشارے کو دوسرے کڑی کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے لہذا  $v_{o1} = v_{s2}$  ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں۔

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



شکل 1.14: زنجیری حسابی ایمپلیفائر

اور

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

$$= A_{v2}v_{o1}$$

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

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

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

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

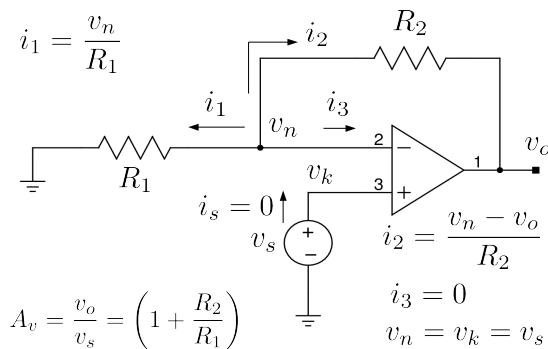
یہ ایک اہم نتیجہ ہے جس کے مطابق ایمپلیفائر سلسلہ وار جوڑنے سے ان کی افراکش آپس میں ضرب ہوتی ہے۔ زنجیری ایمپلیفائر میں مزید کڑیاں اسی طرح سلسلہ وار جوڑی جا سکتی ہیں۔

## 1.5.2 ثابت ایمپلیفائر

شکل 1.15 میں ایک اور واپسی دور دکھایا گیا ہے جسے ثابت ایمپلیفائر<sup>42</sup> کہتے ہیں۔ آئیں اس دور کو کرنوف کے قوانین کی مدد سے حل کرتے ہیں۔ اس شکل میں جوڑ  $v_n$  سے باہر کی جانب تین برقی روئیں،  $i_1$ ،  $i_2$  اور  $i_3$  لکھتے دکھائے گئے ہیں۔  $i_3$  چونکہ حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سرے پر اندر کی جانب جاتی برقی رو ہے لہذا یہ مساوات 1.11 کے

---

non-inverting amplifier<sup>42</sup>



ٹکل 1.15: ثابت ایمپلینگ

شتن نمبر دو کی وجہ سے صفر کے برابر ہے۔ باقی دو برقی روکو 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

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

کر خوف کے قانون برائے برقی روکو 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 ثابت ایمپلینیٹر کی بر قہ دباؤ کے افراٹھ<sup>43</sup>  $A_v$  کہتے ہیں۔ اس اصطلاح کو عموماً چھوٹا کر کے اسے صرف ثابت افراٹھ کہتے ہیں۔

اس ایمپلینیٹر کا داخلی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر  $v_s$  لا گو کرتے ہوئے  $i_s$  ناپتے ہیں۔ چونکہ حسابی ایمپلینیٹر کا داخلی بر قہ رو مغفر ہوتا ہے لہذا  $i_s = 0$  ہو گا۔ یوں

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

voltage gain<sup>43</sup>

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

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

حل: مساوات 1.35 سے اس ثابت ایکلینیک 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 ایکلینیک داخلی اشارہ کو بغیر الثائے بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ اسی لئے اسے ثابت ایکلینیک<sup>44</sup> کہتے ہیں۔

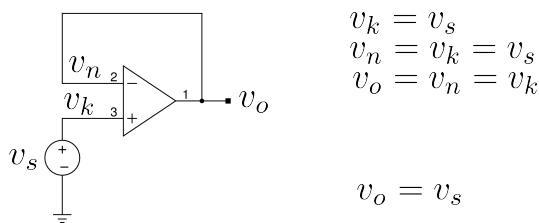
### مُتَّكِمْ کار 1.5.3

ثابت ایکلینیک کی افراکش یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

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

اگر ثابت ایکلینیک میں  $R_1$  کی قیمت لا محدود 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: میکم کار

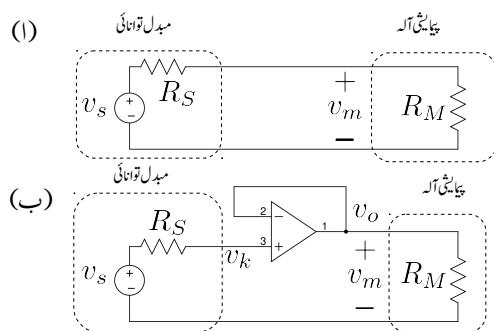
ہو گی۔ ایسا دور جسے میکم کار<sup>45</sup> کہتے ہیں کو شکل 1.16 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کی افزائش ایک کے برابر جبکہ داخلی مزاحمت لامحدود ہے۔ اس دور کو یوں بھی سمجھا جا سکتا ہے کہ ثابت داخلی سرے پر برقی دباؤ  $v_s$  ہے۔ یوں منفی داخلی سرے پر بھی اتنا ہی برقی دباؤ ہو گا مگر یہ سرا اور خارجی سرا آپس میں جڑے ہیں۔ یوں خارجی سرے پر بھی یہی برقی دباؤ ہو گا یعنی  $v_o = v_s$  ہو گا جس سے افزائش  $1 = \frac{v_o}{v_s}$  حاصل ہوتی ہے۔ آئین میکم کار کا استعمال جانیں۔

طبعی متغیرات<sup>46</sup> مثلاً کیت، حرارت وغیرہ کی برقياتی پیمائش سے پہلے انہیں عموماً مبدل توانائی<sup>47</sup> کے مدد سے برقی اشارات میں تبدیل کیا جاتا ہے اور ان برقی اشارات کو پیمائشی آله<sup>48</sup> سے ناپا جاتا ہے۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی دور کا تھوڑے مساوی دور<sup>49</sup> بنایا جا سکتا ہے جسے ایک عدد منع برقی دباؤ اور ایک عدد مزاحمت کی شکل دی جاتی ہے۔ مبدل توانائی کا تھوڑن دور شکل 1.17 الف میں باہمیں جانب نقطہ دار لکیر میں گھیرادکھایا گیا ہے جہاں  $v_s$  اس کی تھوڑن برقی دباؤ اور  $R_S$  اس کی تھوڑن مزاحمت ہے۔ پیمائشی آله داخلی سروں پر کسی قسم کا برقی اشارہ خارج نہیں کرتا بلکہ ان سروں پر یہ صرف اشارہ حاصل کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے المذا اس کے داخلی جانب کا تھوڑن دور صرف ایک عدد مزاحمت  $R_M$  پر مبنی ہوتا ہے جیسے شکل-الف میں دائیں جانب دکھایا گیا ہے۔ شکل-الف میں مبدل توانائی کے خارجی سروں کو پیمائشی آله کے داخلی سروں کے ساتھ جوڑا گیا ہے تاکہ مبدل توانائی کا اشارہ  $v_s$  ناپا جا سکے۔ پیمائشی آله داخلی سروں پر لاگو برقی دباؤ  $v_m$  ناپتا ہے۔ شکل-الف

---

non-inverting amplifier<sup>44</sup>  
buffer<sup>45</sup>  
variables<sup>46</sup>  
transducer<sup>47</sup>  
measuring instrument<sup>48</sup>  
Thevenin circuit<sup>49</sup>



شکل 1.17: میکرومکار کی مدد سے حساس اشارہ کی پیمائش

میں 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  $v_s = 100 \text{ mV}$ ،  $R_S = 5 \text{ M}\Omega$ ،  $R_M = 10 \text{ M}\Omega$  اور اشارہ کی قیمت  $v_m$  ہو تو بیمائشی آله

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

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

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

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پیمائشی آله کی داخلی مزاحمت مبدل توانائی پر بوجھ ڈالتی ہے جس سے مبدل کے بیرونی سروں پر نیمس اشارے کی قیمت میں کمی رومنا ہوتی ہے۔ یوں بوجھ کو ہلاک کرنے کی خاطر  $R_M$  کی قیمت بڑھانی ہو گی۔ اس مثال میں مبدل توانائی کو پیمائشی آله بطور برقرار بوجھ 50 نظر آتا ہے۔ یہ بوجھ جتنا کم ہو اتنا بہتر ہو گا۔

اس مسئلے کو مسکم کار کی مدد سے با آسانی حل کیا جاسکتا ہے۔ شکل 1.17 ب میں مبدل تو انائی اور پیمائشی آکے وسط میں مسکم کار نسب کیا گیا ہے۔ چونکہ حسابی ایکپلینیائز کا داخلی مزاحمت لامحمد و ہوتا ہے اور اس کی داخلی بر قی رو صفر ہوتی ہے لہذا اس دور میں مزاحمت  $R_S$  میں اوہم کے قانون کے تحت صفر بر قی دباؤ گھٹے گا اور یوں  $v_k = v_s$  اور  $v_m = v_0$  ہو گا۔ چونکہ مزاحمت  $R_M$  کو یہی بر قی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے لہذا  $v_s = v_0$  ہو گا۔

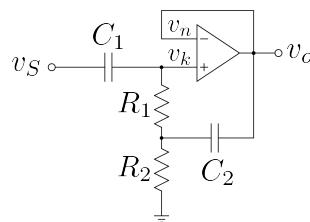
مسکم کار کا کمال یہ ہے کہ یہ بر قی بوجھ  $R_M$  کو اخود اٹھا لیتا ہے اور اس کا بوجھ مبدل تو انائی پر نہیں ڈالتا۔ یوں یہ حساس اشارات کو مسکم کرتا ہے۔

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

#### 1.5.3.1 بدلتارو مسکم کار

عموماً اشارے کے یک سمت حصے کو روکتے ہوئے اس کے بدلتے حصے کو مسکم بنانے کی ضرورت ہوتی ہے۔ ایسی صورت میں بدلتارو مسکم کار جیسے 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 ایکپلینیائز کے ثبت داخلی سرے کے داخلی میلان بر قی رو<sup>51</sup> کے لئے راستہ فراہم کرتے ہیں۔  $C_1$  داخلی اشارے کے بدلتے جزو کو حسابی ایکپلینیائز کے ثبت داخلی سرے تک پہنچنے کا راستہ فراہم کرتے ہوئے یک سمت جزو کو روکتا ہے۔  $C_2$  کے عدم موجودگی میں داخلی اشارے کو بدلتا داخلی مزاحمت  $R_1 + R_2$  نظر آتا جبکہ مسکم کار سے توقع کی جاتی ہے کہ اس کا داخلی مزاحمت بہت زیادہ ہو۔ آئیں دیکھیں کہ  $C_2$  کی شمولیت سے داخلی مزاحمت کیسے بڑھتی ہے۔ یوں کا بدلتا جزو  $v_s$  مثبت داخلی سرے پر پہنچتا ہے۔ یوں  $v_n = v_s$  ہو گا جس سے  $v_n = v_k = v_s$  اور  $v_0 = v_s$  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 ایکپلینیائز کا ثبت داخلی سر از خود کوئی بر قی رو گزرنے نہیں دیتا۔ چونکہ مزاحمت  $R_1$  کے دونوں سروں پر  $v_s$  بر قی دباؤ پایا جاتا ہے لہذا اس میں گزرتی بر قی رو بھی صفر ہے۔ یوں  $v_s$  سے کسی قسم کا

<sup>51</sup> اعلیٰ میلان بر قی پر حصہ 1.7.2 میں غور کیا جائے گا۔



شکل 1.18: بدلتارو میکٹم کار

برقی رو حاصل نہیں کیا جاتا جو کہ منقطع صورت کی نمائی ہے۔ یوں بدلتا میکٹم کار درکار تعدد پر لامحدود داخلی مزاحمت پیش کرتے ہوئے حساس اشارے پر بالکل بوجھ نہیں ڈالتا۔

کسی بھی ایمپلیفیاٹر 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 تعدد پر کپیسٹر قصر دور کام کرتے ہوئے کامل 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

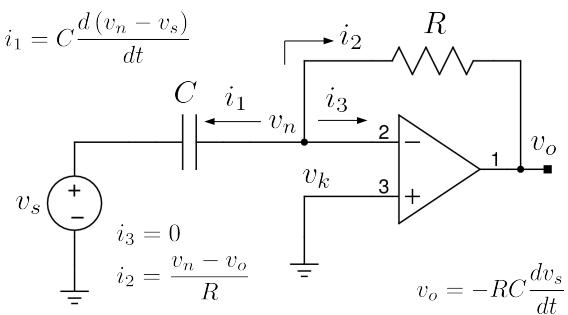
ایک اور اہم دور جسے تفرق کار<sup>52</sup> کہتے ہیں کو شکل 1.19 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کو بالکل پہلی دو ادوار کی طرح حل کرتے ہیں۔ جوڑ پر تین برقی روکے لئے لکھ سکتے ہیں۔

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

جبکہ جوڑ  $v_k$  کے لئے لکھ سکتے ہیں۔

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

differentiator<sup>52</sup>



شکل 1.19: تفرق کار

کر خوف 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 قیمتیں کو مساوات 1.41 میں پر کرتے ہیں

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

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

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

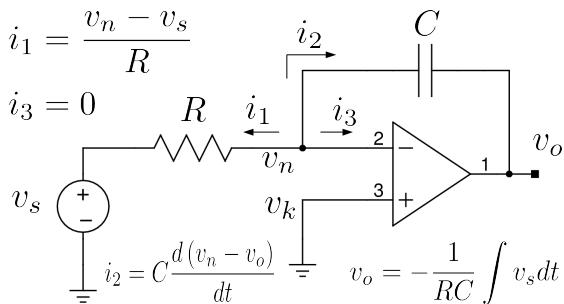
حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

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

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 تفرقہ کار<sup>53</sup> کہتے ہیں۔

---

differentiator<sup>53</sup>



شکل 1.20: کنٹرول کار

1.5.5 کنٹرول کار

تفریقی دور کو دیکھنے کے بعد خیال آتا ہے کہ کیا حسابی ایکلینیک کو استعمال کرتے کسی تفاضل کا میکلر<sup>54</sup> حاصل کیا جاسکتا ہے۔ جواب ہے جی ہاں۔ میکلر کار<sup>55</sup> کو شکل 1.20 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

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

اور

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

کرخوف کا قانون برائے بر قی رہ استعمال کرتے ہوئے اور  $v_n$  میں  $v_o$  کی قیمت (یعنی صفر وولٹ) استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

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

integral<sup>54</sup>  
integrator<sup>55</sup>

اس کا تکملہ لیتے ہیں

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

یعنی

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

اس مساوات میں  $v_o$  حاصل کرنے کی خاطر مساوات کے نشان کے دونوں جانب کا تکملہ لیا گیا ہے۔ اس طرح تکمل کار کا خارجی اشارہ  $v_o$  اسے مہیا کئے گئے اشارہ  $v_s$  کے تکملہ کے برابر راست متناسب ہوتا ہے۔ اسی خاصیت کی وجہ سے اس دور کو تکملہ کار<sup>56</sup> کہتے ہیں۔

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

- تکملہ کار کا خارجی اشارہ حاصل کریں۔
- کتنی تعداد پر خارجی اشارے کا جیٹ داخلي اشارے کے جیٹ کے برابر ہو گا۔
- خارجی اور داخلي اشارے کا زاویاتي 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۔

integrator<sup>56</sup>

- دونوں حیطے برابر اس وقت ہوں گے جب

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

$\omega = 147$

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

ہو گا۔

- داخلي اشارے کو یوں لکھتے ہوئے

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

ہم دیکھتے ہیں کہ داخلي اشارے سے خارجي اشارہ  $90^\circ$  آگے ہے۔

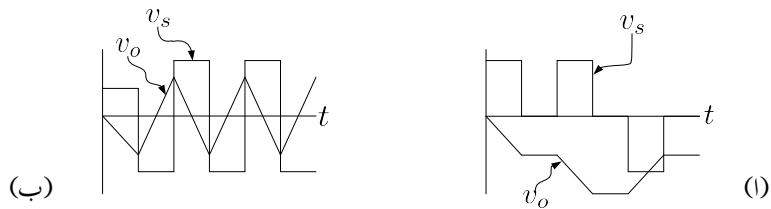
مثال 1.14:  $v_o = -0.1 \text{ V}$  اور  $C = 10 \mu\text{F}$  اور  $R = 1 \text{ k}\Omega$  کی صورت میں  $v_s$  حاصل کریں۔

حل:

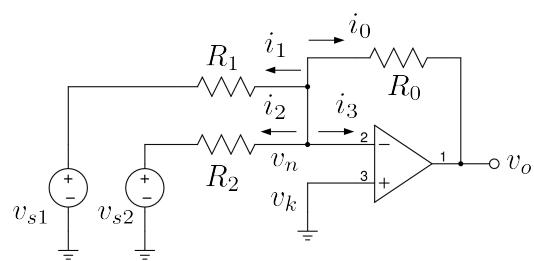
$$v_o = -\frac{1}{1000 \times 10 \times 10^{-6}} \int -0.1 \, dt = 10t$$

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

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



شکل 1.21: کل کار کی کارکردگی کے مثال



شکل 1.22: جمع کار

## 1.5.6 جمع کار

حسابی ایکلینیفار کو دو یادو سے زیادہ اشارات کا مجموع حاصل کرنے کے لئے بھی استعمال کیا جاسکتا ہے۔ ایسے ہی تجھ کار<sup>58</sup> کو شکل 1.22 میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں دو اشارات  $v_{s1}$  اور  $v_{s2}$  مہیا کئے گئے ہیں۔ اشارہ  $v_{s1}$  مزاحت  $R_1$  کے ذریعہ حسابی ایکلینیفار کے  $v_n$  سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ اسی طرح اشارہ  $v_{s2}$  مزاحت  $R_2$  کے ذریعہ حسابی ایکلینیفار کے  $v_n$  سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ مزید اشارات کو بھی اسی ترکیب سے جوڑا جاسکتا

adder<sup>58</sup>

ہے۔ شکل میں دکھائی گئی برقی رو کے لئے یوں لکھ سکتے ہیں۔

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

اسی طرح جوڑ  $v_k$  کے لئے لکھ سکتے ہیں

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

جوڑ  $v_n$  پر کر خوف کے قانون برابر برقی رو استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

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

لیتے ہوئے  $v_n = 0$  پر کرتے ہوئے  $v_n = v_k$

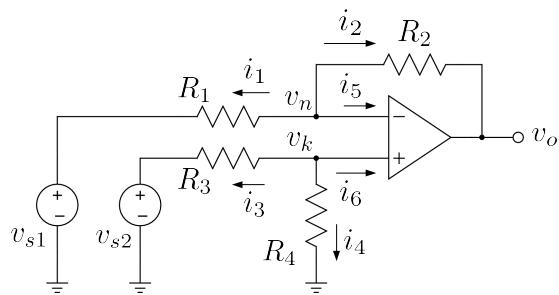
حاصل ہوتا ہے جسے

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

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 منفی علامت کے علاوہ،  $v_o$  دونوں اشارات کا مجموع ہے۔ اسی لئے اس دور کو میخ کار<sup>59</sup> کہتے ہیں۔



شکل 1.23: منفی کار

## 1.5.7 منفی کار

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

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

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 کرخوف 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  $v_n$  اور  $v_k$  برابر ہوتے ہیں۔ یوں مساوات 1.51 اور 1.52 کو برابر ڈالتے ہوئے

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

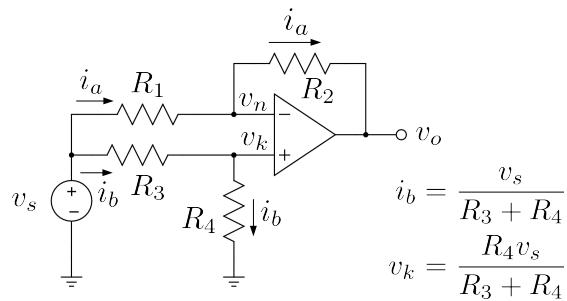
یعنی

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

$R_2 = R_4 = R_b$  اور  $R_1 = R_3 = R_a$  جبکہ  $R_1 = R_b$  میں دور کی عمومی مساوات ہے۔ اگر دور میں ہوں تب 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 کار<sup>60</sup> کہتے ہیں۔ اگر  $R_a$  اور  $R_b$  برابر نہ ہوں تو دور دونوں اشارات میں فرق کو بڑھانے یا گھٹانے کی صلاحیت بھی رکھتا ہے



شکل 1.24: مخفی کار کا مشترکہ داخلی مزاحمت

مثال 1.15: مخفی 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 مخفی کار میں داخل ہوں گے۔ مشترکہ مزاحمت داخلی بر قی دباؤ اور داخلی بر قی رو کے مجموعہ کی شرح کو کہتے ہیں یعنی

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

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 جا سکتا ہے۔ حسابی ایکلپیٹیفار 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 جا سکتا ہے۔ اس طرح  $R_3$  اور  $R_4$  کو  $v_s$  اور برقی زمین کے مابین سلسلہ وار جڑا تصور کیا جا سکتا ہے۔ تمام مزاحمت برابر ہونے کی وجہ سے  $v_o = 0V$  ہے لہذا اسے برقی زمین تصور کیا جا سکتا ہے۔  $v_n$  پر برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے اس داخلی سرے کو بھی کھلے سرے تصور کیا جا سکتا ہے۔ یوں  $R_1$  اور  $R_2$  کو بھی  $v_s$  اور برقی زمین کے مابین سلسلہ وار جڑا تصور کیا جا سکتا ہے۔ اس طرح سلسلہ وار جڑے  $R_1$  اور  $R_2$  کو سلسلہ وار جڑے  $R_3$  اور  $R_4$  کے متوالی تصور کیا جا سکتا 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 ایکلپیٹیفار کے دونوں داخلی سروں پر داخلی برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے  $R_1$  اور  $R_2$  میں یکساں برقی رو  $i_a$  پایا جائے گا۔ اسی طرح  $R_3$  اور  $R_4$  میں  $i_b$  پایا جائے گا جہاں

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

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

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

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

کے برابر ہیں۔ یوں

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

حاصل ہوتا ہے۔

اسی جواب کو قدر آسان طریقے سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ حسابی ایکلینیکر کے ثابت داخلی سرے کو کھلے سرے تصور کیا جا سکتا ہے۔ اس طرح  $R_3$  اور  $R_4$  کو  $v_s$  اور برقی زمین کے مابین دو سلسلہ وار جڑے مزاحمت تصور کیا جا سکتا ہے۔ ان دو مزاحتوں میں برقی دباؤ کے تقسیم سے

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

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح ان میں برقی رو

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

آپ نے حسابی ایمپلینگر پر مبنی کئی ادوار دیکھے۔ یہ ادوار جمع، منفی، تفرق اور تکملہ جیسے حسابی اعمال سرانجام دیتے ہیں یا پھر اشارات کی افزائش کرتے ہیں۔ انہیں خوبیوں کی بدولت ہم اسے حاملہ ایمپلینگر لپکاتے ہیں۔<sup>61</sup>

### 1.5.8 جمع و منفی کار

شکل 1.25 میں متعدد داخلی سروں والا جھٹ و منفجھ 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

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

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

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

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

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

جس میں

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

استعمال کرتے ہوئے

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

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

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

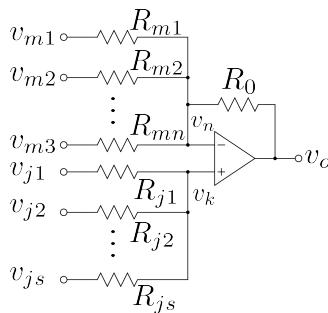
$$(1.56) \quad \left. \cdots + \frac{R_j}{R_{js}} v_{js} \right) - \left( \frac{R_0}{R_{m1}} v_{m1} + \frac{R_0}{R_{m2}} v_{m2} \cdots + \frac{R_0}{R_{mn}} v_{mn} \right)$$

### 1.5.9 آلاتی ایمپلیفائر

حسابی ایمپلیفائر پر تصریح کرتے ہوئے آلاتی ایمپلیفائر<sup>62</sup> 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 برتنی اشارات میں تبدیل کر کے

---

instrumentation amplifier<sup>62</sup>



شکل 1.25: جمع و مقایہ کار

ان پر کمپیوٹر کی مدد سے غور کیا جاتا ہے۔ آپ برقی قلبے نگار<sup>63</sup> سے بخوبی واقف ہوں گے جو دل کے کارکردگی کے اشارات کھینچتا ہے۔ برقی قلبے نگار کو آلائق ایکلینیکر کے مدد سے ہی بنایا جاتا ہے۔<sup>64</sup>

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

اس دور میں  $v_1$  اور  $v_2$  داخلی اشارات ہیں۔ کسی بھی حسابی ایکلینیکر کے داخلی سروں پر برقی دباؤ برابر رہتا ہے۔ یوں  $v_{n2} = v_{k2} = v_2$  اور  $v_{n1} = v_{k1} = v_1$  ہو گا۔ اس طرح مزاحمت  $R_1$  کے نیچے 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

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

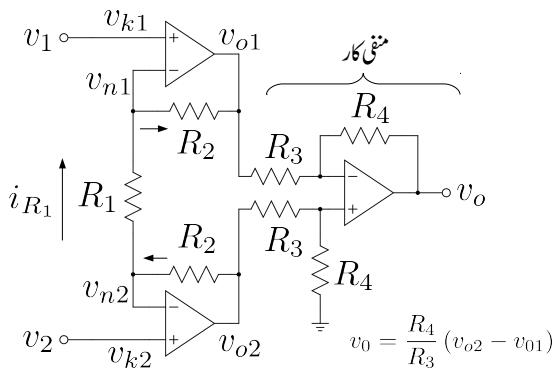
ہو گی۔

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

---

<sup>63</sup> ecg 2014ء کو میری بیٹی عفت بریخنے انجینئر مگ کے آخری سال کے پڑھائی کے دوران آلاتی ایکلینیکر سے برقی قلب نگار باتاتے ہوئے دل کی دھڑکن کے اشارات حاصل کئے۔

<sup>64</sup> input impedance<sup>65</sup>



نکل 26. آلاتی ایمپلینفائز

کے قانون سے ثابت ہوتا ہے کہ اس جوڑ پر نسب  $R_2$  میں بھی  $i_{R_1}$  گزرنے گی جسے تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ اس طرح  $i_{R_1}$  تین سلسلہ وار جڑی مزاحمت  $R_2$ ،  $R_1$  اور  $R_2$  سے گزرتی ہے۔ ان سلسلہ وار 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 منفی کار کو مہیا کیا جاتا ہے اور یوں

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

جو کہ آلاتی ایمپلینفائز کی درکار مساوات ہے۔

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

حل:

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

$$v_{\text{مشترک}} = 4 \text{ V}$$

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

ہیں۔ یوں انہیں

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

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

لکھا جاسکتا ہے۔

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

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

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

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

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

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

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

ہو گا۔ اسی طرح اوپر والے  $R_2$  میں بر قی رو کی سمت  $v_{n1}$  سے  $v_{o1}$  کے جانب ہے لہذا

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

حاصل ہو گا۔ یہاں رک کر بتائیج پر غور کریں۔ مشترکہ اشارہ جوں کا توں 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 ثبت داخلی سرا  $v_k$  پر کر خوف کے قانون برائے بر قی رو لکھتے ہوئے

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

حاصل ہوتا ہے۔  $v_n$  اور  $v_k$  برابر ہونے کی وجہ سے  $v_n$  بھی بھی ہو گا۔ مندرجہ بالا جواب  $R_3$  اور  $R_4$  کو سلسلہ وار  $v_{o2}$  اور بر قی زمین کے مابین جڑا تصور کرتے ہوئے بر قی دباؤ کے تقسیم کی مساوات سے بھی حاصل ہوتا ہے۔ منفی کار کا خارجی اشارہ

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

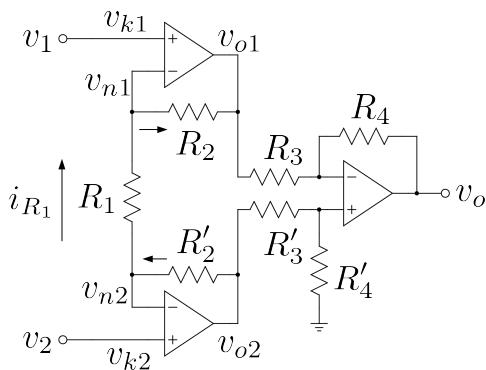
حاصل ہوتا ہے۔

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

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

اس طرح مشترکہ اشارہ رد کرنے کی صلاحیت

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



شکل 1.27: آلاتی ایکپلیفار کی مثال

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

مثال 1.19:

- شکل 1.27 کو استعمال کرتے ہوئے آلاتی ایمپلینیٹر کے مشترکہ افراش  $A_m$  اور تفرق افراش  $A_d$  کے مساوات حاصل کریں۔

- مزاجتوں کے قیمت کمکل 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۔

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

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

- 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 تفرق اشارے کو  $v_d$  لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} v_2 &= v_c + \frac{v_d}{2} \\ v_1 &= v_c - \frac{v_d}{2} \end{aligned}$$

لیتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

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

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

اس میں مساوات 1.60 کا استعمال کرتے ہوئے

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

جہاں

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

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

ہیں۔

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

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

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

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

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

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

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

اسی طرح  $A_d$  کی کمتر قیمت اس وقت حاصل ہو گی جب

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

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

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

ہول ان سے

$$CMRR_{کمتر} = 1030$$

حاصل ہوتا ہے۔

کرنے سے  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  •

$$CMRR_{کمتر} = 9852$$

ہو جاتا ہے۔

## • ان نئے قیتوں سے

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

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

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

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

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

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

اور

$$CMRR_{کمتر} = 814$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

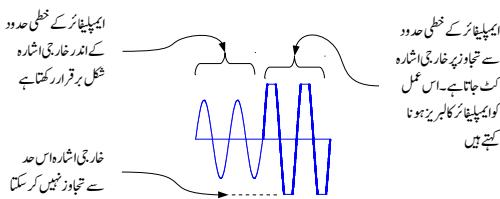
## 1.6 حسابی ایمپلیفائر کا ناص پن

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

## 1.6.1 حسابی ایمپلیفائر کا لبریز ہونا

حسابی ایمپلیفائر کا  $v_0$  ہر صورت مساوات 1.3 میں دیے گئے حدود کے اندر رہتا ہے۔  $v_0$  ان حدود سے تجاوز کرنے کی کوشش کرتے ہی غیر خطی صورت اختیار کر لیتا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے اس غیر خطی عمل کو حسابی ایمپلیفائر کا لبریز<sup>66</sup> ہونا کہتے ہیں۔ شکل 1.28 میں یہ عمل دکھایا گیا ہے۔

saturation<sup>66</sup>



شکل 1.28: حسابی ایکپلینیاٹر کا بیریز ہونا

## 1.6.2 حسابی ایکپلینیاٹر کی رفتار چال

کوئی بھی اشارہ لامدد و رفتار سے تبدیل نہیں ہو سکتا۔ یہی حسابی ایکپلینیاٹر کے خارجی اشارے کے لئے بھی درست ہے۔ اگر حسابی ایکپلینیاٹر کو مستطیلی اشارہ بطور داخلی اشارہ فراہم کیا جائے تو اس کا خارجی اشارہ ترچھی شکل کا ہو گا۔ آئیں اس عمل کو مختلم کار کی مدد سے سمجھیں۔ اگر مختلم 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 روادے کسی دوسرے بر قی روادے کو حاصل کرنے کے لئے وقت درکار ہوتا ہے۔ خارجی اشارہ جس رفتار سے حرکت کرتا ہے اسے حسابی ایکپلینیاٹر کا رفتار پالٹر<sup>67</sup> پکارا جائے گا۔ رفتار پالٹر کی وضاحت شکل میں کی گئی ہے۔ رفتار چال کو عموماً وولٹ فی مائیکرو سینڈ  $\frac{V}{\mu s}$  لکھا جاتا ہے۔

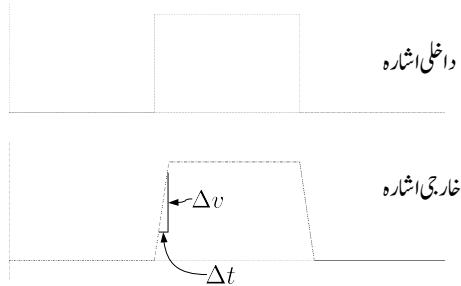
$$(1.61) \quad \text{چال رفتار} = \left| \frac{\Delta v}{\Delta t} \right|$$

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

slew rate<sup>67</sup>



شکل 1.29: حسابی ایکلینیکر فرقہ چال

جائے گا۔ حسابی ایکلینیکر کے رفتار چال کو اس کی پوری طاقت پر تعددی دائرہ کارکردگی<sup>68</sup> کی شکل میں یوں بیان کیا جاتا ہے

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

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

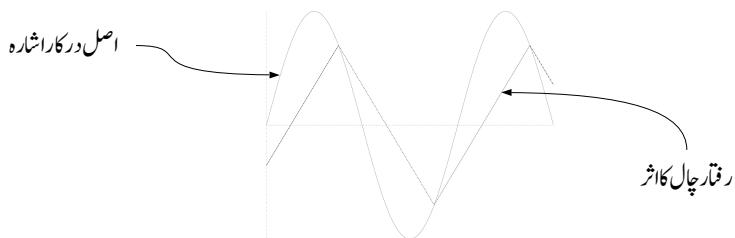
جہاں  $V_p$  حسابی ایکلینیکر کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ خارجی برقی دباؤ ہے۔ کم برقی دباؤ خارج کرتے ہوئے اس تعداد کی قیمت بڑھ جاتی ہے۔ یوں  $V_0$  برقی دباؤ خارج کرتے ہوئے

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

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

مثال 1.20: ایک حسابی ایکلینیکر جس کی رفتار چال  $\frac{V}{\mu s} 100$  ہے کا مستحکم کار بنایا جاتا ہے جسے نہایت کم دورانیے والے 5 V چوٹی کے موٹا مستطیلی پتے اشارات<sup>69</sup> مہیا کئے جاتے ہیں۔

full power band width<sup>68</sup>  
pulses<sup>69</sup>



فکر 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 دورانیے کے لئے 0V پر رہتا ہو تو خارجی اشارے کی شکل کیا ہو گی۔

حل:

- رفتار چال کے مطابق خارجی اشارہ ایک ماسنگر و سینٹڈ میں سو ولٹ حاصل کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ پائچ وولٹ حاصل کرنے کے لئے یوں 50 ns درکار ہیں۔ داخلی اشارے کی چوٹی کم سے کم 50 ns کے لئے برقرار رہے گی تو میکم کار کا خارجی اشارہ بھی پائچ وولٹ تک پہنچ جائے گا۔
- اس صورت میں جیسے ہی خارجی اشارہ پائچ وولٹ پر پہنچتا ہے اسی لمحے داخلی اشارہ صفر وولٹ ہو جاتا ہے اور یوں حسابی ایکسپلینیٹر کا خارجی اشارہ  $\frac{V}{\mu s} \cdot 100$  کے رفتار سے اب 5V سے 0V کی جانب روانہ ہوتا ہے۔ یوں خارجی اشارہ تکونی شکل کا ہو گا جو متواتر 50 ns لیتے ہوئے 5V تک اور اسی طرح 50 ns لیتے ہوئے 0V کے درمیان ارتقاش کرتا رہے گا۔

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

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 ایکپلینیٹر بالکل درست خارج کر سکتا ہے۔

---

## 1.7 عددی اشارے سے مماثل اشارے کا حصول

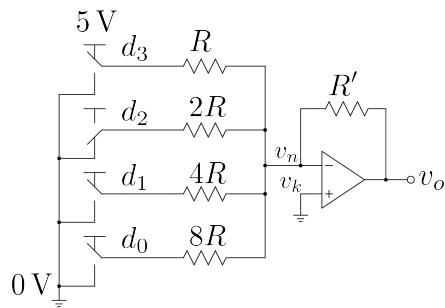
شکل 1.31 میں عددی اشارے سے مماثل اشارہ حاصل کرنے والا دور دکھایا گیا ہے جسے ہم مدد کر کر<sup>70</sup> کہیں گے۔ اس دور کے چار داخلي اشارات  $d_0$  تا  $d_3$  ہیں جنہیں انفرادی طور پر برقی زمین یعنی 0V یا ثابت برقی دباؤ یعنی 5V کے ساتھ جوڑا جاسکتا ہے۔ شکل میں  $d_2 = 0V$  پر جبکہ  $d_0$ ،  $d_1$  اور  $d_3$  کو 5V پر دکھایا گیا ہے۔ آئیں اس دور کو حل کرتے ہیں۔

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

جسے یوں بہتر طریقے سے لکھا جاسکتا 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

اعداد سے مماثل کار عددی<sup>71</sup> متغیرہ لیتے ہوئے اس کا مماثل<sup>72</sup> متغیرہ خارج کرتا ہے۔ عددی متغیرات کو دہرات<sup>73</sup> میں لکھا جاتا ہے۔ دہرات 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۔  $d_3 d_2 d_1 d_0$  کو  $d_3 d_2 d_1 d_0$  لکھتے ہوئے چار بیت<sup>74</sup> کا دہرات 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 گنتھ<sup>75</sup> میں گیارہ  $11_{10}$  کے برابر ہے۔

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

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

digital<sup>71</sup>

analog<sup>72</sup>

binary number system<sup>73</sup>

bit<sup>74</sup>

decimal number system<sup>75</sup>

خارج کرے گا۔

$R'$  اور  $R$  کی قیمت سے درکار قیمت تعین کی جاسکتی ہے۔ مثلاً  $R' = \frac{8R}{15}$  رکھتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات کے مطابق عددی سے ماثل کار  $v_0 = -5V$  خارج کرے گا۔ چونکہ  $d_0$  تا  $d_3$  کے چار ہندسوں پر مبنی دھرا عدد سولہ 16<sub>10</sub> مختلف قبیلیں ظاہر کر سکتا ہے لہذا عددی سے ماثل کار صفر ولٹ تا منفی پانچ ولٹ سولہ مختلف قبیلیں خارج کر سکتا ہے۔

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

---

مثال 1.22:  $R' = \frac{8R}{15}$  رکھتے ہوئے  $d_3d_2d_1d_0$  کی قیمت 1010<sub>2</sub> ہونے کی صورت میں عددی سے ماثل کار کرتی برقی دباؤ خارج کرے گا۔

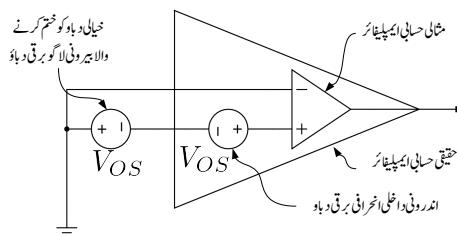
حل:

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


---

### 1.7.1 یک سمت اندر ونی داخلی اخراجی برقی دباؤ کا مسئلہ

اگر کامل حبابی ایمپلیکیٹر کے دونوں داخلی سرے آپس میں جوڑ کر انہیں برقی زمین کے ساتھ جوڑا جائے، یعنی  $v_k = v_n$  کر دیا جائے، تو ہم توقع کرتے ہیں کہ اس کا خارجی اشارہ صفر ولٹ کا ہو گا، یعنی  $A_d v_d = 0$



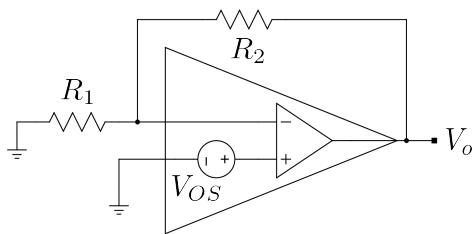
شکل 1.32: داخلي اخراجي بر قي دباؤ اور اس کا خاتمه

ہو گا۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا<sup>76</sup> اور عموماً اس طرح جڑا حسابی ایمپلیفیائر مثبت یا منفی جانب لبریز پایا جاتا ہے۔ حسابی ایمپلیفیائر کے  $v_o$  کو صفر ولٹ پر لانے کی خاطر حسابی ایمپلیفیائر کے دونوں داخلي سروں کے مابین بر قی دباؤ  $V_{OS}$  مہیا کرنا پڑتا ہے۔

اس حقیقت کو یوں بھی بیان کیا جاسکتا ہے کہ حسابی ایمپلیفیائر بناتے وقت پوری کوشش کے باوجود اسے کامل بنانا ناممکن ہوتا ہے اور اس میں کچھ کمی رہ جاتی ہے جس کی وجہ سے اس کا عمل یوں پایا جاتا ہے جیسے اس کے داخلی سروں کے مابین بر قی دباؤ  $V_{OS}$  جڑی ہو۔ اس خیالی بر قی دباؤ  $V_{OS}$  کو ختم کرنے کی خاطر ہمیں اتنی ہی، مگر اُنکے علامت والی، بر قی دباؤ  $V_{OS}$  اس کے دونوں داخلي سروں کے مابین فراہم کرنی پڑتی ہے۔ اس خیالی بر قی دباؤ کو اندر وہ داخلي اخراجي بر قی دباؤ<sup>77</sup> کہتے ہیں۔ شکل 1.32 میں اس کی وضاحت کی گئی ہے۔

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

<sup>76</sup> اس مسئلہ کے پیدا ہونے کی وجہ پر حصہ 5.5 میں تفصیلی تصریح کیا جائے گا  
input offset voltage<sup>77</sup>



شکل 1.33: داخلی انحرافی برقی دباؤ کی پیمائش

ایمپلیفیائر کے لئے یوں لکھا جا سکتا 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

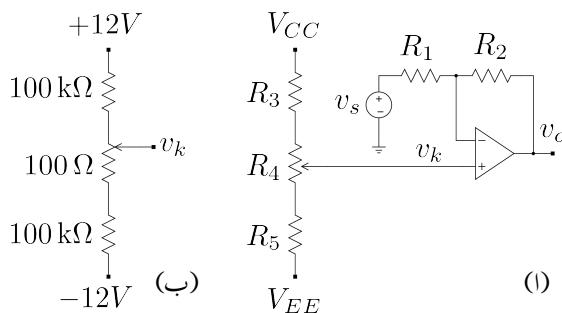
$$(1.67) \quad V_{OS} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o$$

شکل 1.34 میں اندروونی داخلی انحرافی برقی دباؤ کے اثر کو ختم کر کے منفی ایمپلیفیائر 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 پیما سے قابل حصول برقی دباؤ استعمال کردہ حسابی ایمپلیفیائر کے اندروونی داخلی انحرافی برقی دباؤ  $V_{OS}$  کے حدود سے قدر زیادہ ہو۔ ایسے متغیر مزاحمت پر تیچ نسب ہوتا ہے جسے گھماتے ہوئے حسابی ایمپلیفیائر کے خارجی اشارے  $V_o$  کو صفر ولٹ کرتے ہوئے اندروونی داخلی انحرافی برقی دباؤ کے اثر کو ختم کیا جاتا ہے۔

مثال 1.23: اگر شکل 1.34 اف 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 اخراجی بر قی دباؤ سے پاک، منفی ایمپلینٹر

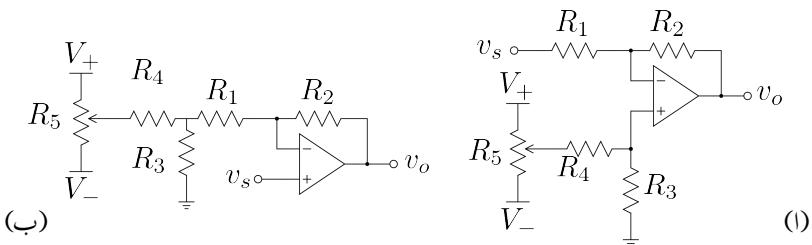
حل: چونکہ داخلی اخراجی بر قی دباؤ کی قیمت معلوم ہونے کے باوجود اس کا رخ معلوم نہیں ہوتا لہذا ہمیں ان مزاحمت کو پوس منتخب کرنا ہو گا کہ  $R_4$  تبدیل کرتے ہوئے ہم  $2\text{mV}$  تا  $-2\text{mV}$  یعنی کل  $4\text{mV}$  کی تبدیلی حاصل کر سکیں۔ ہم  $R_3 = R_5 = 100\text{k}\Omega$  لیتے ہوئے  $R_4$  کی 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 تیتوں سے  $v_k$  میں کن حدود کے ماہین تبدیلی ممکن ہے۔  $R_4$  کے متغیر سرے کو ایک جانب پورا گھما کر شکل الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت میں کرخوف 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: داخلی اخراجی برقی دباؤ سے پاک ایمپلینیٹر

اسی طرح اگر  $R_4$  کو دوسرا جانب پورا گھمایا جائے تو

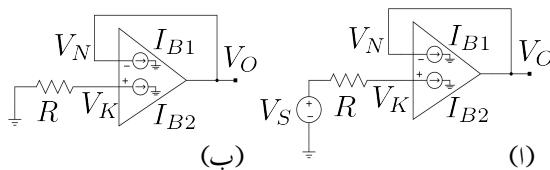
$$\begin{aligned} \frac{v_k - V_{CC}}{R_3 + R_4} + \frac{v_k - V_{EE}}{R_5} &= 0 \\ \frac{v_k - 12}{100000 + 100} + \frac{v_k + 12}{100000} &= 0 \\ v_k &= -5.99 \text{ mV} \end{aligned}$$

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

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

### 1.7.2 داخلی برقی روکامنٹ

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



شکل 1.36: داخلي برقي روکاميل

ہوتا۔ اس طرح کے مجبوری کے علاوہ بھی اووار بناتے وقت اگر  $I_B$  کو مد نظر رکھا جائے تو کچھ حرج نہیں۔ داخلي برقي رو یک سمت نوعیت کا ہوتا ہے۔ حسابی ایکلیپسیناٹر کے درست کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ اس کے دونوں داخلي سروں پر یک سمت برقي رو کے لئے راستہ موجود ہو۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ اس  $I_B$  کے بدلے میں عموماً کیا کیا جاتا ہے۔

حسابی ایکلیپسیناٹر کی اندر ورنی ساخت کی وجہ سے اس کے داخلي سروں پر یک سمت برقي رو درکار ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ دونوں داخلي سروں پر برقي رو کا رخ ایک ہی سمت میں ہوتا ہے۔ اگر کسی ایک قسم کے ایکلیپسیناٹر میں برقي رو کا رخ داخلي سروں پر اندر کی جانب ہو تو کسی دوسرے قسم کے ایکلیپسیناٹر میں دونوں یک سمت داخلي برقي رو کا رخ باہر کی جانب ہو سکتا ہے۔ اس داخلي برقي رو جسے داخلي میلان برقي رو<sup>78</sup> کہتے ہیں کے مقدار کا دار و مدار ایکلیپسیناٹر کی ساخت پر ہوتا ہے۔ شکل 1.36 الف میں مختکم کار دکھایا گیا ہے جہاں حسابی ایکلیپسیناٹر کے داخلي برقي رو  $I_{B1}$  اور  $I_{B2}$  کو منع مستقل برقي رو<sup>79</sup> تصور کیا گیا ہے۔ یک سمت داخلي اشارہ  $V_S$  کی قیمت صفر ہونے کی صورت میں شکل الف حاصل ہوتا ہے۔ مختکم کار کی خاصیت یہ ہے کہ یہ داخلي 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 داخلي برقي رو کی وجہ سے

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

حاصل ہوتا ہے۔  $V_N = V_K$  ہونے سے

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

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

---

input bias current<sup>78</sup>  
constant current source<sup>79</sup>

شکل 1.37 میں مسحکم کار کو ذرا تبدیل کرتے ہوئے اس میں مزاحمت  $R_1$  شامل کیا گیا ہے۔ مسحکم کار کی کارکردگی 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 دالنچہ میلانہ برقی رو کے قیمتیں برابر ہوں ( $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ ) تب ہم اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

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

دور میں

(1.69)

$$R_1 = R$$

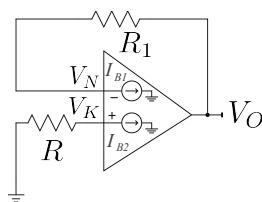
لینے سے  $V_O = 0$  حاصل ہوتا ہے یعنی

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

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

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

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



شکل 1.37: داخلي برقي رو کے مسئلے کا حل

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

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

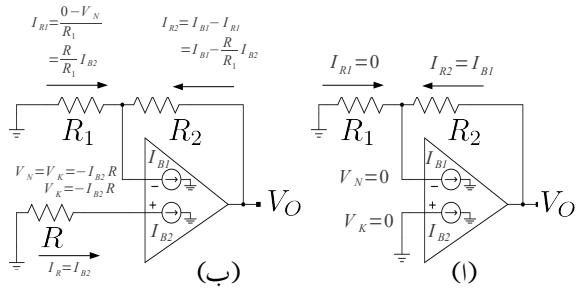
ہوتا ہے لہذا مساوات 1.70 سے حاصل  $V_O$  کی قیمت مساوات 1.68 سے حاصل  $V_O$  کی قیمت سے زیادہ بہتر (یعنی کم) ہے۔

مثال 1.24: منفی ایکلیپسیفار میں مسئلہ داخلي برقي دباؤ کی نشاندہی کریں اور اس سے نپٹنے کا حل دریافت کریں۔

حل: شکل 1.7 میں منفی ایکلیپسیفار دکھایا گیا ہے جس میں داخلي اشارہ کی قیمت صفر کرنے سے شکل 1.38 الف حاصل ہوتا ہے۔ شکل-الف میں ثبت داخلي سرا برقي زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا  $V_K = 0$  ہے اور یوں  $V_N = V_K = 0$  ہو گا۔  $I_{R1} = 0$  ہونے کی وجہ سے  $I_{R2} = I_{B1}$  ہو گا اور یوں منفی داخلي سرے کی داخلي برقي رو تمام کی تمام مزاحمت  $R_2$  سے گزرے گی یعنی  $I_{R2} = I_{B1}$  ہو گا۔ مزاحمت  $R_2$  پر اُوہم کے قانون سے یوں حاصل ہوتا ہے۔

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

شکل 1.38 ب میں ثبت داخلي سرے سے برقي زمین تک مزاحمت  $R$  جوڑ کر داخلي برقي رو کے مسئلے کو حل کرنے کی کوشش کی گئی ہے۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے  $I_R = I_{B2}$  ہو گا اور یوں کی وجہ سے  $V_K = -I_{B2}R$  ہو



شکل 1.38: منفی اینپلیغاہر میں مٹاٹی داخلی برقی رو او راس کا حصل

گلیوں منفی داخلی سرے پر بھی اتنا ہی برقی دباؤ ہو گا (یعنی  $V_N = V_K = -I_{B2} R$ )۔ مزاحمت  $R_1$  کا بیان سرا برقی زمین پر ہے جب کہ اس کا دایاں سرے پر منفی برقی دباؤ ہے لہذا اس میں بائیں سرے سے دائیں سرے کی جانب برقی رو گزرے گا

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

منفی داخلی سرے پر کرنوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے  $I_{R2}$  یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$I_{R1} + I_{R2} = I_{B1}$$

$$\frac{R}{R_1} I_{B2} + I_{R2} = I_{B1}$$

$$I_{R2} = I_{B1} - \frac{R}{R_1} I_{B2}$$

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۔

$$(1.73) \quad V_O = -I_B R + \left( I_B - \frac{R}{R_1} I_B \right) R_2 \\ = I_B \left( -R + R_2 - \frac{R R_2}{R_1} \right)$$

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

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

پس منفی ایمپلیفائر کے ثابت داخلی سرے اور برقی زمین کے درمیان متوالی 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

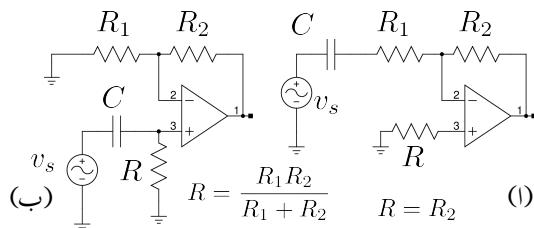
$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

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

ہم دیکھتے ہیں کہ حسابی ایمپلیفائر کے دونوں داخلی سروں پر یک سمت میلان برقی رو کو برقی زمین تک پہنچنے کی خاطر برابر مزاجمت فراہم کرنے سے داخلی برقی رو کا مسئلہ حل ہوتا ہے۔ یہاں یک سمت میلان برقی رو کے راستے کی بات کی گئی نہ کہ بدلتے برقی رو کے راستے کی۔ اس بات کی وضاحت شکل 1.39 کی مدد سے کرتے ہیں۔ یاد رہے کہ کپیسٹر میں یک سمت برقی رو نہیں گزر سکتا اور یہ بالکل لامحدود مزاجمت کی طرح کردار ادا کرتا ہے۔ شکل 1.38



شکل 1.39: مسئلہ داخلی برقی رو کے چند مثالیں اور یک سمت برقی رو کا برقی زمین تک رسانی کار است

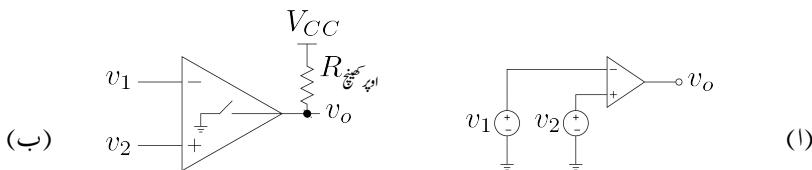
الف میں منفی ایکپلینیٹر دکھایا گیا ہے جس کا عمومی طور پر ثبت داخلی سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہوتا ہے۔ منفی داخلی سرے کے یک سمت میلان برقی رو کا برقی زمین تک راستہ  $R_2$  ہے اور یوں ثبت داخلی سرے اور برقی زمین کے درمیان  $R = R_2$  جوڑ کر داخلی میلان برقی رو کا مسئلہ حل کیا گیا ہے۔ شکل 1.38 ب میں ثبت ایکپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ یہاں اشارہ کو کپیسٹر کے ذریعہ ایکپلینیٹر 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 ایکپلینیٹر کام کرنے سے قاصر ہے۔ اس کی صحیح کار کردگی کے لئے ضروری ہے کہ اس داخلی سرے سے برقی زمین تک یک سمت میلان برقی رو کے لئے راستہ موجود ہو۔ چونکہ منفی داخلی سرے کے یک سمت میلان برقی رو کا برقی زمین تک راستہ  $R_1$  اور  $R_2$  کے ذریعہ ہے اور یک سمت میلان برقی رو کے نقطہ نظر سے یہ دونوں مزاحمت متوازی جڑے ہیں لہذا ثبت 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 سمت 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 ثبت 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  $v_o$  مکمل ثبت یعنی  $V_{CC}$  پر ہو گا جبکہ  $v_2 < v_1$  کی صورت میں  $v_o$  مکمل منفی یعنی  $V_{EE}$  پر ہو گا۔ حسابی ایکپلینیٹر داخلی اشارات کا موازنہ کرتے



شکل 1.40: موازنہ کار

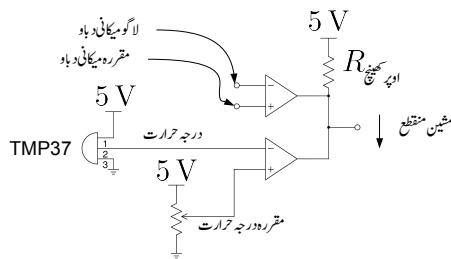
ہوئے  $V_{EE}$  یا  $V_{CC}$  خارج کرتا ہے۔ یہ عمل نہیں اہم ہے اور اس عمل کی رفتار تیز تر درکار ہوتی ہے۔ موازنہ کار<sup>80</sup> ایسا مخلوط دور ہے جسے خاص اسی مقصد کے لئے تخلیق دیا گیا ہے۔

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

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

آئینے 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 و束 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  $v_o = 0V$  کا اشارہ ملے۔ منقطع کر دینے والے اشارے کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔



شکل 1.41: موازنے کا کار کی مثال

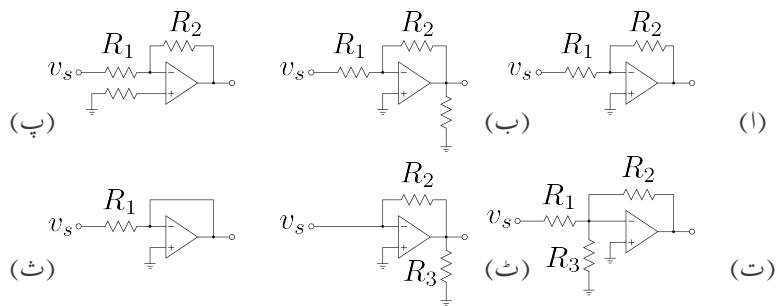
شکل 1.41 میں دو موازنے کا ر متوازی جوڑے گئے ہیں۔ نچلے موازنے کا ر کے منقی داخلی سرے پر <sup>81</sup>TMP37 کا خارجی اشارہ جوڑا گیا ہے جسے شکل میں درجہ حرارتے کہا گیا ہے۔ TMP37 ایسا مخلوط دور ہے جو درجہ حرارت کے راست متناسب بر قی دباؤ خارج کرتا ہے۔  $0^{\circ}\text{C}$  پر  $0\text{ V}$  اور  $100^{\circ}\text{C}$  پر یہ  $1\text{ V}$  خارج کرتا ہے۔ اس کو  $5\text{ V}$  کی درکار طاقت میریا کی گئی ہے۔ اسی موازنے کا ر کے ثابت داخلی سرے پر قابل تبدیل مزاجمت نسب کی گئی ہے۔ قابل تبدیل مزاجمت پر نسب پیچ کو گھماتے ہوئے موازنے کا ر کے ثابت داخلی سرے پر  $0\text{ V}$  تا  $5\text{ V}$  بر قی دباؤ دیا جاسکتا ہے جسے شکل میں مقدارہ درجہ حرارتے کہا گیا ہے۔ مقدارہ درجہ حرارتے کو  $0.5\text{ V}$  پر رکھا گیا ہے۔  $50^{\circ}\text{C}$  پر <sup>81</sup>TMP37 اشاریہ پانچ  $0.5\text{ V}$  خارج کرے گا۔

موازنے کا ر اس وقت تک منقطع رہے گا جب تک درجہ حرارت  $50^{\circ}\text{C}$  سے کم رہے۔ جیسے ہی درجہ حرارت اس حدف سے تجاوز کرے، موازنے کا R  $v_0 = 0\text{ V}$  خارج کرتے ہوئے مشین کو منقطع کر دیگا۔

شکل میں دکھائے دوسرے موازنے کا R کو بھی اسی طرح استعمال کیا گیا ہے۔ اس کا ثابت داخلی سرے کو مقررہ میکانی دباؤ کے حدف پر رکھا جاتا ہے جبکہ اس کے منقی داخلی سرے کو مشین میں پائے جانے والے میکانی دباؤ کا اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ جیسے ہی میکانی دباؤ مقررہ حدف سے تجاوز کرے، موازنے کا R خارجی اشارے  $v_0$  کو نیچے کھینچ کر بر قی زمین  $0\text{ V}$  پر لاتے ہوئے مشین کو منقطع کر دیگا۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں موازنے کا R خارجی اشارے کو صرف بر قی زمین پر لانے کی صلاحیت رکھتے ہیں۔

اسی طرح مزید موازنے کا R متوازی جوڑتے ہوئے دیگر متغیرات پر نظر رکھی جاسکتی ہے۔



### شكل 1.42: حسابی منقی ایمپلیفائر کے سوالات

سوالات

### سوال 1.1 میں شکل 1.42 کے ساتھ : 1.1

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

ہیں۔

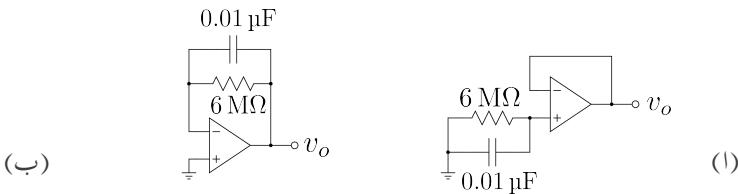
- کامل حسابی ایمپلیکیٹر تصور کرتے ہوئے ان تمام ادوار کے داخلی مزاحمت اور خارجی اشارے حاصل کریں۔
  - غیر کامل حسابی ایمپلیکیٹر تصور کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ غیر کامل حسابی ایمپلیکیٹر کے جزو

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

- ۶ -

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

سوال 1.2: کامل حسابی ایمپلیفیاٹ تصور کرتے ہوئے  $M\Omega$  سے کم مزاحتوں کے استعمال سے صفحہ 16 پر دیے شکل 1.7 کے طرز پر منفرد حسابی ایمپلیفیاٹ تخلیق دیں۔



شکل 1.43: حسابی ایکلپیٹنائزر 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:  $R_{\text{داخلي}} = 10 \text{ k}\Omega$  اور  $R_{\text{خارجي}} = 400 \text{ k}\Omega$ ،  $R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ ،  $R_1 = 400 \text{ k}\Omega$

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

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

سوال 1.4: حسابی ایکلپیٹنائزر 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-alf 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 تسمیت حاصل کریں۔

• اور  $I_{B1}$  سے انحراف برقی رو حاصل کریں

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

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

سوال 1.5: عفت برخنز نے انجنئرنگ کے آخری سال میں آلاتی ایکلینیکر کو استعمال کرتے ہوئے برقی قلبے نگار<sup>82</sup> بنانے کا منصوبہ بنایا۔ پہلے مرحلے میں انہوں نے شکل 1.26 میں  $R_1 = 250\Omega$  اور  $R_2 = 2.5\text{k}\Omega$  اور  $R_3 = R_4 = 39\text{k}\Omega$  رکھ کر دائیں ہاتھ کی کلامی کو  $v_1$  جبکہ باہیں ہاتھ کی کلامی کو  $v_2$  کے ساتھ جوڑا۔ ایسا کرنے کی خاطر ہم موری<sup>83</sup> تار استعمال کئے گئے جن کی بیرونی تابعی کی چادر کو دور کے بر قی زمین کے ساتھ جوڑا گیا تاکہ تار میں حساس اشارات پر بیرونی ناپسندیدہ برقی شور کے اثرات کم سے کم کرنے جاسکیں۔ دیاں ٹھنڈے برقی زمین کے ساتھ جوڑا گیا جس سے 50 Hz کا برقی شور نہیت 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۔

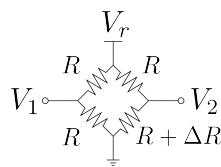
- اصل اشارہ  $v_1 - v_2$  کی قیمت دریافت کریں۔
- دل کا کون سا طرف دھڑکتے وقت ثابت برقی دباو پر تھا۔

سوال 1.6: برقی قلب نگار میں برقی شور کے مسئلہ پر تحقیق کرنے کی خاطر عفت نے سائنس نما داخلی اشارے کے حیطے کو سو گنا بڑھانے کی خاطر شکل 1.7 میں دکھائے مقنی 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 لم پیٹھ<sup>84</sup> پر دیکھا گیا کہ 0.1 V کا اشارہ بڑھاتے وقت دور نہیت عمدگی سے کام کرتے ہوئے 10 V خارج کرتا ہے۔ عفت نے امید رکھی کہ 10 mV کے اشارے کو بھی دور خوش اسلوبی سے بڑھاتے ہوئے 1 V خارج کرے گا۔ لم پیٹھ میں غور سے دیکھتے ہوئے معلوم ہوا ہے کہ خارجی اشارے کی ثابت چوٹی 1.2 V جبکہ اس کی مقنی چوٹی 0.8 V ۔۔۔ پر تھی۔

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

---

ecg<sup>82</sup>  
co-axial cable<sup>83</sup>  
oscilloscope<sup>84</sup>



شکل 1.44: ویٹ سٹون چکور

- ثبت داخلی سرے پر درکار مزاحمت نسب کرنے سے  $v_s = 0 \text{ V}$  کی صورت میں  $v_o = 0.19 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں میلانہ برقہ روکی وجہ سے خارجی اشارے میں 10 mV کا فرق پیدا ہو رہا تھا۔ میلانہ برقہ روکی قیمت حاصل کریں۔
- تو قع کی جاتی ہے کہ بقايا  $v_o = 0.19 \text{ V}$  داخلی انحرافی برقہ دباؤ کی وجہ سے ہے۔ استعمال کرنے گئے حسابی ایکلیفیٹر کی داخلی انحرافی برقی دباؤ  $V_{OS}$  حاصل کریں۔

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

سوال 1.7: مال لادنے سے پہلے اور لادنے کے بعد ٹرک کا وزن کرتے ہوئے لدے گئے مال کا وزن حاصل کیا جاتا ہے۔ ٹرک کا وزن ناپنے کی خاطر لوڈ سیلر<sup>85</sup> استعمال کیا جاتا ہے جو درحقیقت ویٹ سٹون چکور<sup>86</sup> پر مشتمل ہوتا ہے۔ ویٹ سٹون چکور<sup>87</sup> کو شکل 1.44 میں دکھایا گیا ہے۔ عام صورت میں اس کے چاروں مزاحمتوں کی قیمت برابر ہوتی ہے۔ وزن پڑنے پر ان میں سے ایک مزاحمت کی تبدیل ہو کر  $R + \Delta R$  ہوتی ہے۔ ویٹ سٹون چکور سے اشارات  $V_1$  اور  $V_2$  حاصل کرتے ہوئے آلاتی ایکلیفیٹر کو مہیا کئے جاتے ہیں جو ان میں نہیت باریک فرق  $V_2 - V_1$  کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ ویٹ سٹون چکور کو آلاتی ایکلیفیٹر کے ساتھ جوڑ کر خارجی اشارہ  $v_o$  کی مساوات حاصل کریں۔ آلاتی ایکلیفیٹر کو صفحہ 54 پر شکل 1.26 میں دکھایا گیا ہے۔

جواب: ویٹ سٹون چکور کا

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

---

<sup>85</sup> load cell  
<sup>86</sup> Wheatstone bridge  
<sup>87</sup> ویٹ سٹون چکور کا نام چار اس ویٹ سٹون سے منسوب ہے جنہوں نے اس کا استعمال عام بنایا

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

- $v_o$  کے مکنہ حدود حاصل کریں۔
- کل غلطی اصل جواب کے کتنے فی صد ہے۔
- اگر کل غلطی کو 5% سے کم رکھا جائے تو مزاجتوں کے قیمت میں زیادہ سے زیادہ کتنے فی صد غلطی قابل برداشت ہو گی۔

جوابات: خارجی اشارہ 7.15 V تا 8.62368 V ممکن ہے۔ زیادہ سے زیادہ  $v_o$  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۔  $\pm 1.33\%$

سوال 1.9: غیر کامل حسابی ایکپلینیفار استعمال کرتے ہوئے منقى حسابی ایکپلینیفار 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 ایکپلینیفار کا مساوی دور استعمال کرتے ہوئے حسابی ایکپلینیفار کی  $A_d$  حاصل کریں۔

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

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

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

سوال 1.11: ایک منقی حسابی ایکلیفیاٹر جس کی  $A_d = 60000 \frac{V}{V}$  ہو غلطی خطے میں رہتے ہوئے خارج کر رہا ہے۔ کامل مساوی دور استعمال کرتے ہوئے منقی داخلی سرے پر برقی دباؤ حاصل کریں۔ اگر  $A_d = 1000 \frac{V}{V}$  ہوتا تب جواب کیا ہوتا۔

جوابات:  $-12 \text{ mV}$ ,  $-200 \mu\text{V}$

سوال 1.12: لا محدود  $A_d$  کی صورت میں منقی حسابی ایکلیفیاٹر کی  $A_v = -\frac{R_2}{R_1}$  حاصل ہوتی ہے۔

• محدود  $A_d$  کی صورت میں صفحہ 11 پر شکل 1.5 میں دیے کامل مساوی دور استعمال کرتے ہوئے  $A_v$  حاصل کریں۔

• لا محدود  $A_d$  کے جواب کی نسبت سے  $A_v$  میں غلطی کافی حد حاصل کریں۔

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

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

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

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

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

سوال 1.14: صفحہ 65 پر عدد ۱۰ سے ماثل کار دکھایا گیا ہے۔  $15_{10}$  سروں پر 12 V خارج کرنے کی خاطر  $R'$  کی قیمت حاصل کریں۔ اس صورت  $9_{10}$  پر کتنی ماثل برقی دباؤ خارج کیا جائے گا۔

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

سوال 1.15: چالو ٹریکٹر پر بیٹھے ڈرائیور سے ٹی وی پر نشريات کی خاطر سوال و جواب کیا جاتا ہے۔ ٹریکٹر کی شور کو ختم کرنے کی خاطر دو ماںک کا استعمال کیا جاتا ہے۔ ایک ماںک کو ڈرائیور کے منہ سے دو فٹ کے فاصلے پر جبکہ دوسرے 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  $V_t \cos \omega_t t + V_d \cos \omega_d t$  جبکہ ڈرائیور کے گفتگو کو  $V_d \cos \omega_d t$  لکھتے ہوئے

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

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

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

جواب: تمام مزاحمت برابر قیمت کے رکھیں۔

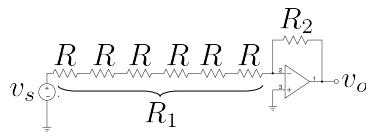
سوال 1.16: سوال 1.15 کے سوال و جواب لیتے وقت دیکھا گیا کہ دور ماںک میں نسبتاً زیادہ شور پایا جاتا ہے۔ یوں

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

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

اشارات حاصل ہوتے ہیں۔ حل تجویز کریں۔

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



شکل 1.45: باند بر قی دباؤ کے اشارے کا حصول

سوال 1.17: لوہا کپھلانے والی بھٹی تخلیق دیتے وقت معلوم ہوا کہ 3 kV سے زیادہ بر قی دباؤ پر مسائل پیدا ہوتے تھے۔ بر قی دباؤ کو 3 kV سے کم رکھنے کی خاطر بر قی دباؤ کا واپسی اشارہ درکار ہے۔ واپسی اشارے کو شکل 1.45 کے منفی ایکپلیفار 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 ضائع نہیں ہونا چاہئے۔

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

سوال 1.18: منفی حسابی ایکپلیفار کے داخلی سائنس نما اشارے کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کیا ہو گی جس پر ایکپلیفار خطی خطے میں رہتا ہو۔ ثابت ایکپلیفار کے لئے کہی جواب حاصل کریں۔

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

سوال 1.19: مستطیل پتے اشارات<sup>88</sup> کے دورانیہ چڑائی<sup>89</sup> سے مراد اشارے کا 10% سے 90% چوٹی تک پہنچنے کا دورانیہ ہے۔ اسی طرح دورانیہ اترائی<sup>90</sup> سے مراد اشارے کا چوٹی کے 90% سے 10% تک پہنچنے کا دورانیہ ہے۔

5 V چوٹی اور  $1 \mu\text{s}$  دورانیہ عرصے<sup>91</sup> والا چکور اشارہ<sup>92</sup> مسمکم کار کو فراہم کیا جاتا ہے۔ دورانیہ چڑائی اور دورانیہ اترائی کا مجموعہ دورانیہ عرصے کے 5% سے کم ہونا درکار ہے۔ فتاویٰ چال<sup>93</sup> حاصل کریں۔

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

pulses<sup>88</sup>  
rise time<sup>89</sup>  
fall time<sup>90</sup>  
time period<sup>91</sup>  
square wave<sup>92</sup>

سوال 1.20: صفحہ 53 پر جنحہ و منفجھ کار دکھایا گیا ہے۔ جنحہ و منفجھ کار کے ثبت داخلی سروں سے جڑے  $v_{j1}$  تا  $v_{js}$  کو قصر دور کرتے ہوئے مزاحمت  $R_{j1}$  تا  $R_{js}$  کے داخلی سرے برتنی زمین کے ساتھ جوڑتے ہوئے دور کا خارجی اشارہ  $v_{om}$  حاصل کریں۔ اسی طرح منجھی داخلی سرے قصر دور کرتے ہوئے خارجی اشارہ  $v_{oj}$  حاصل کریں۔ تمام داخلی اشارات کے موجودگی میں خارجی اشارہ  $v_{om} + v_{oj}$  کے برابر ہو گا۔ اس طرح مساوات 1.55 حاصل کریں۔

سوال 1.21: لامددو  $A_d$  کی صورت میں منجھی 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: منجھی کار اور جنحہ 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 منجھی 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 منجھی کار کو مہیا کئے جاتے ہیں جہاں  $v_m$  کو مشترک اشارہ<sup>93</sup> جبکہ  $v_f$  کو تفرقی اشارہ<sup>94</sup> کہتے ہیں۔ خارجی مساوات کو

$$(1.76) \quad v_o = A_m v_m + A_f v_f$$

صورت میں لکھیں۔ مشترک افراکش تقسیم تفرقی افراکش کو مشترک اشارہ رد کرنے کے صلاحیت<sup>95</sup> CMRR کہتے ہیں۔ ثابت کریں کہ

$$CMRR = \frac{A_f}{A_m} = \frac{1 + \frac{1}{2} \left( \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3}{R_4} \right)}{\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4}}$$

common mode signal<sup>93</sup>

differential mode signal<sup>94</sup>

common mode rejection ratio CMRR<sup>95</sup>

کے برابر ہے۔

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

سوال 1.24 کی صورت میں اگر مزاحتوں کے قیتوں میں غلطی کی گنجائش ہوتی ہے تو 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 ایکسپلینیٹر کا خارجی اشارة  $-10.5V - 10.5V$  بغیر بگھڑے تبدیل ہو سکتا ہے۔ اسے استعمال کرتے ہوئے  $A_v = -40 \frac{V}{V}$  کا منفی حسابی ایکسپلینیٹر بنایا جاتا ہے۔ داخلی اشارے کی وہ چوتھی  $V_p$  حاصل کریں جس پر خارجی اشارہ بگھڑ جائے گا۔

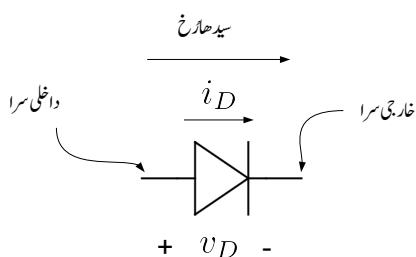
جواب:  $|V_p| > 0.2625V$



## باب 2

### ڈائیوڈ

الیکٹرانک پر زہ جات میں ڈائیوڈ کلیدی مقام رکھتا ہے۔ ڈائیوڈ کی علامت شکل 2.1 میں دکھائی گئی ہے۔ ڈائیوڈ کی خاصیت یہ ہے کہ اس کے دو سروں کے مابین، برقی رو صرف ایک رخ میں گز رکھتی ہے۔ ڈائیوڈ کی علامت میں تیر کا نشان اسی رخ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس رخ کو ڈائیوڈ کا سیدھارخ 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 رخ



شکل 2.1: ڈائیوڈ کی علامت

diode<sup>1</sup>

برقی 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 برقی دباؤ<sup>2</sup>  $V_T$  کو

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

لکھتے ہوئے مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے

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

جہاں

$I_S$  لبریزی برقی رو<sup>3</sup>

$q$  ایکیٹران کا برقی بار<sup>4</sup>

$k$  بولٹمزن<sup>5</sup> کا مستقل

$T$  کیلوانٹ پیمائش حرارت<sup>6</sup>

$V_T$  حرارتی برقی دباؤ

$n$  اخراجی جزو<sup>7</sup> جس کی قیمت ایک تا دو ہوتی ہے۔ مخلوط ادوار میں بنائے گئے ڈائیوڈ کا عموماً  $n = 1$  جبکہ انفرادی دو سروں 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 voltage<sup>2</sup>

saturation current<sup>3</sup>

charge<sup>4</sup>

Boltzmann constant<sup>5</sup>

Kelvin<sup>6</sup>

emission coefficient<sup>7</sup>

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

---

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

1. پانی الٹنے کے درجہ حرارت یعنی  $100^{\circ}\text{C}$  پر<sup>8</sup>

2. پانی مجمد ہونے کے درجہ حرارت یعنی  $0^{\circ}\text{C}$  پر

3. تینی ڈگری سیلیسیس یعنی  $27^{\circ}\text{C}$  پر

حل:

1. پانی سو ڈگری سیلیسیس یعنی  $100^{\circ}\text{C}$  پر البتا ہے۔ اس درجہ حرارت جو کہ ڈگری سنٹی گریڈ یا ڈگری سیلیسیس  $\text{C}^{\circ}$  میں ہے کو کیلوین K حرارتی پیاٹش میں تبدیل کرتے ہیں۔ چونکہ  $K = ^{\circ}\text{C} + 273$  ہوتا ہے لہذا  $V_T$  کی قیمت  $373\text{K}$  پر درکار ہے۔ یوں

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

2. پانی صفر ڈگری سیلیسیس یعنی  $273\text{K}$  پر مجمد ہوتا ہے۔ اس حرارت پر

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

یعنی  $23.6\text{mV}$  کے برابر ہے۔

3. تینی 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  $25.9\text{mV}$  ہے۔

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

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


---



---

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

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

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

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

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

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

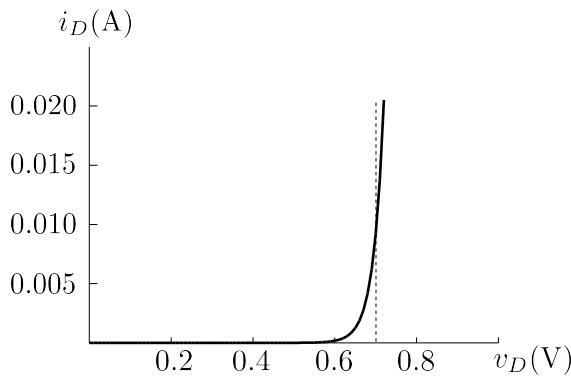
$$v_D = V_T \ln \left( \frac{i_D}{I_S} + 1 \right) = 0.025 \times \ln \left( \frac{10 \times 10^{-3}}{5.1 \times 10^{-15}} + 1 \right) = 0.708 \text{ V} .2$$

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


---

مثال میں دئے ڈائیوڈ سے گزرتے ثابت برقی رو  $i_D$  کی قیمت سو گناہ بڑھنے سے اس کے برقی دباؤ  $v_D$  کی قیمت  $0.65 \text{ V}$  سے بڑھ کر  $0.767 \text{ V}$  ہوئی۔ یہ ایک نہایت اہم اور عمومی نتیجہ ہے جسے استعمال کرتے ہم عام طور ایک ایسے سلیکان ڈائیوڈ جس میں سیدھے رُخ برقی رو کا بہاؤ ہو، کے دوسروں کے مابین برقی دباؤ کو  $0.7 \text{ V}$  ہی تصور کرتے ہیں یعنی

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



شکل 2.2: سیدھے مائل ڈائیوڈ کا خط

یہاں بتاتا چلوں کہ سیدھے مائل جمنیم ڈائیوڈ<sup>9</sup> پر 0.2 V پائے جاتے ہیں۔

مساوات 2.3 میں  $I_S = 5.1 \times 10^{-15} \text{ A}$  لیتے ہوئے اسے ثابت برقی دباؤ کے لئے شکل 2.2 میں گراف کیا گیا ہے جہاں افتقی محور پر  $v_D$  کو ولٹ میں اور عمودی محور پر  $i_D$  کو ایمپیئر میں دکھایا گیا ہے۔ اس گراف سے واضح ہے کہ  $0.5V > v_D > 0V$  کے احاطے میں ڈائیوڈ سے گزرتی برقی رو قابل نظر انداز ہے۔ اگرچہ جب  $v_D > 0V$  ہو ڈائیوڈ کو سیدھا مائل<sup>10</sup> 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 برقری دباؤ<sup>11</sup> کہتے ہیں۔ چالو ڈائیوڈ کی مساوات میں چونکہ

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

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

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

شکل 2.2 میں 0.7 V پر نقطہ دار کلیر لگا کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی برقی دباؤ  $v_D$  تقریباً 0.7 V ولٹ رہتی ہے۔ ڈائیوڈ پر سیدھے رخ برقی دباؤ کو سیدھے رخ ڈائیوڈ پر برقری دباؤ کا گھناؤ کہتے ہیں۔

---

germanium diode<sup>9</sup>  
forward biased<sup>10</sup>  
cut-in voltage<sup>11</sup>

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  $0.7V$  ولٹ لکھوڑ کیا جاتا ہے۔

---

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

$$v_D = -10V \ .1$$

$$v_D = -1V \ .2$$

$$v_D = -0.1V \ .3$$

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% نی کیلوں بڑھتی ہے۔  $5^\circ C$  درجہ حرارت بڑھنے سے  $I_S$  کی قیمت کتنی ہو جائے گی۔

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

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

ہو جائے گا۔

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

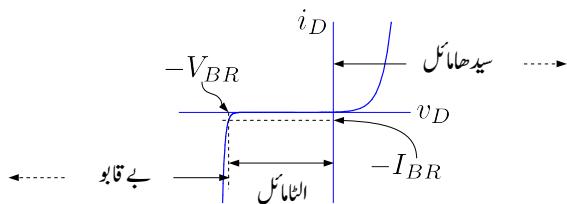
مشتمل 2.1:  $I_S = 10^{-15} \text{ A}$  پر  $25^{\circ}\text{C}$  پر  $I_S = 125^{\circ}\text{C}$  ہے۔  $I_S = 10^{-15} \text{ A}$  کی قیمت حاصل کریں۔

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

آپ نے مثال 2.4 میں دیکھا کہ منفی  $v_D$  کی صورت میں برقی رو کی قیمت تقریباً  $I_S$  کے برابر ہوتی ہے یعنی برقی رو کا بہاؤ ڈائیوڈ میں الٹی رخ کی جانب ہوتا ہے جبکہ اس کا کل مقدار  $|I_S|$  رہتا ہے۔ یاد رہے کہ  $I_S$  نہایت چھوٹی مقدار ہے جسے عموماً صفر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ حقیقت 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  $A^{-9} \times 10^{-10}$  برقی رو بھی ممکن ہے۔ مزید یہ کہ الثامائل کرنے والا برقی دباؤ بھی الٹی رخ برقی رو کی مقدار پر اثر انداز ہوتا ہے۔

الٹی رخ برقی رو کا بیشتر حصہ ڈائیوڈ میں الٹی رخ رستا برقرار رہنے والے  $pn$  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  $5^{\circ}\text{C}$  بڑھنے سے  $I_S$  کی قیمت دگنا ہو جاتی ہے جبکہ الٹی رخ رستا برقرار رہنے والے  $10^{\circ}\text{C}$  بڑھنے سے دگنا ہوتی ہے۔

جب ڈائیوڈ پر بیرونی لاغو برقی دباؤ ڈائیوڈ میں الٹی رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرے ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ الثامائل<sup>13</sup> کیا گیا ہے اور اسی طرح بیرونی لاغو 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 کانٹر

ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ سیدھا مائل<sup>14</sup> 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 اٹھا مائل خطے دکھائے گئے ہیں۔ اس شکل میں بے قابو خط<sup>15</sup> بھی دکھایا گیا ہے جو مساوات 2.3 سے کسی صورت اخذ نہیں کیا جا سکتا۔

در اصل 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، اٹھا مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی کو یہ پوری طرح صحیح بیان نہیں کرتا اور ڈائیوڈ کے بے قابو خطے کو سراہر خطا کر 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 اٹھا مائل کیا جائے تو ڈائیوڈ اس برقی رو دباؤ کو برداشت کرتا ہے اور اٹھے رخ برقی رو نہیں گزرنے دیتا۔ اگر اس اٹھا مائل کرنے والے برقی رو دباؤ کو بتدربن 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 دباؤ پر ایسا ہوا اسے ڈائیوڈ کی مقابلہ برداشتہ اٹھے برقی رو دباؤ<sup>16</sup>  $V_{BR}$  کہتے ہیں۔ اگرچہ گراف میں مقابلہ برداشت برقی رو منفی محور پر ہے، اس کی قیمت ثابت لکھی اور پڑھی جاتی ہے۔ مختلف ڈائیوڈ کی مقابلہ برداشت برقی رو دباؤ 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  $0 < v_D$

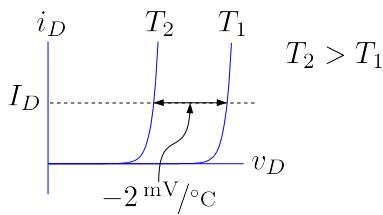
reverse leakage current<sup>12</sup>

reverse biased<sup>13</sup>

forward biased<sup>14</sup>

breakdown region<sup>15</sup>

reverse breakdown voltage<sup>16</sup>



شکل 2.4: برقی دباؤ بالقابل درجه حرارت

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

ڈائیوڈ کی مساوات میں  $V_T$  واضح طور پر درجہ حرارت پر منحصر ہے۔ اگرچہ  $I_S$  کو مستقل سمجھا گیا ہے، حقیقت میں یہ بھی درجہ حرارت پر منحصر ہوتا ہے۔ اگر ڈائیوڈ میں سیدھے رخ برقی روکی قیمت تبدیل نہ کرتے ہوئے درجہ حرارت بڑھایا جائے تو مساوات 2.3 میں  $V_T$  کی وجہ سے ہم توقع کرتے ہیں کہ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کی قیمت بھی بڑھے گی۔ جیسا شکل 2.4 میں دکھایا گیا ہے، حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور ہم دیکھتے ہیں کہ برقی رو بدلے بغیر،  $1^{\circ}\text{C}$  درجہ حرارت بڑھانے سے ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کی قیمت 2 mV بڑھتی 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 اٹھ رخ برقی روکی مقدار اٹھ رخ برقی دباؤ کی قیمت بڑھانے سے معمولی بڑھتی ہے۔ درجہ حرارت کے ساتھ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کی قیمت کی تبدیلی کو برقياتي تحرما ميري<sup>17</sup> بنانے میں بروئے کار لایا گیا ہے۔

مثال 2.5: میں نے لاہور میں ٹھوکر نیاز بیگ کے مقام پر واقع عطا گروپ آنڈ انڈسٹریز<sup>18</sup> میں کام کرتے ہوئے قوی برقيات<sup>19</sup> کے میدان میں 100 kW تا 1.5 MW کے لوہا پکھانے کی بھیشیاں<sup>20</sup> بنائیں۔ قوی برقيات میں ہزاروں ایمسپیر اور ولٹ کے صلاحیت رکھنے والے ڈائیوڈ استعمال کئے جاتے ہیں۔ یہ مثال مجھے اُس وقت درپیش مسائل میں سے لیا گیا ہے۔

thermometer<sup>17</sup>  
Atta group of industries<sup>18</sup>  
power electronics<sup>19</sup>  
induction furnaces<sup>20</sup>

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  $0.708 \text{ V}$  ہو کر اسی قیمت پر برقرار رہتے ہیں۔

- برقی رو گزرنے سے ڈائیوڈ کی اندروںی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔
- گرم ہونے کے بعد ڈائیوڈ میں برقی طاقت کا ضیاء حاصل کریں۔
- فی واحد طاقت کے ضیاء سے درجہ حرارت میں اضافے کو ڈائیوڈ کا حرارتی مراحمت<sup>21</sup> کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کا حرارتی مراحمت حاصل کریں۔

حل:

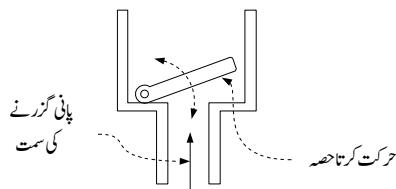
- $V_D$  میں  $0.724 - 0.708 = 0.016 \text{ V}$  یعنی  $0.016 \text{ V} / 2 \text{ mV}$  میں تبدیلی پیدا ہوئی۔ چونکہ  $1^\circ \text{C}$  درجہ حرارت بڑھنے سے  $V_D$  کی تبدیلی رونما ہوتی ہے لہذا ڈائیوڈ کے اندروںی درجہ حرارت میں  $0.016 / 0.002 = 8^\circ \text{C}$  کا اضافہ پیدا ہوا۔
- ڈائیوڈ میں برقی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

## 2.1 کامل ڈائیوڈ

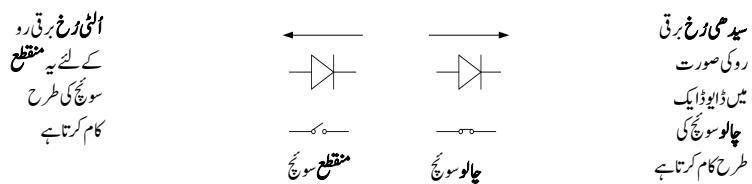
ڈائیوڈ سمجھنے کی خاطر ہم کامل ڈائیوڈ کی بات کرتے ہیں۔ کامل ڈائیوڈ<sup>22</sup> حقیقت میں نہیں پایا جاتا مگر اسے سمجھنا آسان اور اسے سمجھ کر اصل ڈائیوڈ کی کارکردگی سمجھنا زیادہ آسان ہوتا ہے۔

ڈائیوڈ کی کارکردگی دل کے والوں<sup>23</sup> کی مانند ہے۔ دل کا والوں کو صرف ایک جانب گزرنے دیتا ہے۔ اسی طرح ڈائیوڈ برقی رو کو صرف سیدھے رخ گزرنے دیتا ہے۔ شکل 2.5 میں پانی کے پائپ پر نسب والوں کھایا گیا ہے جس کی کارکردگی شکل سے ہی واضح ہے۔

thermal resistance<sup>21</sup>  
ideal diode<sup>22</sup>  
valve<sup>23</sup>



شکل 2.5: پانی کے پانپ پر نسب والوں



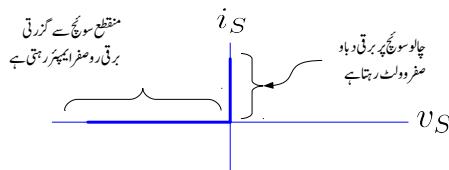
شکل 2.6: ڈائیوڈ بطور برقی سوچ

برقی نقطہ نظر سے کامل ڈائیوڈ کو ایک ایسا خود کار برقی سوچ<sup>24</sup> تصور کیا جا سکتا ہے جو ڈائیوڈ میں سے گزرتی برقی رو کی سمت کو دیکھتے ہوئے چالو یا منقطع<sup>25</sup> ہو سکے۔ ڈائیوڈ میں سیدھے رخ برقی رو اسے چالو کرتی ہے جبکہ الٹی رخ برقی رو اسے منقطع کرتی ہے۔ یوں ڈائیوڈ میں الٹی رخ برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہوتا۔ شکل 2.6 میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ اس سوچ کا خط شکل 2.7 میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل کا ڈائیوڈ کے خط کے ساتھ موازنہ کریں۔ اگر ڈائیوڈ کے 0.7 V کو نظر انداز کیا جائے تو یہ دونوں خطوط یکساں معلوم ہوتے ہیں

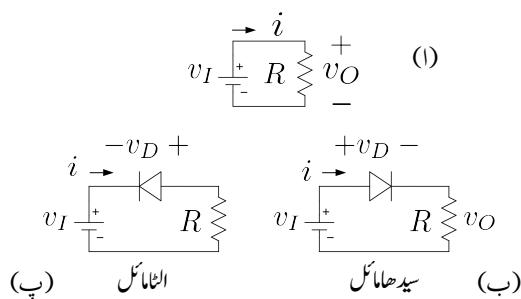
## 2.2 ڈائیوڈ کے چند ادوار

شکل 2.8 میں تین ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف میں برقی دباؤ  $I_v$ ، گھٹری کی سمت میں برقی رو  $i$  پیدا کرتا ہے جسے تیر کے نشان سے ظاہر کیا گیا ہے۔ شکل ب اور شکل پ میں مزاحمت کے ساتھ سلسلہ وار ڈائیوڈ بھی نسب کر دئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ڈائیوڈ یوں جوڑا گیا ہے کہ برقی رو  $i$  کی سمت شکل 2.1 میں دکھائے ڈائیوڈ کے سیدھے

switch<sup>24</sup>  
switch OFF<sup>25</sup>



شکل 2.7: ڈائیوڈ سوچ کا خاطر



شکل 2.8: سیدھا مائل ڈائیوڈ اور اٹھا مائل ڈائیوڈ

رخ کی جانب ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو<sub>n</sub> کی سمت ڈائیوڈ کی الٹ رخ کی جانب ہے۔ یوں شکل ب میں برقی رو<sub>n</sub> کا گزر ممکن ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو<sub>n</sub> کا گزر ناممکن ہے۔ شکل ب میں برقی دباؤ v<sub>I</sub> 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 مائل<sup>26</sup> کیا گیا ہے۔ اس کے عکس شکل پ میں برقی دباؤ v<sub>I</sub> ڈائیوڈ میں الٹے رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرتا ہے۔ اس صورت میں ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ الٹے رخ مائل کیا گیا ہے یا کہ ڈائیوڈ اٹھا مائل<sup>27</sup> کیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کے سیدھے مائل حال کو چالو حالت جبکہ اس کے الٹ مائل حال کو منفی حالت بھی کہتے ہیں۔ شکل ب کے لئے کرخوف کی مساوات برائے برقی دباؤ لکھتے ہیں۔

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

---

forward biased<sup>26</sup>  
reverse biased<sup>27</sup>

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

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

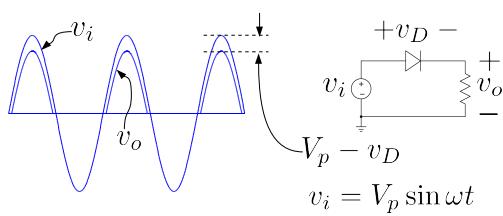
$$i = \frac{v_I}{R} = \frac{1.2}{1000} = 1.2\text{ mA} .2$$

ب  $v_D = 0.7\text{ V}$  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 لہر شبٹ سمت کار

### 2.3 بدلتا دباؤ سے یک سمت دباؤ کا حصول (سمت کاری)

#### 2.3.1 نصف لہر شبٹ کاری

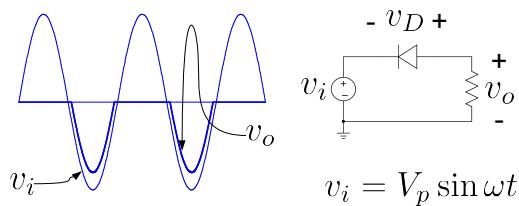
شکل 2.9 میں بدلتا داخلی برقی دباؤ  $v_i = V_p \sin \omega t$  کے شبٹ حصے ڈائیوڈ کو سیدھا مائل کرتے ہیں۔ یوں اس دوران

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

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 آئلا مائل کر کے منقطع کر دیتے ہیں اور یوں اس دوران  $v_o = 0V$  ہوتا ہے۔ شکل 2.9 میں  $v_o$  اور  $v_i$  گراف کئے گئے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_o$  کی چوٹی  $v_i$  کے چوٹی سے تقریباً 0.7V کم ہے۔ عمومی استعمال میں  $v_i$  کی چوٹی کی قیمت 0.7V سے کم نہیں زیادہ ہوتی ہے اور یوں  $v_o$  کے چوٹی کو  $v_i$  چوٹی کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔

اس دور کی مدد سے بدلتا داخلی برقی دباؤ جو شبٹ اور منفی حصول پر مشتمل ہے سے ایک ایسی خارجی برقی دباؤ حاصل کی گئی ہے جس میں داخلی برقی دباؤ کے صرف شبٹ حصے موجود ہیں۔ بدلتا برقی دباؤ سے نصف لہر کی یک سمت برقی دباؤ کے حصول کو نصف لہر شبٹ کاری<sup>28</sup> کہتے ہیں۔ یوں شکل 2.9 میں دئے دور کو نصف لہر شبٹ سمت کاری<sup>29</sup> کہتے ہیں۔

half wave rectification<sup>28</sup>  
half wave positive rectifier<sup>29</sup>



شکل 2.10: نصف لہر منفی سست کار

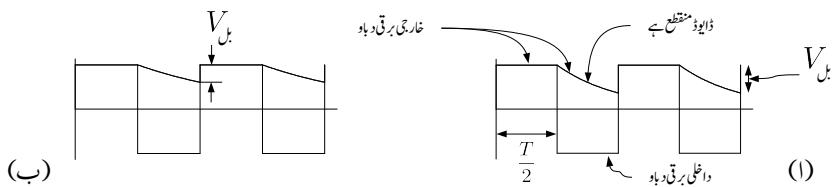
نصف سست کار جسے عام فہم میں آدھار یکٹیفار 30 کہتے ہیں ایک انہتائی اہم دور ہے جسے استعمال کرتے ہوئے کئی ادوار مثلاً منفی برقی دباؤ<sup>31</sup>، بیٹری چارجر<sup>32</sup> وغیرہ بنائے جاتے ہیں۔ شکل 2.10 میں ڈائیوڈ کو تدریج مختلف طریقہ سے جوڑا گیا ہے۔ اس صورت میں داخلی برقی دباؤ  $v_i$  کے منفی حصے ڈائیوڈ کو سیدھا مائل کرتے ہیں جبکہ اس کے ثابت حصے ڈائیوڈ کو اٹھا مائل کرتے ہیں۔ یوں خارجی برقی دباؤ میں داخلی برقی دباؤ کے صرف منفی حصے موجود ہوتے ہیں۔ اس دور کو نصف لہر منفی سست کار<sup>33</sup> کہتے ہیں۔

مثال 2.7: بوجھ سے لدے مثبت نصف لہر سست کار کو 50 Hz تعداد  $\pm 15 \text{ V}$  حیطے کا مستطیل داخلی اشارہ فراہم کیا جاتا ہے جس کے ثابت اور منفی حصے برابر دورانیے کے ہیں۔ بوجھ  $R_L = 100 \Omega$  جبکہ  $C = 100 \mu\text{F}$  ہیں۔ خارجی برقی دباؤ بلدار ہوتا ہے۔ اس میں بلٹ<sup>34</sup> کی مقدار حاصل کریں۔ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کے گھنٹے کو نظر انداز کریں۔ خارجی برقی دباؤ میں بلٹ 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۔ پچاس تعداد کے اشارے کا دوری حصہ<sup>35</sup> میں ملی سینکڑ کے دس ملی سینکڑ کے لئے بار کی نکای ہوتی ہے۔ داخلی برقی دباؤ کے منفی ہونے کے لمحے کو  $t = 0$  لیتے ہوئے کپیسٹر پر برقی دباؤ  $v_C$  کو یوں لکھا جاسکتا ہے

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

half wave rectifier<sup>30</sup>  
voltage source<sup>31</sup>

موہاں کوں رکھنے والے بیہری چارجر سے بخوبی گاہیوں گے چونکہ بیہری بھرنے کے لئے ان کی ضرورت پڑتی ہے۔  
half wave negative rectifier<sup>33</sup>  
ripple<sup>34</sup>  
time period<sup>35</sup>



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

جہاں  $V_p = 15 \text{ V}$  ہے۔ اس مساوات سے دس ملی سینٹنڈ نکاسی کے 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 سینٹنڈ نکاسی کے بعد  $v_C = 15 - 1 = 14 \text{ V}$  درکار ہے۔ یوں

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

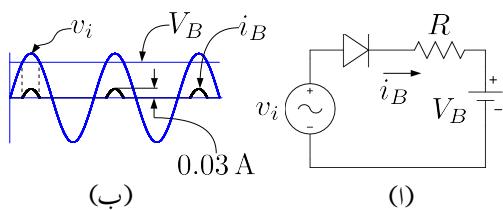
$$C = 1449 \mu\text{F}$$

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

آپ نے دیکھا کہ کپیسٹر کی قیمت بڑھانے سے بل میں کمی آتی ہوتی ہے۔ یہ حقیقت برقی دباؤ کے منبع<sup>36</sup> میں کام آئے گی۔

مثال 2.8: شکل 2.12-ا میں نصف لہر ثابت سمت کار کے خارجی جانب مزاحمت کی جگہ بیٹری نسب کی گئی ہے۔ یوں نصف لہر کار بیٹری میں بار بھرتا ہے۔ اس دور میں بیٹری کا برقی دباؤ  $V_B = 12 \text{ V}$  جبکہ  $R = 100 \Omega$  اور  $v_i = 15 \sin \omega t$  ہے جہاں  $\omega = 100\pi$  کے برابر ہے۔ اس بیٹری چار جر کی برقی رو  $i_B$  حاصل کر کے گراف کریں۔ مزاحمت  $R$  برقی رو کی چوٹی کو ڈائیوڈ اور بیٹری کے قابل برداشت حد سے نیچے رکھتا ہے۔ حل:

voltage supply<sup>36</sup>



شکل 2.12: بیٹری چار جر

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

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

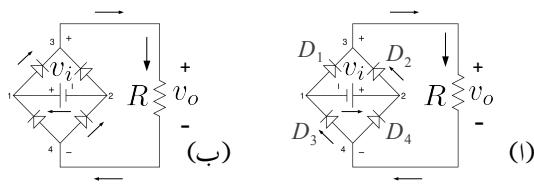
شکل 2.12 - ب میں بیٹری بھرنے والی برقی رو  $i_B$  کے علاوہ  $v_i$  اور  $V_B$  بھی دکھانے لگے ہیں۔ برقی دباؤ اور برقی رو کو ایک ہی جگہ گراف کیا گیا ہے تاکہ وقت  $t$  کے ساتھ مختلف متغیرات کے تعلق کیوضاحت ہو سکے۔ جیسا آپ دیکھ سکتے ہیں بیٹری صرف ان اوقات بھری جاتی ہے جب  $v_i > V_B$  ہو۔ شکل میں نقطہ دار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

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

## 2.3.2 مکمل اپر سمت کاری

شکل 2.13 میں مکمل اپر سمت کار<sup>37</sup> دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں چار ڈائیوڈ مریبع کی شکل میں جوڑے گئے ہیں اور دور کو  $v_i$  بطور بدلتا داخلی برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے۔ دور کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر شکل 2.14 الف پر توجہ رکھیں۔

full wave rectifier<sup>37</sup>



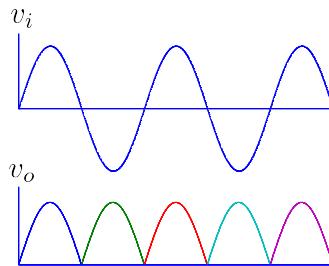
شکل 2.13: کامل ہر سمت کار

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

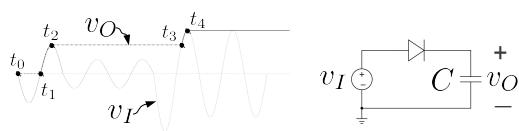
اسی طرح منبع برقی دباؤ کے منفی سرے سے برقی رو کی راہ معلوم کرنے کی خاطر ہم دیکھتے ہیں کہ منبع برقی دباؤ کے منفی (-) سرے پر برقی رو اندر کی جانب ہو گی۔ یہ برقی رو صرف  $D_3$  کے راستے ہی ممکن ہے چونکہ  $D_1$  میں الٹی برقی رو کا گزرناممکن ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ ثابت برقی رو دباؤ کی صورت میں برقی رو ڈالیوڈ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

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

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 رو  $v_o$  ثابت ہی رہتا ہے۔ چونکہ  $v_o$  کی سمت تبدیل نہیں ہوتی لہذا یہ یک سمت برقی رو دباؤ ہے۔



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



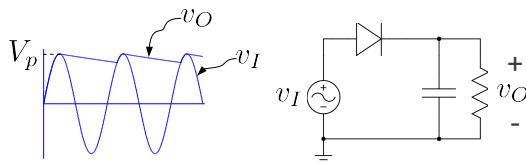
شکل 2.15: چوٹی حاصل کار

## 2.4 چوٹی حاصل کار

شکل 2.15 میں چوٹی حاصل کار<sup>38</sup> 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 کردار گی کچھ یوں ہے۔ وقت  $t = 0$  پر  $v_I$  پر  $t_0$  چالو کیا جاتا ہے۔ لمحہ  $t_0$  یعنی  $t = 0$  پر داخلی برقی دباؤ  $v_I$  اور خارجی برقی دباؤ  $v_O$  دونوں صفر ولٹ کے برابر ہیں۔ لمحہ  $t_0$  سے لمحہ  $t_1$  تک داخلی برقی دباؤ ڈائیوڈ کو والٹ مائل کرتے ہوئے منفی قدر رکھتا ہے اور یوں اس دوران  $v_O$  صفر رہے گا۔  $t_1$  سے  $t_2$  تک خارجی برقی دباؤ  $v_O$  خوش اسلوبی سے داخلی برقی دباؤ  $v_I$  کی پیرودی کرتے ہوئے کپیسٹر کو بھرتا ہے۔ اس دوران دور میں برقی روکی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

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

peak detector<sup>38</sup>  
وغیرہ، تو تھوڑے سے غایہ کیا گیا ہے  
 $t_0$ <sup>39</sup>



شکل 2.16: جیٹل آنار کار

$t_2$  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 افقي کلیر سے دکھایا گیا ہے۔  $t_3$  کی قیمت کپیسٹر پر پائے جانے والے برقی دباؤ سے بڑھ گیا ہے۔ یوں ڈائیوڈ ایک مرتبہ پھر سیدھا مائل ہوتے ہوئے چالو صورت اختیار کر لیتا ہے۔  $t_3$  تا  $t_4$  دوبارہ  $v_I$  کی پیروی کرتا ہے۔  $t_4$  کے بعد کپیسٹر پر برقی دباؤ تبدیل نہیں ہوتا۔

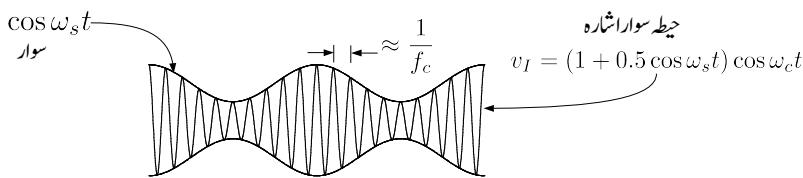
اس تجربی سے واضح ہے کہ یہ دور داخلي اشارہ کی چوٹی حاصل کر کے اس پر برقرار رہتا ہے۔ اسی لئے اسے ثبت چوٹی حاصل کار کہتے ہیں۔ اگر اس دور میں ڈائیوڈ الٹے رخ لگایا جائے تو خارجی اشارہ  $v_O$  منفی چوٹی حاصل کرے گا اور یوں اس دور کو منفی چوٹی حاصل کار کہا جائے گا۔

## 2.5 جیٹل آنار کار

ثبت چوٹی حاصل کار میں کپیسٹر کے متوازی مزاحمت جوڑنے سے جیٹل آنار کار<sup>40</sup> حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.16 میں دکھایا گیا ہے۔ جیسا کہ آپ دیکھ سکتے ہیں چوٹی  $V_p$  کے فوراً بعد داخلي برقی دباؤ گھستتا ہے جبکہ خارجی جانب کپیسٹر اسی چوٹی پر رہ جاتا ہے۔ اس سے ڈائیوڈ الٹا مائل ہو جاتا ہے اور اس میں سے برقی روکا گز ناممکن ہو جاتا ہے۔ ڈائیوڈ کو منقطع صور 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 گھستتا ہے۔ ایسا مندرجہ ذیل مساوات کے تحت ہوتا ہے۔

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

AM demodulator<sup>40</sup>



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 ڈائیوڈ دوبارہ سیدھا مائل ہو کر کپیسٹر کو دوبارہ بھرنا شروع کر دیتا ہے۔ شکل میں باریک لکیر سے داخلی برقی دباؤ جبکہ موٹی لکیر سے خارجی برقی دباؤ دکھایا گیا ہے۔ جیٹ ایئر کار میں RC کو یوں رکھا جاتا ہے کہ کپیسٹر پر  $v_I$  کے چوٹیوں کے برابر برقی دباؤ رہے جو دراصل  $v_s$  ہی ہے۔ یوں اصل اشارہ دوبارہ حاصل ہوتا ہے۔

کسی بھی اشارہ یعنی اطلاع  $v_s$  کو ایک جگہ سے دوسری جگہ منتقل کرنے کی خاطر اسے بلند تعدد کے سائیں۔ نما اشارہ  $v_c$  کے جیٹ پر جیٹ سوار کار<sup>41</sup> کی مدد سے سوار کیا جاتا ہے۔ منتقلی کے مقام پر پہنچنے کے بعد جیٹ سوار اشارے سے جیٹ ایئر کار کی مدد سے اصل اشارہ یعنی اطلاع  $v_s$  کو دوبارہ حاصل کیا جاتا ہے۔  $v_c$  کے جیٹ پر سوار کرنے سے مراد  $v_c$  کے جیٹ کو  $v_s$  کے مطابق تبدیل کرنے کو کہتے ہیں۔ اشارہ  $v_s$  کو سوار موج<sup>42</sup> کہتے ہیں جبکہ اس کی تعدد کو تعدد سوار<sup>43</sup> کہتے ہیں۔ اسی طرح  $v_c$  کو سوار موج<sup>44</sup> کہتے ہیں جبکہ اس کی تعدد کو تعدد سوار<sup>45</sup> کہتے ہیں۔

$v_s = 0.5 \cos \omega_{st}$  کو مثال بناتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ جیٹ سوار اشارہ حاصل کرنے کی خاطر  $v_s$  کو جیٹ سوار کار سے گزار جاتا ہے جس سے

$$(2.10) \quad v_I = (1 + 0.5 \cos \omega_{st}) \cos \omega_ct = V_p \cos \omega t$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس اشارہ جس کو شکل 2.17 میں دکھایا گیا ہے کو جیٹ سوار اشارہ<sup>46</sup>  $v_I$  کہتے ہیں۔

AM modulator<sup>41</sup>

carrier wave<sup>42</sup>

modulating frequency<sup>43</sup>

modulating wave<sup>44</sup>

carrier frequency<sup>45</sup>

AM signal<sup>46</sup>

$v_1$  کے دو متواتر چھٹیوں کے درمیان جیطہ اتار کار کے کپیسٹر پر برقی دباؤ گھشتا ہے۔ یہ وقفہ تقریباً  $\frac{1}{f_c}$  کے برابر ہے جسے استعمال کرتے ہوئے مساوات 2.9 سے منسلک مکلارنٹ کی مدد سے وقت کے آخر میں برقی دباؤ

$$(2.11) \quad v_O = V_p e^{-\frac{1}{RCf_c}} \approx V_p \left( 1 - \frac{1}{RCf_c} + \dots \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس دوران برقی دباؤ میں تبدیلی

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

حاصل ہوتی ہے یعنی اس وقت کے دوران خارجی اشارے کی وقت کے ساتھ شرح تبدیلی

$$(2.12) \quad \frac{|\Delta v_O|}{\frac{1}{f_c}} = \frac{V_p}{RC}$$

ہے۔ جیطہ اتار کار میں  $RC$  کو یوں رکھا جاتا ہے کہ سمجھ گئے اشارے  $v_s$  میں زیادہ سے زیادہ تبدیلی کو بھی کپڑا جاسکے۔  $v_s$  میں تبدیلی کی شرح

$$\frac{dv_s}{dt} = -0.5\omega_s \sin \omega_s t$$

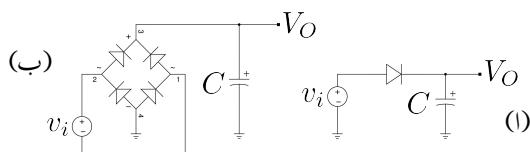
ہے جس کی زیادہ سے زیادہ قیمت  $\omega_s t = \frac{n\pi}{2}$  پر حاصل ہوتی ہے جہاں  $\dots, 0, \frac{\pi}{2}, \dots$  ہے۔ یہ قیمت

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

ہے۔ اس زیادہ سے زیادہ داخلی اشارے کے تبدیلی کی شرح کو جیطہ اتار کار کے تبدیلی کے شرح کے برابر رکھا جاتا ہے۔  $V_p = \frac{n\pi}{2}$  پر مساوات 2.10 کے تحت  $\omega_s t = 1$  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 جیطہ 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 کپڑے سکے گا۔ اگر کپیسٹر کی قیمت اس سے کم رکھی جائے تو خارجی اشارے میں بلکہ<sup>47</sup> زیادہ پایا جائے گا۔



شکل 2.18: منبع برقی دباؤ

## 2.6 منبع برقی دباؤ

سمت کار کے خارجی جانب زیادہ قیمت کا کپیسٹر نسب کر کے منبع برقی دباؤ<sup>48</sup> حاصل ہوتا ہے جیسا شکل 2.18 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس پر کپیسٹر کے متوازی برقی بوجھ لادا جاتا ہے جسے عموماً  $R_L$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ منبع برقی دباؤ یعنی برقی طاقت کے منبع کو گھریلو بجلی یا صنعتی بجلی فراہم کرتے ہوئے یک سمت برقی دباؤ یکمتوں  $V$  حاصل کیا جاتا ہے۔

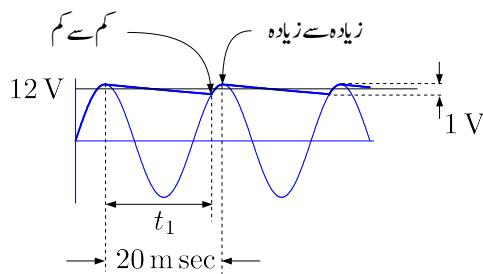
بے بوجھ منبع برقی دباؤ کی کارکردگی بالکل چوٹی حاصل کار کی طرح ہے جبکہ برقی بوجھ سے لدے منبع برقی دباؤ کی کارکردگی جیطہ اتار کار کی طرح ہے۔ البتہ منبع میں ہماری کوشش ہوتی ہے کہ یکمتوں  $V$  میں بلہ کم سے کم ہوتا کہ اسے یک سمت برقی دباؤ کے طور استعمال کرنا ممکن ہو۔ منبع برقی دباؤ تقریباً ہر بر قیاتی آلہ یا مشین میں پایا جاتا ہے۔

چونکہ منبع برقی دباؤ داخلی طاقت 50Hz کے سائنس نما  $v_i$  سے حاصل کرتا ہے لہذا  $C$  بھی اسی تعدد سے بھرتا ہے۔  $v_i$  کے دو چوٹیوں کے مابین  $\frac{1}{50} = 20\text{ ms}$  (بیس ملی سینٹہ) کے وقت کے دوران  $R_L$  کو کپیسٹر  $C$  طاقت مہیا کرتا ہے۔

مثال 2.9: ایک عدد 12V کا منبع برقی دباؤ درکار ہے جس سے  $6\text{ k}\Omega$  داخلی مزاحمت کے بر قی 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۔

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

power supply<sup>48</sup>



شکل 2.19: مثال منع برقی دباؤ

اس مسئلے کو دو طریقوں سے حل کرتے ہیں۔ پہلے مثال 2.7 کی طرح حل کرتے ہیں۔ کپیسٹر نکاسی کا دورانیہ بیس ملی سینڈ ہے۔ اس دورانیہ میں کپیسٹر پر برقی دباؤ  $12.5\text{ V}$  سے گھٹ کر  $11.5\text{ V}$  رہ جاتا ہے یوں

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

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

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

درکار پابدہ ولٹ کو شکل 2.19 میں پختہ لکیر سے دکھایا گیا ہے۔ برقی دباؤ اس سے  $0.5\text{ V}$  کم یا زیادہ ہو سکتا ہے۔ یوں برقی بوجھ میں بلٹ<sup>49</sup>  $0.5\text{ V}$  یا  $1\text{ V}$  کے برابر ہے جبکہ زیادہ سے زیادہ برقی دباؤ  $12.5\text{ V}$  اور کم سے کم برقی دباؤ  $11.5\text{ V}$  ہے۔ پابدہ ولٹ پر  $R_L$  میں  $\frac{12}{6000} = 2\text{ mA}$  جبکہ زیادہ سے زیادہ برقی دباؤ پر  $\frac{12.5}{6000} = 2.08333\text{ mA}$  اور کم سے کم برقی دباؤ پر  $\frac{11.5}{6000} = 1.9167\text{ mA}$  کا برقی رو گزرا گا۔

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

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

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

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

ripple<sup>49</sup>

کپیسٹر کی مساوات  $V = CV$  کو  $\Delta V = 1\text{V}$  کھتے ہیں جہاں  $\Delta Q = C\Delta V$  کے برابر ہے۔ یوں

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

لکھا جاسکتا 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 منع کے خارجی برقی دباؤ میں بلہ کم کیا جاسکتا ہے۔ حقیقت میں ڈائیوڈ میں برقی دباؤ کا گھٹاؤ اور داخلی بدلتے برقی دباؤ میں تبدیلی ہمارے قابو میں نہیں ہوتے لہذا اس طرح کی منع برقی دباؤ سے قطعی یک سمت برقی دباؤ کا حصول ممکن نہیں ہوتا۔ جہاں درکار یک سمت برقی دباؤ کی قیمت چند ولٹ زیادہ یا کم قابل برداشت ہو وہاں اس طرح کی منع استعمال کی جاسکتی ہے۔ یک سمت برقی دباؤ کی قیمت زیادہ یا کم ہونے کے باوجود برقی دباؤ میں بلہ<sup>50</sup> کو کپیسٹر سے قابو رکھنا ممکن ہے۔

---

مشق 2.2:  $10\text{mA}$  کے برقی بوجھ کو چلانے کی خاطر  $5\text{V}$  کی منع برقی دباؤ درکار ہے جس میں بلہ  $\pm 0.1\text{V}$  سے کم ہونا ضروری ہے۔ کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ اس قسم کی منع برقی دباؤ<sup>51</sup> بر قیاتی ادوار کو چلانے کی خاطر عموماً درکار ہوتی ہے۔

جواب:  $1000 \mu\text{F}$

---

ripple<sup>50</sup>  
voltage source<sup>51</sup>

مندرجہ بالا مثال کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ شکل 2.18 ب میں دکھائے منبع برقی دباؤ میں درکار کپیسٹر کی قیمت شکل الف کے حوالے سے آدھی ہو گی کیوں کہ اس میں ایک ڈائیوڈ یعنی آدھے سمت کار کی جگہ مرلچ ڈائیوڈ یعنی مکمل سمت کار استعمال کیا گیا ہے۔ مکمل سمت کار میں کپیسٹر ہر  $10\text{ ms}$  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 بلڈ  $\Delta V$  لکھتے ہوئے

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

حاصل ہو گا۔

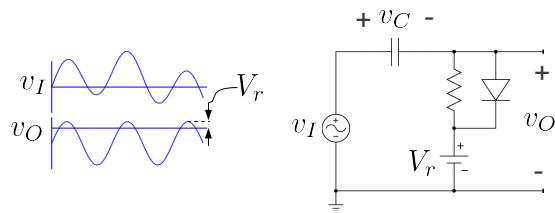
### 2.6.1 برقیٰ شکنجہ

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

آپ جانتے ہیں کہ بدلتا برقی رو مقناطیس پیدا کرتی ہے اور بدلتا 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 بدلتا برقی رو باریک اشاراتی تاروں میں برقی دباؤ پیدا کرتا ہے جس سے اشارہ کا جیٹہ متاثر ہوتا ہے۔ شکل 2.20 میں اشارہ  $v_I$  کا جیٹہ یوں متاثر ہوا کھایا گیا ہے۔ یہ اشارہ دراصل سائنس شکل کا تھا لیکن یہاں تک پہنچنے پہنچنے 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 شکنجہ میں پکڑنے رکھتا ہے۔ اسی سے اس دور کا نام برقیٰ شکنجہ<sup>52</sup> کلا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف شکنجہ کہتے ہیں اس دور کی کارکردگی پچھلے حصہ میں دھلانے دور کی طرح 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 جیٹہ  $v_p$  کی مقدار خارجی جانب جڑے بیٹری کی برقی دباؤ  $V_r$  سے زیادہ ہے۔

خارجی جانب کی برقی دباؤ  $v_O$  پر غور کرتے معلوم ہوتا ہے کہ یہ کسی صورت  $V_r$  سے تجاوز نہیں کر سکتا کیوں کہ جب بھی  $v_O$  کی مقدار  $V_r$  سے تجاوز کرے، ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو جائے گا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی

clamping circuit<sup>52</sup>



شکل 2.20: شکنجه

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

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

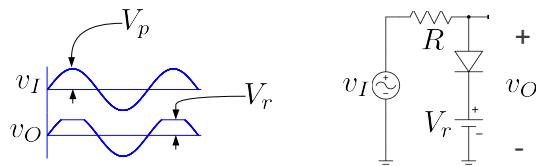
یوں کپیسٹر اس برقی دباؤ پر رہتے ہوئے خارجی برقی دباؤ کے ثابت جیٹہ کو  $V_r$  سے تجاوز کرنے سے روکتا ہے۔

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 نہیں کی خاطر دور میں ڈائیوڈ کے متوازن مزاجمت  $R$  نسب کی گئی ہے تاکہ اس کے راستے کپیسٹر کا بار خارج ہو سکے اور یہ بعد میں آنے والی کم چوٹی کو بھی قابو کر سکے۔

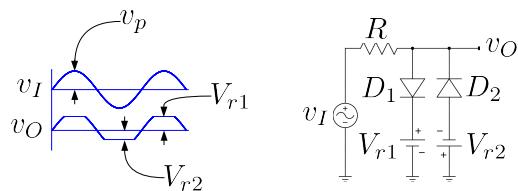
## 2.7 برقیاتی تراش

شکنجه کے دور میں کپیسٹر کی جگہ مزاجمت استعمال کرنے سے برقیاتی تراش<sup>53</sup> کا دور حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.21 میں دکھایا گیا ہے۔ برقیاتی تراش یا تراش ایک ایسا دور ہے جو اشارہ کے چوٹی کو ایک خاص حد سے تجاوز نہیں کرنے دیتا بلکہ اسے کاٹ دیتا ہے۔ دکھایا دور صرف ایک جانب کی چوٹی کاٹتا ہے لہذا اس کو ایک طرف کا تراش کہا جائے گا۔ جب تک داخلی برقی دباؤ کی قیمت  $V_r$  سے کم ہو ڈائیوڈ اسکی مائل یعنی منقطع رہتا ہے۔ اس صورت میں خارجی برقی

clipper<sup>53</sup>



شکل 2.21: ایک طرف کا تراش



شکل 2.22: دو اطراف کا تراش

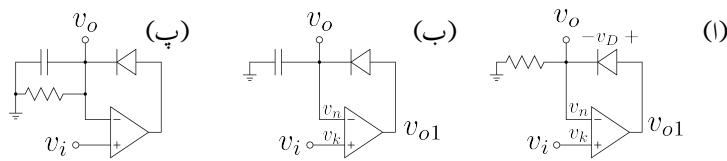
دباو داخلي برقي دباو کے برابر رہے گا لیعنی ہو گا اور مزاحمت  $R$  میں برقي رو کی مقدار صفر ایمپیئر رہے گی۔ جیسے ہی داخلي برقي دباو کی قيمت  $V_r$  سے تجاوز کر جائے ڈائیوڈ ہاماکل ہو جاتا ہے۔ جتنی دير  $v_I > V_r$  رہے اتنی دير کے لئے ڈائیوڈ کو چالو سونج سمجھا جا سکتا ہے اور یوں اس دوران خارجي برقي دباو کی قيمت  $V_r$  رہے گی۔ اس دوران مزاحمت اور ڈائیوڈوں میں برقي رو کی مقدار

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

ہو گی۔

آپ نے دیکھا کہ یہ دور داخلي برقي دباو 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 قيمت ثابت ہو ڈائیوڈ  $D_2$  الٹا ماکل رہتا ہے۔ یوں ثبت داخلي برقي دباو کے لئے یہ دور بالکل پچھلے دئے گئے ایک طرف کے تراش کی طرح کام کرتا ہے اور داخلي اشارہ کے ثبت چوٹی کو  $V_{r1}$  پر تراشتا ہے۔

منفی داخلي برقي دباو کی صورت میں ڈائیوڈ  $D_1$  الٹا ماکل رہتا ہے اور یہ دور داخلي اشارہ کے منفی چوٹی کو  $V_{r2}$  پر تراشتا ہے۔ شکل میں داخلي اور تراشے گئے خارجي برقي دباو بھی دکھائے گئے ہیں۔



شکل 2.23: کامل ادوار

## 2.8 حسابی ایکلپیفائر کی مدد سے ڈائیوڈ کے کامل ادوار

### 2.8.1 کامل نصف اہر سمت کار

ڈائیوڈ پر مبنی نصف اہر سمت کار کے خارجی اشارے کی چوٹی مہیا کردہ داخلی اشارے کے چوٹی سے تقریباً 0.7V کم ہوتی ہے۔ یہ حقیقت شکل 2.9 میں واضح کی گئی۔ حسابی ایکلپیفائر استعمال کرتے ہوئے ایسا کامل نصف اہر 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 اہر ثابت سمت کار دکھایا گیا ہے جس میں خارجی اشارہ  $v_o$  کو ڈائیوڈ کے خارجی سرے سے حاصل کیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کی سمت الثانی سے کامل نصف اہر مبنی سمت کار حاصل ہو گا۔

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

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

### 2.8.2 کامل چوٹی حاصل کار

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

داخلی اشارہ اپنے چوٹی تک پہنچنے کے بعد کم ہونا شروع ہوتا ہے۔ حابی ایکلینفائر کا خارجی اشارہ  $v_{01}$  کم ہو کر کوٹھ کرتا ہے کہ  $v_k = v_n$  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 لمحے ڈائیوڈ مائل ہو کر منقطع ہو جاتا ہے۔ ڈائیوڈ منقطع ہونے سے کپیسٹر پر بار کے نکاسی کا کوئی راستہ نہیں رہتا اور یوں اس پر برقرار  $V_p$  برقی دباؤ رہتا ہے۔ اس طرح  $v_0 = V_p$  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 جیط اتار کار

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

## 2.8.4 ڈائیوڈ لوگاریتمی ایکپلینیاٹر

حسابی منفی ایکپلینیاٹر میں مزاحمت کی جگہ ڈائیوڈ نسب کرنے سے شکل 2.24 اف کا لوگاریتمی ایکپلینیاٹر<sup>54</sup> حاصل ہوتا ہے۔ ثبت  $v_i$  کی صورت میں  $v_o$  منفی ہو گا جس سے  $D_1$  سیدھا مائل جکہ  $D_2$  انثما مائل ہو گا۔ اسی طرح منفی  $v_i$  کی صورت میں  $v_o$  ثبت ہو گا جس سے  $D_1$  سیدھا مائل جکہ  $D_2$  سیدھا مائل ہو گا۔ یوں کسی بھی وقت ایک ڈائیوڈ منقطع رہتا ہے جکہ دوسرا سیدھا مائل رہتا ہے۔ اگرچہ حقیقت میں منفی متغیرہ کا لوگاریتم نہیں پایا جاتا اور یوں میں صرف  $D_1$  ہونا چاہئے تھا لیکن عموماً دو ڈائیوڈ استعمال کئے جاتے ہیں۔ یوں داخلی اشارہ ثبت یا منفی ممکن ہوتا ہے۔

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

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

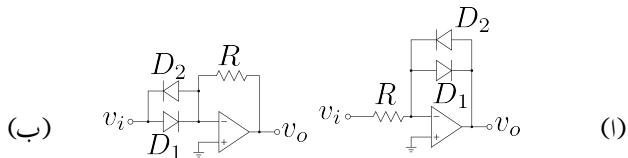
لکھا جاسکتا ہے جہاں  $i_D$  ڈائیوڈ  $D_1$  کی بر قی رو ہے۔ اس مساوات میں  $v_n = 0$  اور  $i_D$  کی جگہ ڈائیوڈ کی مساوات استعمال کرتے ہوئے

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

حاصل ہوتا ہے جہاں ڈائیوڈ پر بر قی دباؤ کو  $v_o - v_n$  لیا گیا ہے۔ دونوں جانب قدرتی لوگاریتم<sup>55</sup> لیتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

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

log amplifier<sup>54</sup>  
natural log<sup>55</sup>



شکل 2.24: لوگاریتمی ایمپلیفائر

شکل ب میں قدرتی اللٹ-لوگاریتمی ایمپلیفائر<sup>56</sup> دکھایا گیا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے دونوں مداخل کو برقی زمین تصور کرتے ہوئے ثابت  $v_i$  کی صورت میں ڈائیوڈ  $D_1$  سیدھا مائل ہوتے ہوئے

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

برقی رو گزارے گا جو حسابی ایمپلیفائر کے منفی مداخل پر مزاحمت کی جانب مڑ جائے گا۔ یوں

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

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ دور داخی اشارے کا قدرتی اللٹ-لوگاریتم حاصل کرتا ہے۔

### 2.8.5 ضرب کار

$v_A$  اور  $v_B$  کے لوگاریتم مجمع کرنے سے  $\ln v_A + \ln v_B = \ln v_A v_B$  حاصل ہوتا ہے جس کا الٹ-لوگاریتم لینے سے  $v_A v_B$  یعنی دونوں متغیرات کا حاصل ضرب حاصل ہوتا ہے۔ اسی حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے لوگاریتمی اور الٹ لوگاریتمی ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے شکل 2.25 میں ضرب کار<sup>57</sup> حاصل کیا گیا ہے۔ لوگاریتمی ایمپلیفائر کے مساوات استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

natural anti-log<sup>56</sup>  
multiplier<sup>57</sup>

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

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

اسی طرح جمع کار کے مساوات سے

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

$$\begin{aligned} &= V_T \ln \frac{v_{i1}}{I_S R} + V_T \ln \frac{v_{i2}}{I_S R} \\ &= V_T \ln \frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S^2 R^2} \end{aligned}$$

اور الٹ لوگاریتمی کے مساوات سے

$$\begin{aligned} v_0 &= -I_S R e^{\frac{v_{o3}}{V_T}} \\ &= -I_S R e^{\ln \frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S^2 R^2}} \\ &= -\frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S R} \end{aligned}$$

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

شکل میں جمع کار کی بجائے منفی کار کے استعمال سے تقسیم کار<sup>58</sup> حاصل ہوتا ہے۔

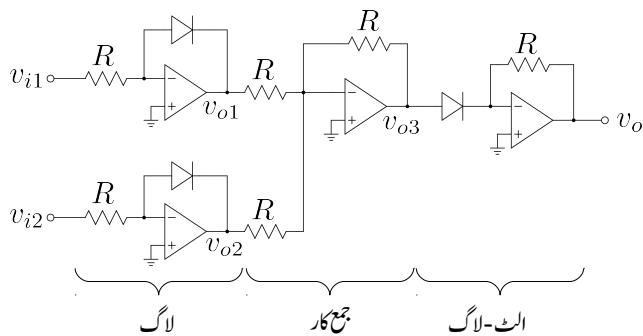
### 2.8.6 کامل مکمل اہر سمت کار

شکل 2.26 میں کامل مکمل اہر سمت کار دکھایا گیا ہے۔ آئیں اس کی کار کردگی ثبت اور منفی  $v_i$  کی صورت میں دیکھیں۔

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

$$v_o = -v_i$$

divider<sup>58</sup>



شکل 2.25: ضرب کار

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

منفی  $v_i$  کی صورت میں  $v_{o1}$  ثابت ہو جائے گا جس سے  $D_2$  اٹھا کر منقطع جبکہ  $D_1$  سیدھا مائل ہو جائے گا۔ یوں  $U_1$  حابی ایپلیفائر شکل 2.27 ب صورت اختیار کر لے گا جس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں اور یوں

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

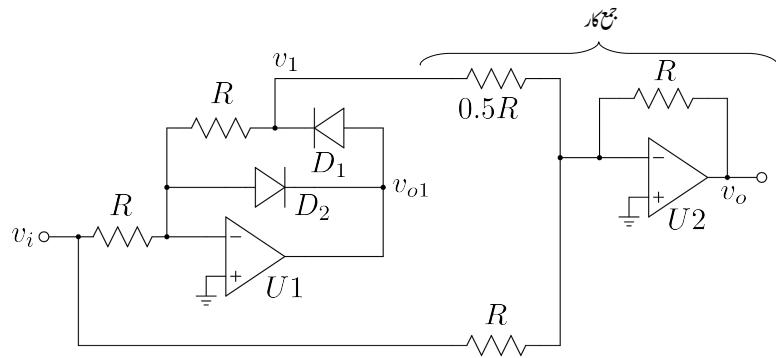
اور یوں

$$v_1 = -v_i$$

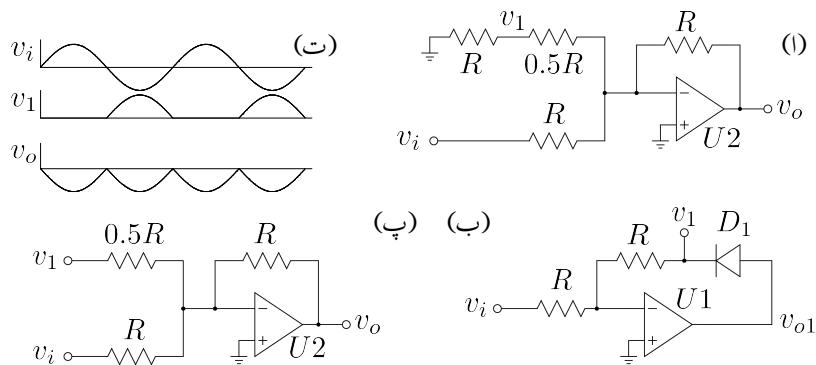
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_{o1} = v_1 + v_D$  ہو گا جہاں  $v_D$  سیدھے مائل ڈائیوڈ  $D_1$  پر برقرار دباو ہے۔  $v_1$  کے استعمال سے جمع کار کو شکل 2.27 پ کے طرز پر بنایا جاسکتا ہے جس سے

$$v_o = -v_i - 2v_1$$

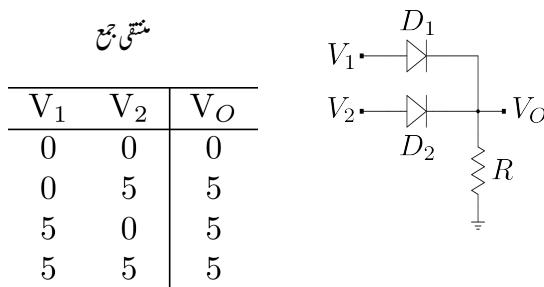
حاصل ہوتا ہے۔ شکل 2.27 ت میں منفی  $v_i$  کی صورت میں  $v_1$  اور  $v_o$  دکھائے گئے ہیں۔



شکل 2.26: کامل اہر سٹ کار



شکل 2.27: کامل اہر سٹ کار کا دردگی



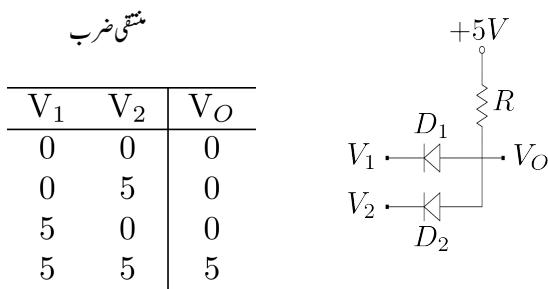
شکل 2.28: متنقی جمع

## 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 کر نشاندہی کر دی جائے تو ان ادوار کو حل کرنا نہیں 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 جانا کہ کون کون سے ڈائیوڈ سیدھے مائل اور کون کون سے ڈائیوڈ اٹھے مائل ہیں عموماً ناممکن 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 لگانا 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 دوں پر غور کریں۔

اس دور میں دو ڈائیوڈ استعمال کرنے گئے ہیں۔ دور کے دو غیر تابع داخلی برقی دباؤ (اشارات) کو  $V_1$  اور  $V_2$  جبکہ خارجی برقی دباؤ کو  $V_O$  کہا گیا ہے۔ یہ ایک مخصوص دور ہے جس کے داخلی برقی دباؤ کے دو ہی ممکنہ قيمتیں ہیں۔ یہ تو یا صفر وولٹ (0V) اور یا پھر پانچ وولٹ (5V) ہو سکتے ہیں۔ یوں داخلی جانب چار ممکنہ صورتیں پائی جاتی ہیں جنہیں شکل میں بطور جدول دکھایا گیا ہے۔ آئیں باری باری ان چار صورتوں پر غور کریں۔

پہلی صورت میں دونوں داخلی برقی دباؤ صفر وولٹ ہیں یعنی  $V_1 = 0$  اور  $V_2 = 0$  ہیں۔ یہ جدول کی پہلی صف میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت میں واضح ہے کہ دور میں برقی رو ممکن نہیں۔ یوں خارجی جانب نسب مزاحمت



شکل 2.29: متنقی ضرب

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

دوسری صورت  $V_1$  صفر ولٹ جبکہ  $V_2$  پانچ ولٹ کے برابر ہے یعنی  $V_1 = 0\text{V}$  جبکہ  $V_2 = 5\text{V}$  ہے۔ اس صورت کو جدول کے دوسری صفحہ میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں ڈائیوڈ  $D_2$  سیدھا مائل جبکہ  $D_1$  الٹ مائل ہے۔ یوں  $D_2$  کو چالو سوچ جبکہ  $D_1$  کو منقطع سوچ تصور کر کے یہ واضح ہے کہ خارجی برقی دباؤ پانچ ولٹ ہے یعنی  $V_O = 5\text{V}$  ہے۔

اسی طرح جدول کی تیسرا صفحہ کے حوالے سے  $D_1$  سیدھا مائل جبکہ  $D_2$  الٹ مائل ہو گا اور یوں  $V_O = 5$  ہو گا۔ جدول کی آخری صفحہ میں دونوں ڈائیوڈ سیدھے مائل ہوں گے اور یوں  $V_O = 5$  ہو گا۔ اس دور کی جدول متنقی جمع کو ظاہر کرتی ہے لہذا یہ جھٹکی<sup>59</sup> ہے۔ اس شکل میں مزید ڈائیوڈ جوڑ کر داخلی اشارات کی تعداد بڑھائی جا سکتی ہے۔

شکل 2.29 میں ڈائیوڈ پر متنقی ضرب گیٹ<sup>60</sup> دکھایا گیا ہے۔ پہلے جدول میں دئے آخری صفحہ پر غور کرتے ہیں۔ اگر دونوں داخلی اشارات کی قیمتیں پانچ ولٹ (5V) ہوں تو مزاحمت میں برقی رو صفر ایمپسیر ہو گی لہذا خارجی برقی دباؤ بھی پانچ ولٹ ہو گا یعنی  $V_O = 5$  ہو گا۔

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

OR gate<sup>59</sup>  
AND gate<sup>60</sup>

## 2.10 یک سمت رو نظم بوجھ

خط بوجھ کا اس کتاب میں آگے جا کر ٹرانزسٹر<sup>61</sup> کے ادوار میں نہیت کارآمد ثابت ہوں گے۔ ڈائیوڈ کے ادوار میں اسے متعارف کرنے سے ان خط کا سمجھنا نسبتاً آسان ہوتا ہے۔

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

شکل 2.30 میں دکھائے گئے دور کو مثال بناتے ہیں۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباد 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

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

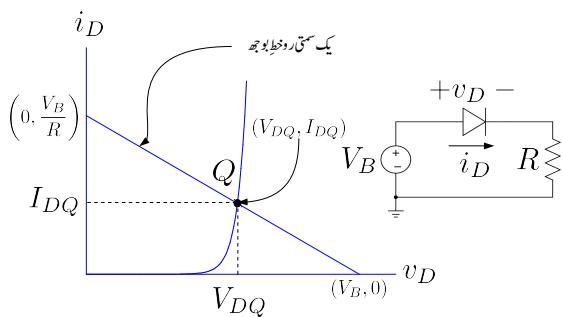
ان دو مساوات کو کئی طریقوں سے حل کر کے  $i_D$  اور  $v_D$  اصل کئے جاسکتے ہیں۔ آئیں انہیں حل کرنے کے چند طریقے دیکھیں۔

### 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 سمت رو نقطہ مائل<sup>62</sup> یا یک سمت رو 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۔

---

transistor<sup>61</sup>  
DC bias point<sup>62</sup>



شکل 2.30: خط بوجہ اور نخط مائل

شکل 2.30 میں مساوات 2.15 کے خط کو **یک سمت رو خط بوجہ**<sup>64</sup><sup>63</sup> کہا گیا ہے۔ اس نام کو چھوٹا کر کے اسے خط بوجہ بھی کہتے ہیں۔ آئیں اس خط پر غور کرتے ہیں۔ خط بوجہ کی ڈھلوانی<sup>65</sup>

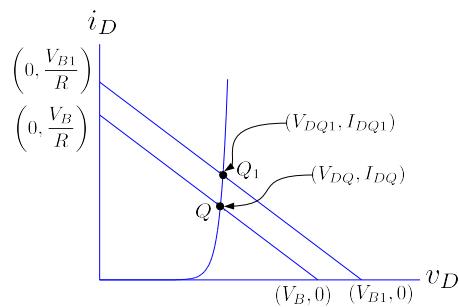
$$\frac{\Delta i_D}{\Delta v_D} = -\frac{1}{R}$$

کے برابر ہے۔ خط بوجہ 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۔

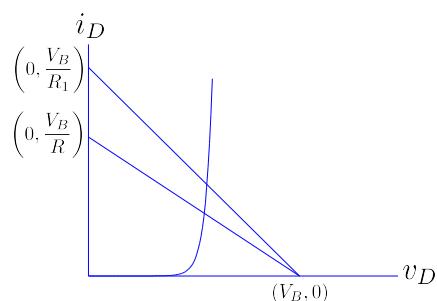
یوں اگر مزاحمت برقرار رکھتے ہوئے دور میں داخلی برقی دباؤ  $V_B$  کی قیمت بڑھا کر  $V_{B1}$  کر دی جائے تو خط بوجہ افقي محور کو موجودہ جگہ سے قدر دائیں جانب  $(V_{B1}, 0)$  پر ٹکرائے گا اور عمودی محور کو  $\left(0, \frac{V_{B1}}{R}\right)$  پر ٹکرائے گا۔

شکل 2.31 میں خطوط بوجہ کو داخلی برقی  $V_B$  اور  $V_{B1}$  کے لئے گراف کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیرونی برقی دباؤ  $V_B$  بڑھانے سے خط بوجہ کا ڈھلوان تبدیل نہیں ہوتا اور یوں دونوں خطوط آپس میں متوازی ہوتے ہیں۔ اس کے بر عکس اگر بیرونی برقی دباؤ  $V_B$  برقرار رکھی جائے اور مزاحمت  $R_1$  کر دیا جائے تو خط بوجہ کی ڈھلوان تبدیل ہو گا جبکہ یہ اب بھی محور برقی دباؤ کو  $(V_B, 0)$  پر ٹکرائے گا۔ محور برقی رو سے ٹکرانے کا مقام تبدیل ہو کر  $\left(0, \frac{V_B}{R_1}\right)$  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۔

<sup>63</sup> گوڑے پر بوجہ لا جاتا ہے۔ بیہاں  $R$  بطور برقی بوجہ کردار ادا کرتا ہے اور اس کے مساوات کے گراف کو خط بوجہ کہتے ہیں  
<sup>64</sup> DC load line  
<sup>65</sup> gradient



شکل 2.31: داخی بر قی دباد کا خط بوجھ پر اثر



شکل 2.32: مزاحمت کی تبدیلی کا خط بوجھ پر اثر

## 2.10.2 دہرانے کا طریقہ

عموماً مساوات دہرانے کے طریقے<sup>66</sup> سے باآسانی حل کئے جاتے ہیں۔ موجودہ مسئلہ بھی کچھ اسی نوعیت کا ہے اور اسے بھی دہرانے کے طریقے سے نپٹا جاسکتا ہے۔ اس طریقے کو مثال کی مدد سے دیکھتے ہیں۔

---

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

حل: مساوات 2.16 سے

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

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

$I_{D_0} = 2 \text{ mA}$  کو  $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$  کو لکھتے ہوئے (یعنی  $I_{D_0} = 2 \text{ mA}$  کو  $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$  سوال حل کرتے ہیں۔ طریقہ کار کچھ یوں ہے کہ ہم اخذ 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 گزرتی جبکہ ہم دیکھ سکتے ہیں کہ اصل دور میں برقی رو  $I_{D_1}$  کے قریب ہو گی اور یوں  $I_{D_1}$  کے نسبت سے حاصل شدہ برقی دباؤ  $V_{D_1}$  اصل قیمت کے زیادہ قریب برقی دباؤ ہو گا۔ یوں اگر  $V_{D_1}$  استعمال کرتے ہوئے یہ سارا سلسلہ دوبارہ 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

طریقے کو اس وقت تک دھرا یا جاتا ہے جب تک حاصل قیتوں 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 گزشہ اخذ کردہ قیمت سے زیادہ درست قیمت ہے لہذا اس کو استعمال کرتے ہوئے ہم ایک مرتبہ پھر مساوات 2.15 حل کرتے ہیں۔

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

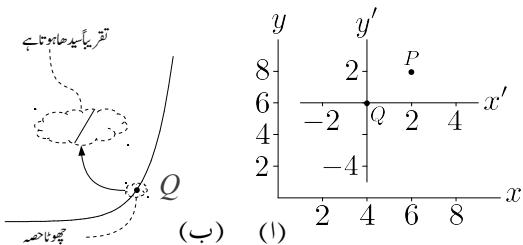
یہ جواب بالکل درست تب ہوتا گر 0.9612233 mA پر ڈائیوڈ کا برقی دباؤ کا بہتر اندازہ لگانا ہو گا۔ یوں  $I_{D_2}$  کو 0.9612233 mA کے اور ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کو  $V_{D_2}$  لیتے ہوئے۔

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

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 گزشہ دو حاصل جواب یعنی  $I_{D_2}$  اور  $I_{D_3}$  تقریباً برابر ہیں۔ ایسا ہونا اس بات کی نکانی 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 تر سیم

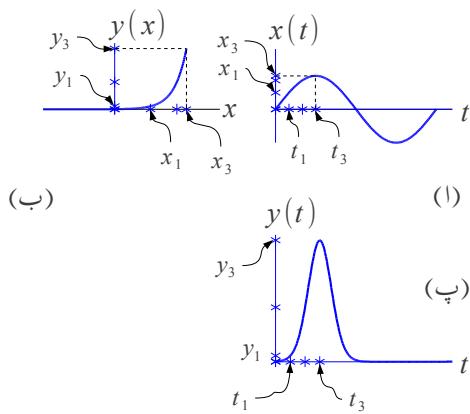
اس حصے میں کار تیسی محمد اور تر سیم پر غور کیا جائے گا جس کی اس کتاب میں کئی جگہ ضرورت پیش آئے گی۔ اگرچہ اس حصے کو کتاب کے آخر میں ضمیمہ کے طور رکھنا چاہئے تھا مگر اس کی اہمیت کو دیکھتے ہوئے میں نے اسے اس باب کا حصہ بنالیا ہے۔ طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ اس حصے کو بخوبی سمجھیں۔

### 2.11.1 محمد کی منتقلی

شکل 2.33 الف میں دو کار تیسی محمد دکھائے گئے ہیں۔  $(x - y)$  میں دو نقطے  $P(6,8)$  اور  $Q(4,6)$  میں دکھائے گئے ہیں۔  $(x' - y')$  میں دو 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 بدلنے والے متغیرات کی مثال

## 2.11.3 گراف سے قیمت حاصل کرنے کا عمل

شکل 2.34 ب کے گراف سے مختلف  $x$  پر  $y(x)$  کی قیمت حاصل کر کے انہیں جدول 2.1 میں دکھایا گیا ہے۔ آپ گراف سے قیمت حاصل کرنے کے اس عمل سے بخوبی واقف ہیں۔ اس شکل میں  $y(x)$  خم دار خط ہے۔

جدول 2.1: گراف سے حاصل کی گئی قیمتیں

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

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

شکل 2.34 اف میں مختلف اوقات مثلاً  $t_0, t_1, t_2, \dots, t_n$  پر  $x_{t_0}, x_{t_1}, x_{t_2}, \dots, x_{t_n}$  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:  $x(t)$  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  $y(t)$  کا جدول 2.3 حاصل ہو گا جسے شکل 2.34 پ کی طرح گراف کریں۔

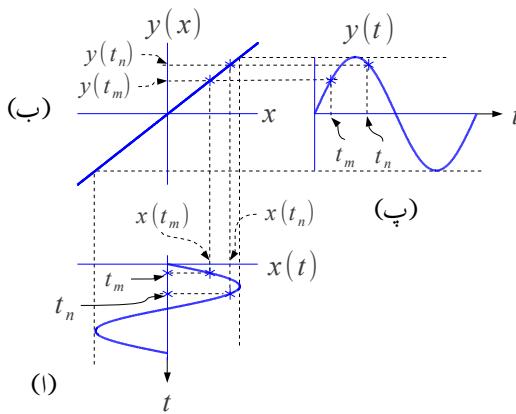
جدول 2.3:  $y(t)$  کا جدول

$t_0$	$t_1$	$t_2$	$\dots$	$t_n$
$y_0$	$y_1$	$y_2$	$\dots$	$y_n$

یہاں میں بتانا چاہوں گا کہ اس مثال میں تفاضل  $y(x)$  کی خواص 67 تھیں۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے تفاضل  $y(t)$  کی شکلیں بالکل مختلف ہیں۔

مندرجہ بالا تمام عمل کو نہیں 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 میں گھما کر دکھایا گیا ہے۔ اس مثال میں بھی  $x(t)$  کو سائن نما تصور کیا گیا ہے جبکہ تفاضل  $y(x)$  کو سیدھا خط یعنی

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



شکل 2.35: سیدھانفاعل اشارے کی شکل برقرار رکھتا ہے

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

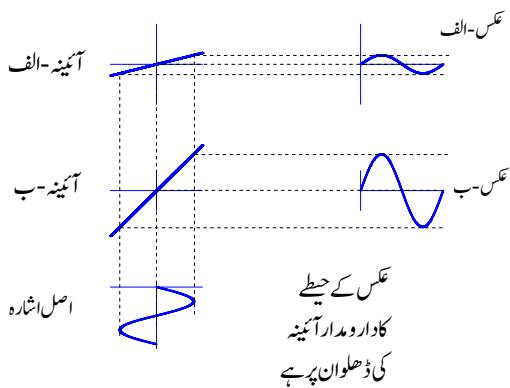
$$(2.18) \quad m = \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_Q$$

شکل 2.35 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 جانتا ضروری نہیں، بلکہ اتنا درکار ہے کہ ان کی نشاندہی گراف پر کرداری جائے۔

شکل اف اور شکل ب یوں بنائے جاتے ہیں کہ شکل ب کا  $x$  محض شکل اف کے  $x$  مدد کے متوازی ہو اور ان کی جسامت بھی برابر ہو۔ یوں شکل اف 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  $y$  محض شکل ب کے  $y$  مدد کے بالکل دائیں جانب برابر رکھا جائے اور ان کی جسامت بھی برابر ہو۔ یوں شکل ب کے  $y(t_m)$  اور  $y(t_n)$  نقطوں سے شکل

<sup>68</sup> سیدھے خط کی مساوات  $y = mx + c$  ہے جہاں  $c$  وہ خط ہے جہاں  $y$  محور کو کاٹتا ہے۔ سیدھے 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 جیٹے بال مقابل آئینے کی ڈھلوان

پ تک افتنگیں 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 ہو ایک ہی طرح ہیں۔ ان کے صرف حیطے مختلف ہو سکتے ہیں۔ یہ ایک نہیت 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) کے چوٹیوں سے شکل ب تک اور یہاں سے شکل پ تک لکیریں کھینچ کر شکل پ مکمل کر دیا جاتا ہے۔

شکل 2.34 اور شکل 2.35 میں (x)  $y$  کو داخلی (یا اصل) اشارہ، (t)  $y$  کو خارجی (یا منعکس<sup>69</sup>) اشارہ جبکہ (x)  $y$  کو آئینے<sup>70</sup> تصور کریں۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ غیر-خم دار آئینے میں اشارے کی شکل جوں کی توں رہتی ہے جبکہ خم دار آئینہ شکل بگاڑ دیتا ہے۔ شکل 2.36 میں آئینے 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۔

---

image<sup>69</sup>  
mirror<sup>70</sup>

مندرجہ بالا مذکورہ کو تخلیلی جامد 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  $m$  گناہ گا جہاں  $m$  آئینہ کی ڈھلوان ہے۔

برقیات کے میدان میں برقی دباؤ  $v$  اور برقی رو  $i$  کا استعمال ہوتا ہے۔ روایتی طور پر برقی دباؤ کو  $x(t)$  جبکہ برقی رو کو  $y(t)$  تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 2.37 میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ یک سمت برقی دباؤ تقسیم یک سمت برقی رو کو مزاحمت  $R$  جبکہ یک سمت برقی رو تقسیم یک سمت 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

$$(2.21) \quad g = \left. \frac{\partial i}{\partial v} \right|_Q$$

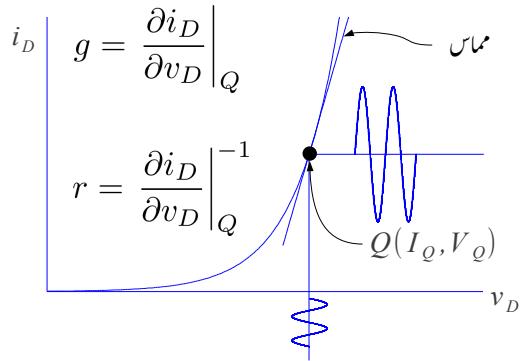
اور باریک اشاراتی مزاحمت  $r$  کے لئے یوں لکھا جائے گا۔

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

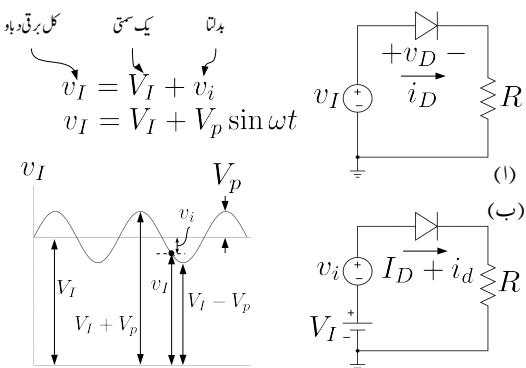
## 2.12 باریک اشاراتی تجزیہ

شکل 2.38 اف 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 جاسکتا ہے کہ اسے یک سمت برقی دباؤ  $V_I$  اور بدلتے برقی دباؤ  $v_i$  کو سلسلہ وار جوڑ کر حاصل کیا گیا ہے یعنی

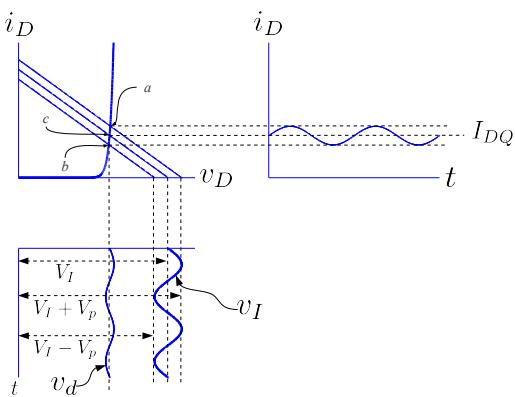
$$(2.23) \quad v_I = V_I + v_i$$



شکل 2.37: بازیک اشاراتی موصیت اور بازیک اشاراتی مراجحت



شکل 2.38: بازیک اشاره



شکل 2.39: ڈائیوڈ پر باریک اشارات

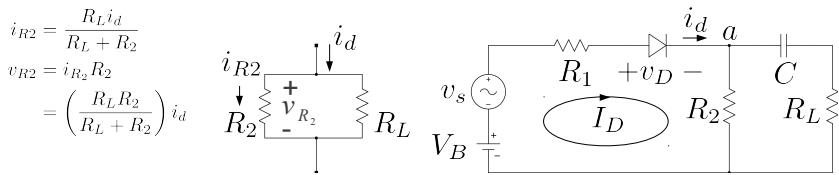
باریک اشارہ<sup>71</sup> سے مراد وہ بدلتا اشارہ ہے جس کا چیز دور میں پائے جانے والے یک سمت برقی دباؤ یا یک سمت برقی رو کی قیتوں سے نہیں کم ہو (یعنی  $V_I < < v_i$ )۔

شکل 2.31 میں تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ کا خط بوجھ پر اثر دکھایا گیا۔ اسی ترکیب کو یہاں استعمال کرتے ہوئے باریک داخلی اشارہ  $v_i$  کی موجودگی میں 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 بوجھ اور ڈائیوڈ کی مساوات کا خط گراف کیا جاتا ہے۔ یوں مختلف اوقات پر ڈائیوڈ کے مختلف نقطے نمائیں (نمائیں) حاصل کئے جاتے ہیں۔

شکل 2.39 میں  $v_I(t_1) = 0$  اور  $\omega t_0 = 90^\circ$  اور  $\omega t_0 = 270^\circ$  پر داخلی برقی دباؤ  $V_I$  پر  $\omega t_0 = 0$  اور  $v_I(t_0) = V_I - V_p$  اور  $v_I(t_2) = V_I + V_p$  استعمال کرتے خط بوجھ گراف کئے گئے ہیں۔

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

small signal<sup>71</sup>



شکل 2.40: ڈائیوڈ کے دور میں کپیسٹر کے استعمال سے بدلتارو، خطِ بوچہ پیدا ہوتا ہے

### 2.12.1 بدلتارو، خطِ بوچہ

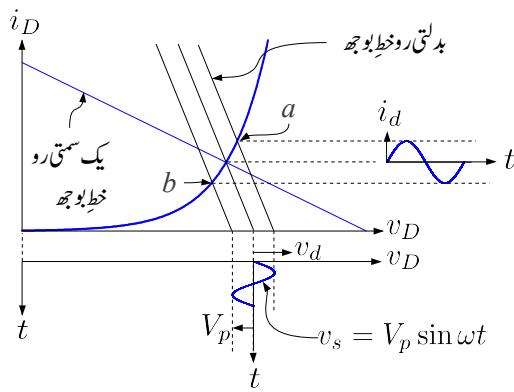
حصہ 2.10 میں یک سمت خطِ بوچہ پر گفتگو کی گئی۔ اسی کو آگے بڑھاتے ہوئے بدلتارو، خطِ بوچہ<sup>72</sup> کو یہاں پیش کیا جائے گا جس کا اگلے بابوں میں کلیدی کردار ہو گا۔ شکل 2.40 میں دکھائے ڈائیوڈ کے دور میں کپیسٹر بھی استعمال کیا گیا ہے۔ تصور کریں کہ باریک اشارہ \$v\_s\$ کے تعداد پر کپیسٹر کو قصر دور (یعنی \$0 \rightarrow |X\_C|\$) تصور کیا جا سکتا ہے۔ چونکہ کپیسٹر میں سے یک سمت برقی رو نہیں گزرتی لہذا یک سمت برقی رو \$R\_L\$ سے نہیں گزرے گی۔ کپیسٹر کو یک سمت متغیرات کے لئے کھلے دور تصور کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے یک سمت دور حاصل ہوتا ہے جس کے یک سمت خطِ بوچہ کی ڈھلوان \$\frac{1}{R\_1+R\_2}\$ ہو گی اور \$R\_L\$ کا اس میں کوئی کردار نہیں ہو گا۔

بدلتے اشارہ کے نقطے 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\$ برقی بوچہ دکھائی دیتا ہے۔ یوں بدلتے اشارہ کے خطِ بوچہ کی ڈھلوان \$\frac{1}{R\_t}\$ ہو گی جو کہ یک سمت رو خطِ بوچہ کی ڈھلوان سے مختلف ہے۔ یوں بدلتارو، خطِ بوچہ کھینچتے کرتے وقت اس کی ڈھلوان \$\frac{1}{R\_t}\$ رکھی جائے گی۔ بدلتے اشارہ کے تبدیل کے ساتھ بدلتارو، خطِ بوچہ بھی جگہ تبدیل کرتا ہے۔ یہ بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل 2.39 میں یک سمت رو خطِ بوچہ کے لئے دکھایا گیا۔ چونکہ بدلتارو رو خطِ بوچہ کی ڈھلوان ہمیں معلوم ہے لہذا اسے گراف کرنے کی خاطر ہمیں مزید صرف اس پر ایک نقطہ درکار ہے۔ اگر بدلتے اشارے کا جیٹ کم کرتے کرتے صفر کر دیا جائے تو یک سمت صورتِ حال پیدا ہوتی ہے اور ہم جانتے ہیں کہ یک سمت خطِ بوچہ نقطہ مائل سے گزرتا ہے۔ یوں صاف ظاہر ہے کہ بدلتے خطِ بوچہ بھی نقطہ مائل سے گزرتا ہے۔ شکل 2.41 میں دونوں خطِ بوچہ گراف کئے گئے ہیں۔

<sup>72</sup> AC load line



شکل 2.41: بدلتارو خط بوجھ

اس طرح پہلے یک سمت رو خط بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس سے نقطہ مائل سے گزرتا بدلتارو، خط بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس کی ڈھلوان بدلتے اشارہ کی بوجھ سے حاصل کی جاتی ہے۔ بدلتے اشارہ کے موجودگی میں بدلتارو، خط بوجھ ڈائیوڈ کے خط پر نقطہ Q کے قریب قریب رہتے ہوئے a اور b کے درمیان چال قدی کرتا ہے۔ یہاں بھی نقطہ کارکردگی پر باریک اشارات کے لئے ڈائیوڈ کے خط کو سیدھا تصور کرتے ہوئے محدود  $v_d - i_d$  بنائے جاسکتے ہیں جن سے  $v_d$  اور  $i_d$  کو پڑھا جاسکتا ہے۔

$v_d$  اور  $i_d$  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 باعین دائرے میں صرف یک سمت برقی رو  $I_D$  گزرتے گی جس سے مزاحمت  $R_2$  پر برقی دباؤ  $I_D R_2$  پیدا ہو گا۔ یہی برقی دباؤ جوڑ a پر پایا جائے گا۔  $R_L$  اور کپیسٹر C آپس میں سلسلہ وار جڑے ہیں۔ یوں ان کی برقی رکاوٹ  $R_L + \frac{1}{j\omega C}$  ہے۔ یہ برقی رکاوٹ  $R_2$  کے متوازی جڑی ہے۔  $R_L$  اور کپیسٹر مل کر برقی رکاوٹ Z پیدا کرتے ہیں جہاں

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

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

کے برابر ہے۔ کپیسٹر یک سمت برقی رو کے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا  $R_L$  میں یک سمت برقی رو کی قیمت صفر ایکپیسٹر ہو گی اور اس پر یک سمت برقی دباؤ کی قیمت بھی صفر ولٹ ہو گا۔ کپیسٹر C جوڑ a پر

پائے جانے والے یک سمت برقی دباؤ کو بروافت کرے گا اور یوں کپیسٹر پر  $V_C = I_D R_2$  برقی دباؤ پایا جائے گا۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے لکھا جاسکتا ہے۔

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

آنکیں اب شکل 2.40 میں یک سمت برقی دباؤ  $V_B$  برقرار رکھتے ہوئے  $v_s$  کو صفر سے بڑھایا جاتا ہے تا ہم  $v_s \ll V_B$  رکھا جاتا ہے۔ اب کل برقی رو  $i_D = I_D + i_d$  پیدا کریں گے۔  $I_D$  کی کہانی تبدیل نہیں ہوتی البتہ  $i_d$  پر غور درکار ہے۔  $i_d$  مزاحمت  $R_1$  اور ڈائیڈ سے گزرتے ہوئے جوڑ  $a$  پر پہنچتے ہے جہاں اسے دورانیت ملتے ہیں۔ اس مثال کی خاطر کپیسٹر کو یک سمت برقی رو کے لئے قصر دور تصور کرتے ہوئے صورت حال کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔  $i_d$  کا کچھ حصہ  $R_2$  میں گزرے کا یعنی

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

یوں  $R_2$  میں کل برقی رو کی قیمت  $I_D + i_{R2}$  ہو گی۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کو یاں دائرے میں استعمال کرتے ہوئے

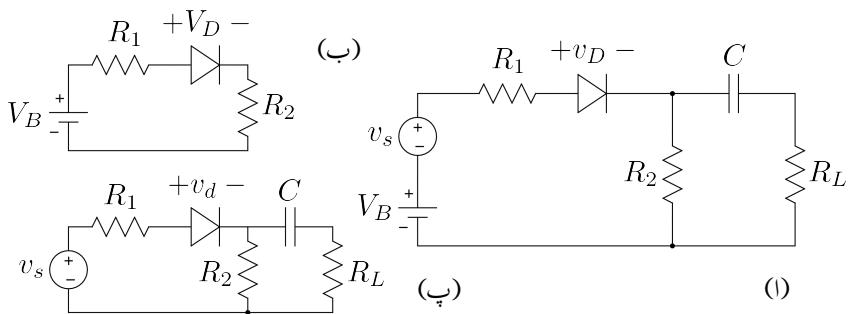
$$\begin{aligned} V_B + v_s &= i_D R_1 + v_D + (I_D + i_{R2}) R_2 \\ &= (I_D + i_d) R_1 + (V_D + v_d) + \left[ I_D + \left( \frac{R_L}{R_L + R_2} \right) i_d \right] R_2 \end{aligned}$$

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 سمت خط یو جھ کی مساوات ہے جبکہ اس کا دوسرا جزو بدلتا رو خط یو جھ کی مساوات ہے۔ شکل 2.40 کو شکل 2.42 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں اصل دور کے ساتھ ساتھ دو مزید ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل 2.42 ب میں صرف یک سمت منع  $V_B$  استعمال کرتے ہوئے اصل دور کے وہ حصے دکھائے گئے ہیں جن میں یک سمت برقی رو  $I_D$  گزرتی ہے۔ اس میں کرخوف کے قانون برائے برقی 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 بدلتا برقی رو  $i_d$  گزرتی ہے۔ اس شکل میں ڈائیڈ پر برقی دباؤ کو  $v_d$  لکھتے ہوئے اس بات کیوضاحت کی گئی ہے کہ ڈائیڈ پر بدلتے برقی دباؤ کی بات کی جا رہی ہے۔ اس دور پر کرخوف کے قانون



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

برائے برقی دباؤ سے مساوات 2.29 کا دوسرا جزو حاصل ہوتا ہے۔ بدلتا روختہ بوجھ کی مساوات میں ڈائیوڈ کا باریک اشارات مزاجت  $r_d$  استعمال کرتے ہوئے  $v_d = i_d r_d$  لکھا جاسکتا ہے اور یوں اس خط سے  $i_d$  حاصل کیا جاسکتا ہے۔

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

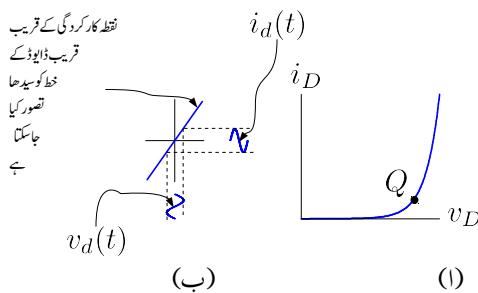
$$i_d = \frac{v_s}{R_1 + r_d + \left( \frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right)}$$

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

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

## 2.12.2 باریک اشاراتی 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 دو



شکل 2.43: ڈائیوڈ کے باریک اشارات کا حصول

نکتوں کے مابین ڈائیوڈ کا خط تقریباً ایک سیدھی لکیر کی مانند ہے۔<sup>73</sup> یاد رہے کہ مزاحمت کی برقی دباؤ بالمقابل برقی رو کا خط سیدھی لکیر ہوتا ہے۔ اگر نقطہ  $c$  پر  $v_d - i_d = v_d$  کا کارتنی محدود بنایا جائے<sup>74</sup> اور گراف کو  $a$  سے  $b$  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 جہاں

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

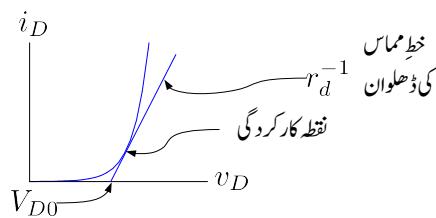
شکل 2.43 اف میں وسیع اشاراتی محدود  $(i_D - v_D)$  جبکہ شکل 2.43 ب میں باریک اشاراتی محدود  $(i_d - v_d)$  استعمال کئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ہم یہ بھی دیکھتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  کو استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی برقی دباؤ  $(v_d(t))$  پر اس کے باریک اشاراتی برقی 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  $(V_{DQ} + \Delta V_{DQ}, I_{DQ} + \Delta I_{DQ})$  کو مزاحمت  $r_d$  جبکہ نقطہ  $b$  کو  $(V_{DQ} - \Delta V_{DQ}, I_{DQ} - \Delta I_{DQ})$  کو مزاحمت  $r_d$  کی جائے گی۔ 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۔

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

<sup>74</sup> حصہ 2.11.1 میں محدودی متعلق پر بحث کی گئی



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

$r_d$  کو ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت<sup>75</sup> کہتے ہیں اور اس کی قیمت نقطہ کارکردگی پر مخصر ہے۔

### 2.12.3 خط ماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول

شکل 2.44 میں نقطہ کارکردگی پر خط ماس<sup>76</sup> دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر خط ماس 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 خط ماس سے حاصل کریں۔ نقطہ کارکردگی پر چالو ڈائیوڈ کا خط ماس حاصل کرنے کی خاطر چالو ڈائیوڈ کی مساوات کا تفرقہ<sup>77</sup> 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 resistance<sup>75</sup>  
tangent<sup>76</sup>  
differentiation<sup>77</sup>

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  $15 \text{ mA}$  کی برقی روپ پر باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔

حل: مساوات 2.35 کے تحت  $i_D = 15 \text{ mA}$  پر

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

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


---

## 2.13 طبیعت نیم موصل اشیاء

ڈائیوڈ نیم موصل<sup>78</sup> مواد سے بنائے جاتے ہیں۔ اس حصہ میں نیم موصل اشیاء کی طبیعت پر غور کیا جائے گا۔ اگرچہ برقیاتی پر زہ جات جو مینیم یا سلیکان دونوں سے بنائے جا سکتے ہیں، حقیقت میں سلیکان کی عمر وہ خوبیوں کی بدولت برقیاتی پر زہ جات زیادہ تر سلیکان سے ہی بنایا جاتا ہے۔ اسی وجہ سے اس کتاب میں صرف سلیکان پر بات کی جائے گی۔

---

<sup>78</sup> semiconductor

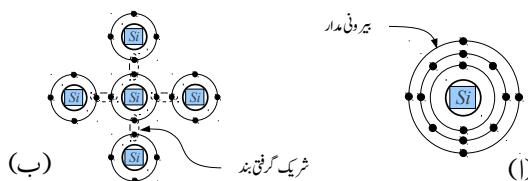
کیمیائی دوری جدول<sup>79</sup> کے چوتھے قطار یعنی چوتھے جماعت<sup>80</sup> میں کاربن C<sup>81</sup>، سیلیکان Si<sup>82</sup>، جرمینیم Ge<sup>83</sup> وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان تمام عناصر<sup>84</sup> کے ایئی نومونہ<sup>85</sup> کے بیرونی مدار<sup>86</sup> میں چار الیکٹران<sup>87</sup> پائے جاتے ہیں۔ یوں ان کی کیمیائی گرفتے<sup>88</sup> +4 یا -4 ممکن ہے۔ اس جماعت کے عناصر شریک<sup>89</sup> گرفتہ بند<sup>90</sup> بناتے ہیں۔

برقیقی پر زہ جات بنانے کی خاطر 99.9999999 فنی صد خالص سیلیکان درکار ہوتا ہے جسے عموماً نو صاف سیلیکان پکارا جاتا ہے۔ اتنی خالص سیلیکان حاصل کرنا از خود فنی مہارت کی انتہا ہے۔ خالص سیلیکان غیر موصل ہوتا ہے البتہ اس میں، نہایت باریک مقدار میں، مختلف اجزاء کی ملاوٹ<sup>90</sup> سے اس کے موصليت<sup>91</sup> کو تبدیل کر کے اسے موصل بنایا جا سکتا ہے۔ اسی لئے سیلیکان کو نیم موصل<sup>92</sup> پکارا جاتا ہے۔ وزن کے لحاظ سے زمین کے بیرونی ہوس سطح کا 28% سیلیکان پر مشتمل ہے۔ عام رہیت سیلیکان اور آسیجن کا مرکب  $\text{SiO}_2$  ہے۔

سیلیکان کا انتہی عدد<sup>93</sup> یا جوہری عدد 14 ہے۔ یوں اس کے بیرونی مدار میں چار الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ اس کے بیرونی مدار میں آٹھ الیکٹران پورا کرنے کی خاطر یہ چار قربی سیلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرفتہ بند بنا کر سیلیکان کا قلم<sup>94</sup> بناتا ہے۔ شکل 2.45 میں اس کی سادہ صورت دکھائی گئی ہے۔ حتیٰ صفر حرارت 0 K پر موجود سیلیکان کے قلم میں تمام شریک گرفتہ 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 گرفتہ بند مقطوع ہونا شروع ہو جاتے ہیں۔

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

periodic table <sup>79</sup>
group <sup>80</sup>
carbon <sup>81</sup>
silicon <sup>82</sup>
germanium <sup>83</sup>
elements <sup>84</sup>
atomic model <sup>85</sup>
shell <sup>86</sup>
electrons <sup>87</sup>
valency <sup>88</sup>
covalent bond <sup>89</sup>
doping <sup>90</sup>
conductance <sup>91</sup>
semiconductor <sup>92</sup>
atomic number <sup>93</sup>
crystal <sup>94</sup>



شکل 2.45: سیلیکان ایٹم اور سیلیکان قلم میں شریک گرفتی بند

شریک گرفتی بند کی قید سے آزاد ہوا الیکٹران جواب سیلیکان میں آزادی سے حرکت کر سکتا ہو کو آزاد الیکٹران<sup>95</sup> یا متحرک الیکٹران<sup>96</sup> کہتے ہیں۔ اسی طرح شریک گرفتی بند ٹوٹنے کی وجہ سے الیکٹران کے اخراج سے اس مقام پر غالباً خلاء رہ جاتا ہے اور یہاں موجود سیلیکان کا ایٹم ثابت بار اختیار کر لیتا ہے۔ ثبت ایٹم قریب موجود شریک گرفتی بندوں سے الیکٹران کھینچنے کی کوشش کرتا ہے اور کبھی بھار ابیا 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 ثبت ایٹم کا مقام ایک ساتھ حرکت کرتے ہیں گویا کہ خلاء از خود ثبت بار ہو۔ یوں سیلیکان میں آزادی سے حرکت کرتے ثبت خلاء کو آزاد خوار<sup>97</sup> یا متحرک خوار<sup>98</sup> کہتے ہیں۔ آزاد خول بالکل آزاد الیکٹران کی طرح سیلیکان کی موصیت میں کردار ادا کرتا ہے۔ آزاد خول کا بار الیکٹران کے بار کے برابر مگر ثبت ہوتا ہے۔

حرارت سے شریک گرفتی بند ٹوٹنے کی وجہ سے پیدا آزاد الیکٹران (منقی بار) کو حرارت الیکٹران<sup>99</sup> جبکہ اس سے پیدا آزاد خوار (ثبت بار) کو حرارت خوار<sup>100</sup> بھی کہتے ہیں۔ چونکہ ایک شریک گرفتی 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 الیکٹران<sup>101</sup> اور اقلیتی خوار<sup>102</sup> بھی کہتے ہیں۔ حرارت سے آزاد الیکٹران اور آزاد

---

free electron<sup>95</sup>  
mobile electron<sup>96</sup>  
free hole<sup>97</sup>  
mobile hole<sup>98</sup>  
thermal electron<sup>99</sup>  
thermal hole<sup>100</sup>  
minority electrons<sup>101</sup>  
minority hole<sup>102</sup>

خول کے پیدائش کے عمل کو حرارتی پیدائش<sup>103</sup> کہتے ہیں۔ حرارتی پیدائش کو شرح<sup>104</sup> کا انحصار درجہ حرارت پر ہے۔

آزاد الکٹران اور آزاد خول سیلیکان میں بلا ترتیب حرکت کرتے ہیں اور ایسا کرتے ہوئے کبھی بھمار آپس میں دوبارہ جڑ جاتے ہیں۔ ان کے جڑنے سے ایک آزاد الکٹران اور ایک آزاد خول کا وجود ختم ہو جاتا ہے۔ اس عمل کو دوبارہ جڑنا<sup>105</sup> جبکہ اس کی شرح کو دوبارہ جڑنے کو شرح<sup>106</sup> 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 طبیعتیات سے معلوم ہوتا ہے کہ حرارتی پیدائش سے پیدا آزاد الکٹران کی تعدادی کثافت<sup>107</sup>  $n$  یا آزاد خول کی تعدادی کثافت  $p$  کو مندرجہ ذیل مساوات سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔

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

جہاں

$n_i$  حرارتی الکٹران کی تعداد فی مربع سنتی میٹر ہے۔

$p_i$  حرارتی خول کی تعداد فی مربع سنتی میٹر ہے۔

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

$T$  حتیٰ حرارت ہے۔ اس کی اکائی کیلوں K ہے۔

$k$  بولٹزمن کا مستقل  $8.62 \times 10^{-5}$  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 الکٹران اور حرارتی خول کی تعدادی کثافتیں برابر ہوتی ہیں۔ یعنی

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

thermal generation<sup>103</sup>

thermal generation rate<sup>104</sup>

recombination<sup>105</sup>

recombination rate<sup>106</sup>

number density<sup>107</sup>

## 2.14 منقی قسم کا نیم موصل

کہیائی دوری جدول کے پانچوں بجاعت میں نائٹروجن N، فاسفورس P وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان عناصر کے ایٹموں کے بیرونی مدار میں پانچ الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ نائٹروجن کو مثال بناتے دیکھتے ہیں کہ سیلیکان کے قلم میں ان عناصر کی، نہایت باریک مقدار میں، موجودگی کے کیا اثرات مرتب ہوتے ہیں۔

سیلیکان کے قلم میں سیلیکان کے ایٹم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سیلیکان کے قلم میں شامل کئے جانے والے ملاوٹی نائٹروجن کے ایٹموں کی تعداد نہایت کم ہوتی ہے اور یوں نائٹروجن کے ایٹموں کی موجودگی کا قلم میں ایٹموں کے ترتیب پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹی نائٹروجن کے ایٹم قلم میں جگہ جگہ سیلیکان ایٹم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔ شکل 2.46 میں نائٹروجن کے ایٹم کو سیلیکان کے قلم میں بنتے دکھایا گیا ہے۔ نائٹروجن ایٹم کے بیرونی مدار میں موجود پانچ الیکٹرانوں میں سے چار الیکٹران قلم میں قریب چار سیلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرفق بند بناتے ہیں جبکہ پانچواں الیکٹران فالتو رہ جاتا ہے۔ اس فالتو الیکٹران کا نائٹروجن ایٹم کے ساتھ کمرور بند ہوتا ہے جسے الیکٹران کی حرارتی توانائی جلد منقطع کر کے الیکٹران کو آزاد کر دیتی ہے۔ اس طرح آزاد الیکٹران قلم میں مکمل آزادی کے ساتھ حرکت کر سکتے ہیں جس سے قلم موصل ہو جاتا ہے۔ قلم میں نائٹروجن ایٹموں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا جاتا ہے۔ شکل 2.46 میں ایک آزاد الیکٹران<sup>109</sup> کو سیلیکان ایٹموں کے مابین دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر شامل کئے گئے ملاوٹی نائٹروجن ایٹموں کی تعدادی کشافت  $N_D$  ایٹم فی مربع سنتی میٹر ہو تو اس سے پیدا آزاد الیکٹرانوں کی کشافت  $n_{n0}$  تقریباً اتنی ہی ہو گی یعنی

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

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

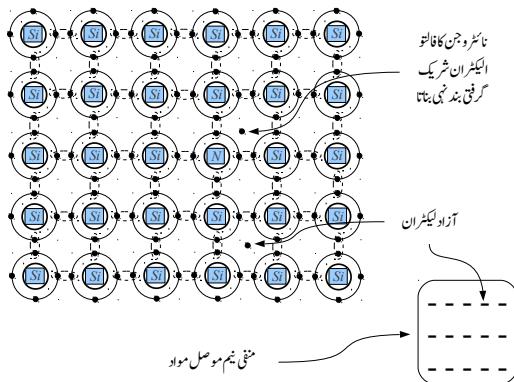
$$(2.41) \quad n_{n0} p_{n0} = n_i^2$$

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

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

---

bond<sup>108</sup>  
free electron<sup>109</sup>



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

ہو گی۔ منفی نیم موصل میں اکٹینیٹیکیٹر انوف<sup>110</sup> کی کثافت شامل کرنے جانے والے ملاوٹی ایٹموں کی تعداد پر محضر ہے جبکہ اس میں اکلیتی نول<sup>111</sup> کی کثافت درج حرارت پر محضر ہے۔ منفی نیم موصل میں آزاد ایکیٹر ان کی تعداد آزاد خول کی تعداد سے کئی درجہ زیادہ ہو گی۔

اس مثال میں نائزروجن کی شمولیت سے سیلیکان میں متحرک آزاد ایکیٹر ان یعنی متحرک منفی بار<sup>112</sup> نے موصلیت پیدا کی۔ ایسے سیلیکان کو منفی قسم کا نیم موصل یا منفی نیم موصل<sup>113</sup> کہتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل تیار کرنے کی خاطر سیلیکان میں کیمیائی دوری جدول کے پانچویں ہجاعت کے عناصر بطور ملاوٹے شامل کرنے جاتے ہیں۔ کسی بھی مکمل ایٹم میں پروٹون اور ایکیٹر ان کی تعداد برابر ہوتی ہے۔ یوں ایٹم کا کل بد صفر ہوتا ہے۔ سیلیکان میں نائزروجن بطور ملاوٹ شامل کرنے سے اس کا کل بد صفر ہی رہتا ہے۔ نائزروجن ایٹم کے فالتو ایکیٹر ان کی جدائی کے بعد نائزروجن ایٹم ثابت بار رکھتا ہے۔ یوں اگرچہ قلم کا کل بار بھی صفر ہی ہے لیکن جس مقام پر نائزروجن کا ثابت ایٹم موجود ہو اس مقام پر کل بار ثابت ہو گا اور جس مقام پر آزاد ایکیٹر ان موجود ہو وہاں کل بار منفی ہو گا۔

قلم میں تمام ایٹم اپنی جگہ جگہ رہتے ہیں۔ یہ اپنی اپنی جگہ جھوول 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 نائزروجن ایٹم

majority electrons<sup>110</sup>

minority holes<sup>111</sup>

mobile negative charge<sup>112</sup>

n-type semiconductor<sup>113</sup>

پائے جاتے ہیں۔ یوں منفی قسم کے نیم موصل قلم میں مثبت بار ساکن رہتے ہیں جبکہ اس میں منفی بار (آزاد الکیٹران) حرکت پذیر ہوتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل مواد میں برقی روکا بہاؤ آزاد الکیٹران کے طرح حرکت سے ہوتا ہے۔ آزاد الکیٹران نیم موصل مواد کے وجود میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ائم یا مالکیوں حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد الکیٹران کو کبھی کبھار الکیٹران لگیہ<sup>114</sup> بھی کہا جاتا ہے۔

ان دو اقسام کے باروں کا تذکرہ کرتے عموماً ساکن بار<sup>115</sup> اور متکہ بار<sup>116</sup> کی بات کی جاتی ہے۔ یوں منفی قسم کے نیم موصل مادے میں موصلیت صرف متکہ 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 الکیٹران کے وجود کو اجاگر کرتا ہے ناکہ کلہ برقی بار کو۔ سلیکان میں بیرونی مادہ مثلاً ناٹروجن کے شمولیت سے پیدا آزاد الکیٹران کو الکھنچتے الکیٹران<sup>117</sup> بھی کہتے ہیں۔

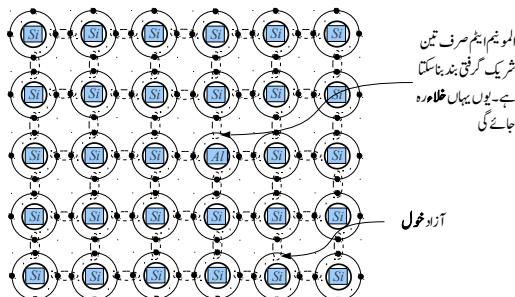
## 2.15 مثبت قسم کا نیم موصل

کیمیائی دوری جدول کے تیسرے جماعت میں بوران B، المونیم Al وغیرہ پائے جاتے ہیں جن کے بیرونی مدار میں صرف تین الکیٹران 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 ائم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں بطور ملاوٹ شامل کئے جانے والے المونیم ایٹھوں کی تعداد نہیات کم ہونے کی بنا پر یہ قلم میں ایٹھوں کے ترتیب پر اثر انداز نہیں ہوتے۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹ المونیم کے ائم قلم میں جگہ جگہ سلیکان ائم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔

شکل 2.47 میں المونیم کے ائم کو سلیکان کے قلم میں بنتے دکھایا گیا ہے۔ قلم میں بنتے المونیم ائم کے بیرونی مدار میں موجود تین الکیٹران قلم میں قریب تر تین سلیکان ایٹھوں کے ساتھ شریک گرفتی بند بناتے ہیں۔ المونیم ائم کے بیرونی مدار میں چوتھے الکیٹران کی عدم موجودگی کی بنا پر قریب چوتھے سلیکان ائم کے ساتھ شریک گرفتی بند بنانا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں اس بند کی جگہ خلاء رہ جاتی ہے۔

---

electron gas<sup>114</sup>  
immobile charges<sup>115</sup>  
mobile charges<sup>116</sup>  
majority electrons<sup>117</sup>



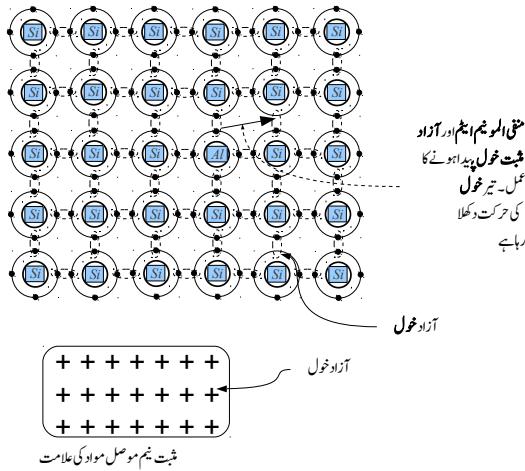
شکل 2.47: المونیم ایٹم قلم میں سیلیکان ایٹم کی جگہ لیتا ہے

شکل 2.48 کو دیکھتے ہوئے آگے پڑھیں۔ حرارتی توانائی سے عین ممکن ہوتا ہے کہ اس خلاء کے قریب کوئی شریک گرفتی بند مقطوع ہو جائے اور وہاں سے الکٹران خارج ہو جائے۔ خارج شدہ الکٹران بھیختا بھیختا المونیم کے قریب خلاء کو پُر کر کے یہاں شریک گرفتی بند کو جنم دیتا ہے۔ ایسا ہونے سے المونیم ایٹم منفی بار اختیار کر لیتا ہے جبکہ جہاں سے الکٹران خارج ہوا ہواں مقام پر ثبت آزاد خول<sup>118</sup> 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 مقطوع کر کے یہاں سے الکٹران خارج کرتے ہوئے خول ب پیدا کرے گا اور خارج الکٹران خول الف تک پہنچ کر اسے پُر کر کے یہاں خول کے وجود کو ختم کر دے گا۔ اسی طرح خول پ پیدا ہونے سے خول ب پُر ہو گا وغیرہ وغیرہ۔ یوں آزاد خول مسلسل جگہ تبدیل کرے گا جبکہ منفی المونیم ایٹم ساکن رہتا ہے۔ مسلسل حرکت پذیر ثبت خول (آزاد خول) کی بدولت قلم کی موصلیت وجود میں آتی ہے جبکہ ساکن منفی بار (المونیم ایٹم) کا قلم کی موصلیت میں کوئی کردار نہیں۔ یوں ثبت نیم موصل مواد میں برتنی رو کا 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 سے ثبت قلم کی نیم موصل مواد یا مثبت نیم موصل<sup>119</sup> 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 کل برتنی پار 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 ایٹم کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھتا جاتا ہے۔ آزاد خول نیم موصل مواد کے وجود

free hole<sup>118</sup>  
p-type semiconductor<sup>119</sup>



نکل 2.48: آزاد خول کی حرکت اور ثابت نیم موصل مواد ظاہر کرنے کی عالمت

میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈب میں گیس کے ایٹم یا مالکیوں حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد خول کو کبھی کبھار خول<sup>120</sup> لگایہ گئی ہے۔ سیکان میں بیرونی مواد مثلاً Al کے شمولیت سے پیدا آزاد خول کو انحرافی خول<sup>121</sup> بھی کہتے ہیں۔ ثابت نیم موصل سیکان بناتے وقت اگر اس میں شامل کئے جانے والے مالوٹی ایٹموں کی کثافت  $N_A$  ایٹم فی مرلیں سینٹی میٹر<sup>2</sup> ہو تو اس میں حرارتی آزاد خول کو نظر انداز کرتے ہوئے اکثریتی آزاد خول کی کثافت  $p_{n0}$  کبھی تقریباً اتنی ہو گی یعنی

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

جبکہ حرارتی متوازن صورت میں اس میں آزاد ایکٹرانوں 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۔ ثابت نیم موصل میں اکثریتی خول<sup>122</sup> کی کثافت شامل کئے جانے والے مالوٹی ایٹموں کی تعداد پر منحصر ہے جبکہ اس میں اقلیتی ایکٹرانوں<sup>123</sup> کی کثافت درجہ حرارت پر منحصر ہے۔

---

hole gas <sup>120</sup>
majority holes <sup>121</sup>
majority holes <sup>122</sup>
minority electrons <sup>123</sup>

## 2.16 مال برداری

آزاد الکٹران اور آزاد خول نفوذ<sup>124</sup> اور بہاوا<sup>125</sup> کے ذریعہ سلیکان میں حرکت کر کے ایک مقام سے دوسرے مقام منتقل ہو سکتے ہیں۔ کائنات میں قدرتی مال برداری<sup>126</sup> ان دو خود کار طریقوں سے ہوتی ہے۔ پانی میں سیاہی کا پھیلاو اور دریا میں پانی کا بہاوا نہیں کی بدولت ہے۔

### 2.16.1 نفوذ

نفوذ سے مراد الکٹران اور خول کی وہ بلا ترتیب حرکت ہے جو حرارتی توانائی کی وجہ سے پیدا ہوتی ہے۔ سلیکان میں آزاد الکٹران (آزاد خول) کی یکسان تعدادی کثافت کی صورت میں آزاد الکٹران (آزاد خول) کے نفوذ سے برقی رو پیدا نہیں ہوتی البتہ اگر کسی طرح آزاد الکٹران (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 الکٹرانوں (خولوں) کا بہاوا ہو گا جس سے برقی رو پیدا ہو گی۔ ایسے برقی رو کو نفوذی برقی رو<sup>127</sup> 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 الکٹرانوں کی تعداد تبدیل ہوتے دکھائی گئی ہے۔ اسی شکل میں اس کا گراف بھی دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں آزاد الکٹران 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 مثبت نیم موصل سلاخ دکھائی گئی ہے جس کا رقبہ عمودی تراش A ہے۔ شکل میں نقطہ الف پر آزاد خولوں کی تعدادی کثافت (p) جبکہ اس کے قریب  $\Delta x$  فاصلہ پر نقطہ ب پر تعدادی کثافت  $p + \Delta p$  ہے۔ ان دو نقطوں پر سلاخ کے چھوٹی سی لمبائی  $x$  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

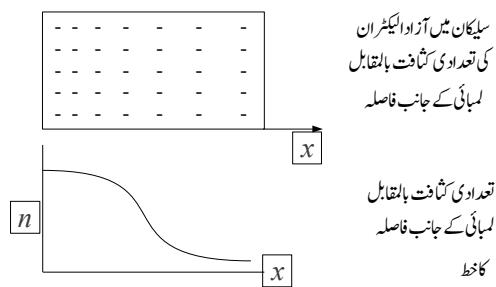
$$\frac{pA\Delta x}{2} - \frac{(p + \Delta p)A\Delta x}{2} = -\frac{\Delta pA\Delta x}{2}$$

diffusion<sup>124</sup>

drift<sup>125</sup>

transportation<sup>126</sup>

diffusion current<sup>127</sup>



شکل 2.49: تعدادی کثافت میں ناموادی 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 جاسکتا ہے۔

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

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

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

اس بر قی رو کی کثافت  $J_p$  کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(2.45) \quad J_p = \frac{I_p}{A} = -\frac{q \Delta p \Delta x}{2 \Delta t}$$

کسی بھی تفاعل  $y$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں  $\Delta y = \frac{dy}{dx} \Delta x$  یوں موجودہ صورت میں لکھا جاسکتا ہے۔

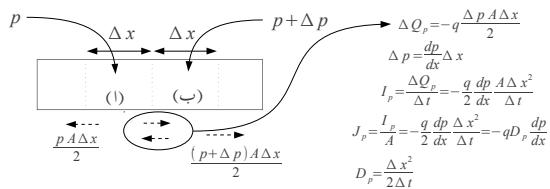
$$(2.46) \quad \Delta p = \frac{dp}{dx} \Delta x$$

ان دو مساواتوں سے حاصل ہوتا ہے

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

اس مساوات میں

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



شکل 2.50: آزاد خول سے حاصل نفوذی برقی رو

لکھ کر حاصل ہوتا ہے

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

یہ مساوات نفوذی برقی رو کی کثافت یا کٹافٹ نفوذی رو<sup>128</sup> کو بیان کرتا ہے۔<sup>129</sup> جہاں

$J_p$  آزاد خولوں سے پیدا نفوذی برقی رو کی کثافت<sup>130</sup> ہے۔

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

$D_p$  خول کے نفوذ کا مستقل<sup>131</sup> ہے۔ سیکان میں  $D_p = 12 \text{ cm}^2/\text{s}$  کے برابر ہوتا ہے۔

$p$  آزاد خول کی تعدادی کثافت ہے۔

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

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

اس مساوات میں منفی کی علامت استعمال نہ کرنے سے ہی برقی رو کی صحیح سمت حاصل ہوتی ہے۔  $D_n$  آزاد الکٹران کے نفوذ کا مستقل<sup>132</sup> ہے جس کی قیمت سیکان کے لئے  $34 \text{ cm}^2/\text{s}$  ہے۔

diffusion current density<sup>128</sup>  
<sup>129</sup>نفوڈ کے زیریں بارداری کے اس قیمی کو اضافہ فتن FickAdolf نے دریافت کیا  
 diffusion current density<sup>130</sup>  
 hole's diffusion constant<sup>131</sup>  
 electron's diffusion constant<sup>132</sup>

## 2.16.2 بہاو

آزاد الیکٹران اور آزاد خول کے حرکت کرنے کا دوسرا ذریعہ بہاؤ<sup>133</sup> ہے۔ بہاؤ سے پیدا بر قی رو کو بہاؤ بر قی رو<sup>134</sup> کہتے ہیں۔

اگر سلیکان کے ایک سلاخ، جس کی لمبائی  $L$  ہو، کے دوسروں کے مابین بر قی دباؤ  $V$  مہیا کی جائے تو اس سلاخ میں بر قی!<sup>135</sup> اندھتے  $E$  پیدا ہو گی جہاں

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

کے برابر ہے۔ بر قی دباؤ کی شدت آزاد الیکٹران اور آزاد خول کو اسراع دے گا۔ آزاد خول کا رفتار بر قی شدت کی سمت میں جبکہ آزاد الیکٹران کا رفتار اس کے اُنٹ سمت میں بڑھے گا۔ بر قی شدت سے پیدا باروں کے رفتار کو رفتار بہاؤ<sup>136</sup> کہتے ہیں۔ آگے صرف آزاد الیکٹران پر گنتگو کرتے ہیں اگرچہ یہ سب کچھ آزاد خول کے لئے بھی درست ہے۔ اس گنتگو میں آزاد الیکٹران کو صرف الیکٹران کہیں گے۔

الیکٹران کی رفتار کے دو اجزاء ہیں۔ ایک جزو حرارتی رفتار ہے جبکہ دوسرا جزو بہاؤ کی رفتار یا رفتار بہاؤ ہے۔ اگر سلیکان کے سلاخ میں ہر مقام پر حرارت یکساں ہو تب اس سلاخ میں بر قی رفتار کی اوسط قیمت ہر مقام پر برابر ہو گی۔ حرارتی رفتار بلا ترتیب ہے اور یوں سختی حرارتی رفتار کی اوسط قیمت صفر ہوتی ہے۔ لہذا اس صورت میں سختی حرارتی رفتار کا سلیکان میں بر قی رو پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اس کے بر عکس الیکٹران کی سختی رفتار بہاؤ<sup>137</sup> بر قی شدت کے اُنٹ سمت میں ہوتی ہے اور اس کی اوسط قیمت بر قی شدت پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں بر قی شدت کے موجودگی میں سلیکان میں بر قی رو سختی رفتار بہاؤ کے وجہ سے ہوتی ہے۔ سختی رفتار بہاؤ پر اب گنتگو کرتے ہیں۔

بر قی شدت کی وجہ سے حرکت کرتے بار و قاتاً نو قاتاً ساکن ایٹمیوں کے ساتھ ٹکرایا کر اپنی توانائی ضائع کر دیتے ہیں اور ان کی لحاظہ سختی رفتار بہاؤ<sup>138</sup> صفر ہو جاتی ہے۔ ٹکرائے کے بعد یہ ایک مرتبہ پھر بر قی شدت کی وجہ سے رفتار کپڑتے ہیں۔ یوں ٹکرائے کی وجہ سے الیکٹران کی رفتار لگاتار نہیں بڑھتی بلکہ یہ کسی اوسط رفتار سے سلیکان میں بر قی شدت کے اُنٹ سمت حرکت کرتے ہیں۔ اس اوسط سختی رفتار کو اوسط سختی رفتار بہاؤ یا صرف سختی رفتار بہاؤ کہتے ہیں۔

drift<sup>133</sup>drift current<sup>134</sup>electric field intensity<sup>135</sup>drift speed<sup>136</sup>drift velocity<sup>137</sup>instantaneous drift velocity<sup>138</sup>

سیلیکان کے قلم میں برقی شدت  $E$  کے موجودگی میں الکٹران پر قوت  $F = -qE$  عمل کرے گا۔ اس قوت کی وجہ سے الکٹران اسراع  $a$  پڑے گا جسے نیوٹن<sup>139</sup> کے مساوات  $F = m_n a$  سے حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

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

اگر الکٹران کے تکڑانے کا اوسط وقفہ  $t_n$  ہو تو اتنے وقت میں ساکن حال سے چلا الکٹران رفتاد  $v_{t_n}$  اختیار کرے گا جہاں

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

دورانیہ  $t_n$  میں یوں الکٹران کا اوسط رفتاد اس کے آدھا ہو گا یعنی

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

اس مساوات میں  $\mu_n = \frac{qt_n}{2m_n}$  لکھنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے

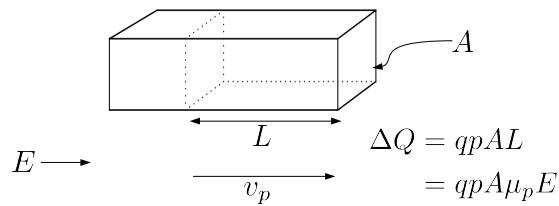
$$(2.51) \quad v_n = -\mu_n E$$

جہاں  $\mu_n$  کو الکٹران کی حرکت پذیری<sup>140</sup> کہتے ہیں۔ اگر سمیٰ رفتاد بہاو کو cm/s اور برقی شدت کو V/cm میں ناپا جائے تو سیلیکان میں الکٹران کی حرکت پذیری  $\mu_n$  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  $\mu_p$  کی قیمت  $480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  کے لگ بھگ ہے۔ سیلیکان کے سطح پر حرکت پذیری کی قیمت گہرائی پر حرکت پذیری کے قیمت سے دس گناہک کم ہو سکتی ہے۔ یہاں گہرائی پر الکٹران کی حرکت پذیری اور گہرائی پر خالکی کی حرکت پذیری کی بات کی گئی۔ شکل 2.51 میں ثابت نہیں موصل سیلیکان کا سلاخ دکھایا گیا ہے جس میں آزاد خول کی تعدادی کثافت  $p$  فی مربع سینٹی میٹر ہے۔ اگر اس سلاخ میں برقی شدت  $E$  ہو تو اس میں آزاد خول کی سمیٰ رفتاد بہاو  $v_p$  اسی سمت میں ہو گی۔ یوں ایک سینٹی میٹر میں آزاد خول اس سلاخ میں  $v_p$  سینٹی میٹر کا فاصلہ طے کریں گے۔ سلاخ کے لمبائی  $L$  کا جم  $A \times L$  ہے اور اتنے جم میں

Newton' law<sup>139</sup>  
electron mobility<sup>140</sup>



شکل 2.51: برقی شدت سے برقی روکا پیدا ہونا

آزاد خول ہوں گے۔ یوں اتنے حجم میں کل آزاد بار  $\Delta Q = qpAL$  ہو گا۔ اگر  $v_p$  سنٹی میٹر لمبائی کی بات کریں تو اتنے سلانخ میں موجود آزاد خول کا بار  $\Delta Q = qpAv_p$  ہو گا۔ سلانخ کے دوین جانب سطح  $A$  سے یوں ہر سینٹی  $qpAv_p$  بار گزرنے گا اور یوں اس سلانخ میں برقی روکا  $I_p$  کی قیمت  $qpAv_p$  ہو گی۔ اس برقی روکی کثافت  $J_p$

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

ہو گا۔

بالکل اسی طرح آزاد الیکٹران کے لئے بھی مساوات لکھی جاسکتی ہے۔ آزاد الیکٹران کے بار کو  $(-q)$  لکھتے ہوئے چونکہ اس کے لئے  $v_n = \mu_n E$  ہے لہذا آزاد الیکٹران کے لئے اس مساوات کو یوں لکھا 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 الیکٹران اور آزاد خول کے موجودگی میں برقی روکوں باروں کی وجہ سے پیدا ہو گی اور یوں اس صورت میں ہم لکھ سکتے ہیں۔

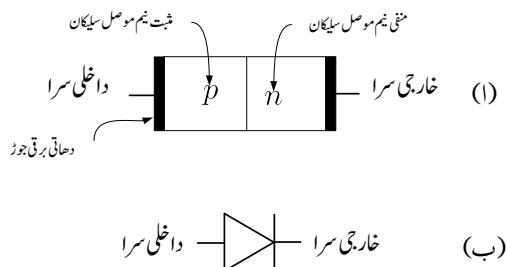
$$(2.55) \quad J_\sigma = qn\mu_n E + qp\mu_p E = q(n\mu_n + p\mu_p)E$$

اس مساوات میں

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

لکھنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

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



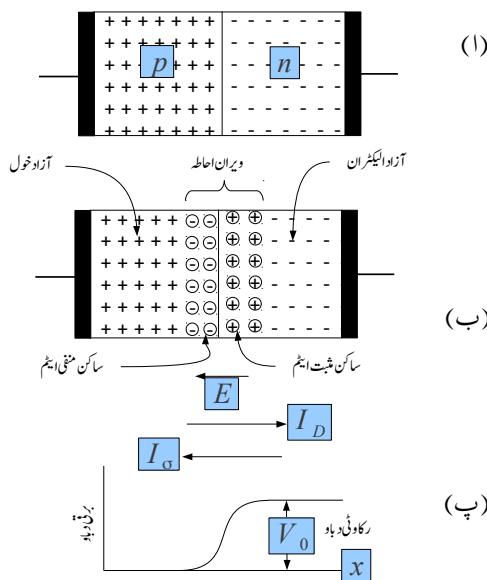
شکل 2.52: ڈائیوڈ کی بناؤ اور اس کی علامت

یہ مساوات برقی شدت کی بدولت بہاو سے پیدا برقی رو کی مساوات ہے جس میں ۵ سیکان کے موصلیت کا مستقر<sup>141</sup> ہے۔ مساوات  $2.57 \text{ در حقیقت قانونی اورم }^{142}$  ہے۔

## 2.17 ثابت اور منفی اقسام کے نیم موصل مواد کا ملاب

ثبت نیم موصل اور منفی نیم موصل مواد کے ماب پ سے ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے۔ شکل 2.52 میں اس کی بناؤ اور علامت دکھائی گئی ہے۔ حقیقت میں ڈائیوڈ تیار کرتے وقت سیکان کی ایک ہی پتری پر منفی اور ثابت قسم کے نیم موصل احاطے ملا کر بنائے جاتے ہیں۔ تصویر کریں کہ ثابت نیم موصل اور منفی نیم موصل سیکان کو جوڑا جاتا ہے۔ اس وقت کا صورت حال شکل 2.53-۱ میں دکھایا گیا ہے۔ لفڑ کی وجہ سے ثابت 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 ثابت نیم موصل حصے کی جانب حرکت کریں گے۔ ثابت 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 ثابت ایٹم نمودار یا بے پرده ہوں گے۔ ثابت 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

conductivity<sup>141</sup>  
Ohm's law<sup>142</sup>



شکل 2.53: رکاوٹی برقی دباؤ

آزاد الکٹرونوں سے مل کر ختم ہو جائیں گے جبکہ بقیا اس حصے میں بطور اقلیتی بار اس وقت تک بیسیں 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 دائیے میں بند دکھایا گیا ہے۔ آزاد الکٹرونوں اور آزاد خولوں کے اس حرکت سے پیدا نفوذی برقی رو کو  $I_D$  لکھتے ہیں جہاں نیچ کر کے نفوذ کے مستقل  $D$  لکھنے سے اس برقی رو کی بطور نفوذی برقی رو پہچان کی گئی ہے۔ نیم موصل سیلیکان از خود بے بار<sup>143</sup> ہوتا ہے۔ شکل ب کے دونوں جانب بے بار نیم موصل سیلیکان ہے جبکہ ان کے درمیانی سرحد پر بار بردار ساکن ایٹم نمودار ہو چکے ہیں۔ اس درمیانے خطے کو ویران خط<sup>144</sup> کہتے ہیں۔ یوں سرحد کے دوسرے جانب ثبت ایٹم جبکہ اس کے باقیں جانب منفی ایٹم موجود ہیں۔ آپ جانتے ہیں کہ ایک جانب ثبت بار اور دوسرے جانب منفی بار کا وجود برقرار شدتے<sup>145</sup>  $E$  پیدا کرتا ہے اور ان کے مابین برقی دباؤ<sup>146</sup>  $V_0$  پایا جائے گا۔

<sup>143</sup> neutral  
<sup>144</sup> depletion region  
<sup>145</sup> electric field intensity  
<sup>146</sup> voltage

اگر منفی نیم موصل حصے سے حرارتی توانائی کی بدولت حرکت کرتا آزاد خول<sup>147</sup> 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 کرے 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 ہباؤ کا عمل ہے۔ اس عمل سے پیدا برقی رو  $I_S$  کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ اس خطے میں کسی قسم کا آزاد بار زیادہ دیر نہیں ٹھر سکتا اس لئے اسے ویران خطے<sup>148</sup> کہتے ہیں۔

برقی رو  $I_S$  کی مقدار کا دارو مدار حرارتی توانائی سے حرکت کرتے ان آزاد الکٹرانوں اور آزاد خلوں پر ہے جو ویران خطے میں بھکت جائیں۔ اس کے بر عکس برقی رو  $I_D$  کی مقدار دونوں نیم موصل خطوں میں شامل کئے گئے ملاوٹی ایٹھوں 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 لمحہ<sup>149</sup> 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 بڑھے گی جبکہ  $I_S$  کی مقدار بڑھے<sup>150</sup> 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۔

متوازن صورت حال کے حصول کے بعد اگر کسی وجہ سے  $I_D$  کی قیمت بڑھ جائے تو اس سے مزید بار بردار ایٹھ نمودار ہوں گے جس سے  $E$  اور  $V_0$  کی قیمت میں اضافہ ہو گا جس سے  $I_D$  کے اضافے کی روک تھام ہو گی اور ایک مرتبہ دوبارہ متوازن صورت حال پیدا ہو گا۔ اس کے بر عکس اگر کسی وجہ سے  $I_D$  کی قیمت میں کمی آئے تو چونکہ  $I_S$  مسلسل چالو<sup>151</sup> رہتا ہے لہذا بار بردار ایٹھوں کی تعداد میں کمی آئے گی جس سے  $E$  اور  $V_0$

<sup>147</sup> یاد رہے کہ نیم موصل سیلیکان میں حرارتی توانائی کی بدولت جرودقت حرارتی پار پیدا ہوتے رہتے ہیں۔

<sup>148</sup> depletion region

<sup>149</sup> اسی وجہ اس خطے پیدا نہیں ہوا ہوتا لہذا  $I_S$  صفر ہوتا ہے

<sup>150</sup>  $I_S$  کی قیمت حرارتی توانائی سے حرکت کرتے آزاد باروں کے ویران خطے میں بھکنے پر مخصوص ہے۔ ویران خطے کے حدود بڑھنے سے ایسا ہونے کے امکانات بڑھ جاتے ہیں۔

<sup>151</sup> عام حالت میں ویران خطے کے حدود نہیں کم تبدیل ہوتے ہیں لہذا  $I_S$  کی قیمت کو غیر تغیر پذیر لفظی تصور کیا جاتا ہے۔

کی قیتوں میں کمی آئے گی۔ رکاوٹی دباؤ میں کمی  $I_D$  کے گھنے 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 دباؤ<sup>152</sup> کہتے ہیں۔ سلیکان میں رکاوٹی برقی دباؤ کی عمومی قیمت  $V$   $0.6\text{ V}$  تا  $0.8\text{ V}$  رہتی ہے۔ اس کی اوسط قیمت کو عموماً  $0.7\text{ V}$  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: ہر گز نہیں۔ اگر ایسا ممکن ہوتا تو ہم ڈائیوڈ سے لگھتا روانائی حاصل کر سکتے ہوتے جو کہ قانون برائے بقاۓ روانائی کے خلاف ہے۔

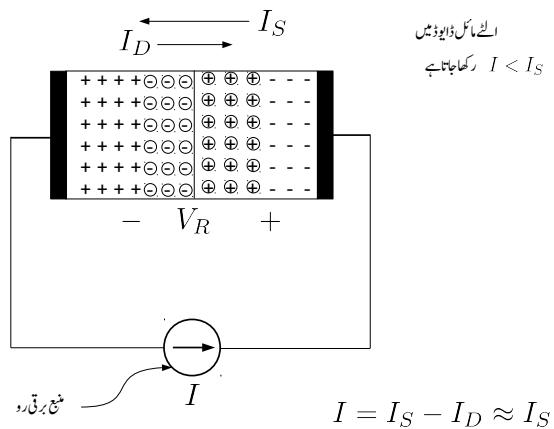
---

حقیقت میں ڈائیوڈ کے سروں پر نیم موصل اور دھاتی برقی تار کے جوڑ پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباؤ کے عین برابر اور اس کے الٹ جانب ہوتا ہے۔ اس طرح بیرونی برقی تار میں برقی رو نہیں پیدا ہوتی۔ نیم موصل اور برقی تار کے جوڑ پر پیدا برقی دباؤ ان کے آپس میں چھونے سے پیدا ہوتا ہے۔

---

مثال 2.13: رکاوٹی برقی دباؤ  $V_0$  کو ولٹ میٹر<sup>153</sup> سے کیسے ناپا جاتا ہے۔ حل: رکاوٹی برقی دباؤ کو ولٹ میٹر سے ناپنا ممکن نہیں۔ رکاوٹی برقی دباؤ ناپتے وقت جیسے ہی میٹر کی برقی تاریں ڈائیوڈ کے سروں کو چھوٹتے ہیں، ان سروں پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباؤ کے بالکل برابر اور اس کے الٹ سمت میں ہوتا ہے۔ یوں ولٹ میٹر صفر ولٹ جواب دیتا ہے۔

---



شکل 2.54: اکٹھا مائل ڈائیوڈ

## 2.18 اکٹھا مائل ڈائیوڈ

اکٹھا مائل ڈائیوڈ میں برقی رو نہیں گزرتی یعنی اکٹھا مائل ڈائیوڈ منتفع<sup>154</sup> رہتا ہے۔ اس حقیقت پر اس حصہ میں غور کیا جائے گا۔ اکٹھا مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی سمجھنا اس میں اٹھی جانب برقی رو پر غور کرنے سے زیادہ آسان ہوتا ہے۔

اکٹھا مائل ڈائیوڈ پر شکل 2.54 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں یہر ونی منبع برقی رو<sup>155</sup>، ڈائیوڈ میں اٹھی جانب برقی رو  $I$  گزارتا ہے۔ منبع برقی رو اس آلہ کو کہتے ہیں جو درکار برقی رو مہیا کر سکے۔ تصور کریں کہ  $I$  کی قیمت ڈائیوڈ کے اندر ونی بہاو سے پیدا برقی رو  $I_S$  سے کم ہے۔ عام حالات میں اکٹھا 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۔

بیرون ڈائیوڈ، برقی رو موصل تار میں الکیٹرانوں کی حرکت سے پیدا ہوتی ہے۔ برقی تار میں الکیٹران 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 الکیٹران نکل کر برقی تار میں داخل ہوتے ہیں جس سے اس خطے میں مزید ایٹم بے پرده یعنی بار بردار ہو کر ویران خطے کی لمبائی بڑھاتے ہیں۔

cut off<sup>154</sup>  
current source<sup>155</sup>

اسی طرح شکل میں ڈائیوڈ کے ہائیں جانب یعنی اس کے ثبت نیم موصل حصے میں برقی تار سے الیکٹران پہنچتے ہیں۔ آزاد خول اس سرے کے جانب حرکت کر کے ان الیکٹرانوں کے ساتھ مل کر ختم ہوتے ہیں۔ ثبت نیم موصل میں آزاد خولوں کے خاتمے کی وجہ سے یہاں بار بدار ایٹمیوں کی تعداد بڑھتی ہے اور یہاں کے ویران خلط کا رقبہ بھی بڑھتا ہے۔

ڈائیوڈ میں ویران خلط کے بڑھنے سے رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت میں  $V_R$  کا اضافہ ہوتا ہے جس سے نفوذی برقی رو  $I_D$  کی قیمت نہایت کم ہو جاتی ہے۔ یہ اضافی رکاوٹی برقی دباؤ یعنی  $V_R$  ڈائیوڈ کے سروں پر نمودار ہو جاتا ہے جسے وولٹ میٹر کی مدد سے ناپا جا سکتا ہے۔

### کرنوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

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

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

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

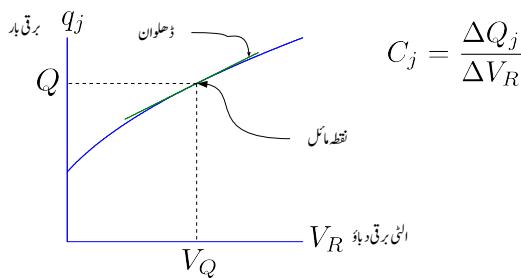
اس مساوات کے تحت ائمہ مائل ڈائیوڈ میں اٹھی جانب برقی رو کی قیمت  $I_S$  کے برابر ہوتی ہے۔ مساوات 2.4 بھی یہی کہتا ہے۔  $I_S$  کی قیمت نہایت کم ہوتی ہے اور اسے عموماً صفر تصور کیا جاتا ہے۔

یوں ڈائیوڈ کو اٹھا مائل کرنے سے اس میں اٹھی جانب لحاظی برقی رو<sup>156</sup> 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 منبع برقی دباؤ<sup>158</sup> کے ذریعہ ڈائیوڈ کو اٹھا مائل کیا جائے تو جب تک ائمہ برقی دباؤ کی قیمت ڈائیوڈ کے برداشت کی حد سے تجاوز نہ کر جائے اس وقت تک ڈائیوڈ میں اٹھی جانب صرف  $I_S$  برقی رو گزرتے گی جو کہ ایک نہایت کم مقدار ہے۔ اس لئے ائمہ مائل ڈائیوڈ کو منقطع<sup>159</sup> تصور کیا جاتا ہے۔

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

برداشت ائمہ عکالہ دورانیہ<sup>156</sup>  
reverse recovery time<sup>157</sup>  
voltage source<sup>158</sup>  
cut off<sup>159</sup>



شکل 2.55: بار بال مقابل اثابر قی دباؤ اور کپیسٹنس

### 2.18.1 الماکل ڈائیوڈ بطور کپیسٹر

آپ نے دیکھا کہ ڈائیوڈ میں جوڑ کے ایک جانب ثبت ایم اور دوسری جانب منفی ایم 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 اٹی برقی دباؤ  $V_R$  باہر سے لਾ گو کی جائے تو مزید بار بردار ایم نمودار ہوتے ہیں جس سے جوڑ کے دونوں جانب بار کی مقدار بڑھ جاتی ہے اور رکاوٹی برقی دباؤ میں  $V_R$  کا اضافہ ہو جاتا ہے۔ جوڑ پر بار  $q_i$  اور بیرونی برقی دباؤ  $V_R$  کا خط شکل 2.55 میں دکھایا گیا ہے۔ یہاں ایک لمحہ رک کر غور کریں کہ کیا ویران خطے کے دونوں جانب بار کے تہہ اور ان کے مابین رکاوٹی برقی دباؤ ایک کپیسٹر<sup>160</sup> نہیں بن جاتے۔ یقیناً ایسا ہی ہے۔ آپ کپیسٹر کی مساوات

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

سے بخوبی آتنا ہوں گے۔ اس مساوات میں برقی دباؤ اور بار خطی تعلق رکھتا ہے اور مساوات کا مستقل یعنی  $C$  کپیسٹر کی قیمت ہے۔ شکل 2.55 میں برقی دباؤ اور بار کا تعلق قدر مختلف ہے۔ اس خط پر کسی بھی نقطہ پر  $C_j$  کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

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

شکل میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی نقطہ پر کپیسٹر کی قیمت در حقیقت 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

capacitor<sup>160</sup>

اور اس خط کی ڈھلوان حاصل کریں۔ یہی ڈائیوڈ کی کپیشنس ہو گی۔

ڈائیوڈ کی کپیشنس  $C_j$  کی قیمت مساوات 2.62 سے بھی حاصل کی جاسکتی ہے۔ یہ مساوات درحقیقت شکل 2.55 کے خط کو الجبراً 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 ایٹیوں کی تعدادی کثافت کو جس انداز سے تبدیل کرتے ہوئے جوڑ کے دوسرے جانب  $p$  ملاوٹی ایٹیوں کی تعدادی کثافت حاصل کی جاتی ہے،  $m$  کی قیمت اسی پر منحصر ہوتی ہے۔  $m$  کو شرح چودبندی کہتے ہیں۔  $m$  کی عمومی قیمت  $\frac{1}{3}$  تا  $\frac{1}{2}$  ہے۔  $C_j$  کو ڈائیوڈ کے جوڑ کی کپیشنس یا جوڑ کی کپیشنس<sup>161</sup> کہتے ہیں۔

سیدھے مائل ڈائیوڈ کی الٹی کپیشنس  $C_j$  مساوات 2.62 میں  $V_R$  کی جگہ  $-V_{DQ}$  کے استعمال سے حاصل کرتے وقت دیکھا گیا ہے کہ صحیح حاصل نہیں ہوتا لہذا سیدھے مائل ڈائیوڈ میں اس کی قیمت مندرجہ ذیل مساوات سے حاصل کی جاتی ہے۔

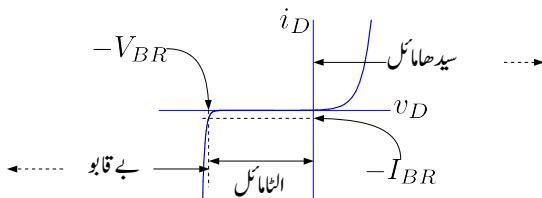
$$(2.63) \quad C_j = 2C_{j0}$$

## 2.19 بے قابو صورت

اگر ڈائیوڈ اتنا مائل کرنے والے برقی دباؤ کو بذریعہ 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 ماقابلہ برداشت برقی دباؤ<sup>162</sup>  $V_{BR}$  کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ میں یکدم الٹی جانب برقی رو کا گزنا دو مختلف وجوہات کی بنا پر عمل میں آ سکتا ہے۔ نیم موصل سیلیکان میں باروں کے تودہ<sup>163</sup> کی وجہ سے یا پھر زینر اثر<sup>164</sup> سے ڈائیوڈ میں یکدم بے قابو برقی رو گزار سکتا ہے۔ آئین ان دونوں کو سمجھیں۔

---

junction capacitance<sup>161</sup>  
break down voltage<sup>162</sup>  
avalanche<sup>163</sup>  
Zener Melvin Clarence Zener میں زینر ڈائیوڈ ایجاد کیا



شکل 2.56: ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی دباؤ کا خط

جب بھی الٹے مائل ڈائیوڈ کے ویران خطے میں آزاد بار داخل ہو، اس پر برقی شدت  $E$  عمل کرتا ہے جس کی وجہ سے یہ تیزی سے ایک جانب ویران خطے سے نکل جاتا ہے۔ یوں اگر ایک آزاد الکٹران ویران خطے میں داخل ہو تو یہاں کی برقی شدت  $E$  اس الکٹران کو منفی نیم موصل خطے کی جانب دھکیل دیتا ہے۔ آزاد الکٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے اور ایٹموں کے ساتھ بار ٹکراتے ہوئے ویران خطے سے باہر جانب حرکت کرتا ہے۔

اگر آزاد الکٹران برقی شدت سے اتنی میکانی توانائی حاصل کرے کہ اس کے ٹکرانے سے سلیکان ائمیں ایک الکٹران کھو بیٹھے تو اس صورت میں ویران خطے میں ایک آزاد الکٹران جلد دوسرا آزاد الکٹران پیدا کرے گا۔ یہ دو آزاد الکٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے دو مزید ایٹموں سے ٹکراتے ہوئے دو اور آزاد الکٹران پیدا کریں گے اور یوں آزاد الکٹرانوں کی تعداد بے قابو بڑھے گی جس سے ڈائیوڈ میں الٹی جانب بے قابو برقی رو گزرتے گی۔ یہ تمام بالکل برفانی تودہ گرنے کی طرح کا عمل ہے اور اسی لئے اس عمل کو بے قابو وجہ تودہ<sup>165</sup> کہتے ہیں۔

ڈائیوڈ کے الٹی جانب بے قابو ہونے کا دوسرا ذریعہ زینر علڑ کھلاتا ہے۔ اگر الٹے 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 ایٹموں سے جدا ہو سکیں تو اس برقی دباؤ پر یکدم الٹی جانب بے قابو برقی رو گزرتے گی۔ اس طرح الٹی جانب برقی رو گزارنے والے ڈائیوڈ کو زینر ڈائیوڈ<sup>166</sup> کہتے ہیں اور اس برقی دباؤ  $V_Z$  کو زینر برقی دباؤ<sup>167</sup> 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 انتہائی 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۔

avalanche breakdown<sup>165</sup>  
zener diode<sup>166</sup>  
zener voltage<sup>167</sup>

عمومی طور پر پانچ ولٹ سے کم برقی دباؤ پر بے قابو ہونا زیز 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 زیز اور تودہ دونوں کی وجہ سے ممکن ہوتا ہے۔

### 2.19.1 زیز برقی دباؤ بال مقابل درجہ حرارت

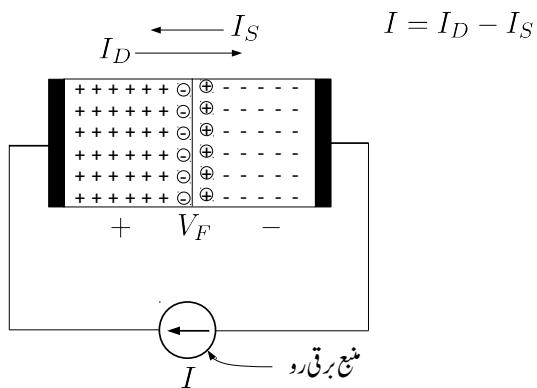
تقریباً 7V زیز برقی دباؤ کے زیز ڈائیوڈ کی زیز برقی دباؤ درجہ حرارت تبدیل ہونے سے تبدیل نہیں ہوتا۔ اس سے زیادہ زیز برقی دباؤ والے زیز ڈائیوڈ کی زیز برقی دباؤ درجہ حرارت بڑھانے سے بڑھتا ہے جبکہ اس سے کم زیز برقی دباؤ والے زیز ڈائیوڈ کی زیز برقی دباؤ درجہ حرارت بڑھانے سے لگھتا ہے۔ یوں برقی دباؤ کے تبدیلی کی عمومی شرح کو ایک فی اکائی سلسلیں لیتے ہوئے درجہ حرارت  $1^{\circ}\text{C}$  بڑھانے سے 7V زیز ڈائیوڈ کی زیز برقی دباؤ 7.07V ہو جائے گا۔

### 2.20 سیدھا مائل ڈائیوڈ

سیدھے مائل چالو حال ڈائیوڈ پر شکل 2.57 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں ڈائیوڈ کو بیروفنی نصیح برقرار رہ<sup>168</sup> کی مدد سے I فراہم کی گئی ہے۔ بیروفنی برقی رو I، ڈائیوڈ کے دونوں سروں پر اکثریت بار فراہم کرتی ہے یعنی منفی نیم موصل کو آزاد الیکٹران اور مثبت نیم موصل کو آزاد خول۔ منفی نیم موصل کو فراہم کردہ آزاد الیکٹران اس جانب ویران خطے میں ثابت ایٹموں کے ساتھ مل کر انہیں بے بار بناتے ہیں جبکہ مثبت نیم موصل خطے میں مہیا کردہ آزاد خول اس جانب ویران خطے میں منفی ایٹموں کے ساتھ مل کر انہیں بے بار بناتے ہیں۔ یوں ویران خطے کی لمبائی کم ہو جاتی ہے اور یہاں کی رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت کم ہونے سے لفڑی برقی رو  $I_D$  میں اضافہ ہوتا ہے۔ کرخوف کے مساوات برائے برقی رو کے مطابق یوں

$$(2.64)$$

$$I = I_D - I_S$$



شکل 2.57: سیدھا مائل ڈائیوڈ

ہو گا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی رکاوٹی بر قی دباؤ میں  $V_F$  ولٹ کی کی آتی ہے۔ یہ بر قی دباؤ یعنی  $V_F$  ڈائیوڈ کے سروں پر نمودار ہوتا ہے جسے ولٹ میٹر<sup>169</sup> کی مدد سے ناپا جا سکتا ہے۔  $V_F$  ناپتے وقت ڈائیوڈ کا ثابت نیم موصل سرازیادہ بر قی دباؤ پر ہوتا ہے۔

اسی طرح اگر ڈائیوڈ کو منع بر قی دباؤ  $V_F$  سے سیدھا مائل کیا جائے تو ڈائیوڈ کی اندر ورنی رکاوٹی بر قی دباؤ میں  $V_F$  ولٹ کی کی پیدا ہو گی اور اس میں مساوات 2.64 کے تحت بر قی رو گزرنے گی۔

### 2.20.1 سیدھے مائل ڈائیوڈ کی نفوذی کپیشنس

حصہ 2.18.1 میں الٹے مائل ڈائیوڈ کے ویران خطے کی دونوں جانب باروں کے جمع ہونے سے پیدا کپیشنس پر غور کیا گیا جہاں آخر میں سیدھے مائل ڈائیوڈ کی کپیشنس کا بھی ذکر کیا گیا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ میں ایک اور نوعیت کی کپیشنس پائی جاتی ہے جس پر اس حصے میں غور کیا جائے گا۔ اس کپیشنس کو ڈائیوڈ کی نفوذی کپیشن<sup>170</sup> پکارا جائے گا۔

---

volt meter<sup>169</sup>  
diffusion capacitance<sup>170</sup>

آپ جانتے ہیں کہ ڈائیوڈ میں الکٹران ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہو کر بر قی رو کو جنم دیتا ہے۔ اگر ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہونے کے لئے درکار اوسط دورانیہ  $\tau$  سینٹھ ہوتا اسے بر قی رو  $I_D = \frac{Q}{\tau}$  ہو گی جہاں  $Q$  اوسط بار ہے۔ یوں ڈائیوڈ کی مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(2.65) \quad I_D = \frac{Q}{\tau} = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

اگر ہم سیدھے کپیسٹر کی تعریف  $C_d = \frac{dQ}{dV_D}$  کریں تب مندرجہ بالا مساوات سے

$$(2.66) \quad C_d = \frac{I_D \tau}{V_T}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس کپیسٹر کی قیمت سیدھے بر قی رو کے برائے راست تناسب ہے اور یوں اس کی قیمت کافی زیادہ ممکن ہے۔ مثال کے طور پر اگر  $\tau = 1\text{s}$  اور  $I_D = 1\text{mA}$  ہوتا  $C_d = 40\text{pF}$  ہو گا۔ ڈائیوڈ استعمال کرتے تیز رفتار عددی ادوار<sup>171</sup> میں یہ وہ کپیسٹنس ہے جو بلند تر تعداد کی حد تعین کرتا ہے۔

## 2.21 ڈائیوڈ کے دیگر اقسام

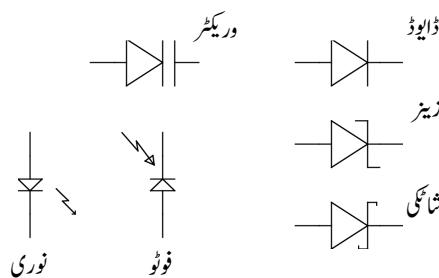
زیز ڈائیوڈ کی علاوہ دیگر اقسام کے ڈائیوڈ بھی پائے جاتے ہیں۔ اس حصہ میں ان کا تعارف کرایا جائے گا۔ شکل 2.58 میں ان کے علامتیں دی گئی ہیں۔

### 2.21.1 شاکنی ڈائیوڈ

منقی نیم موصل اور ثابت نیم موصل کے ملاب سے ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے۔ نیم موصل کے ساتھ دھات جوڑنے سے بھی ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے جسے شاکنی ڈائیوڈ<sup>172</sup> کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کے علامت میں انگریزی حروف تجھی  $S$  کی مشویت سے شاکنی ڈائیوڈ کی علامت حاصل ہوتی ہے۔ شاکنی ڈائیوڈ منقی نیم موصل اور دھات مسئللاً پلٹینم<sup>173</sup> کے ملاب سے

---

digital circuits<sup>171</sup>  
schottky diode<sup>172</sup>  
platinum<sup>173</sup>



شکل 2.58: مختلف ڈائیوڈ کے علامت

بنایا جاتا ہے۔ شاگنی ڈائیوڈ میں رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت  $0.12\text{ V}$  تا  $0.45\text{ V}$  ہوتا ہے جسے عمومی طور پر  $0.3\text{ V}$  تصور کیا جاتا ہے۔

سیدھے مائل شاگنی ڈائیوڈ میں منفی نیم موصل سے الیکٹران کی دیران خطے سے گزر کر دھات تک پہنچنے سے برقی رو و جود میں آتی ہے۔ چونکہ دھات میں الیکٹران کی حرکت بآسانی ہوتی ہے لہذا دباؤ جو نے کا دورانیہ  $\tau$  نہیں کم ہوتا ہے۔  $\tau$  کی قیمت  $10\text{ ps}$  کے لگ بھگ ہوتا ہے جو کہ  $pn$  ڈائیوڈ کے دورانیہ سے کئی درجے کم ہے۔ اس طرح  $I_D = 1\text{ ms}$  پر شاگنی ڈائیوڈ کا نفوذی کپسیٹر مساوات  $2.66 \times C_d = 0.4\text{ pF}$  حاصل ہوتا ہے۔

ان ڈائیوڈ میں نہیں 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۔ نہیں بلکہ تعدد پر چلنے والے ادوار میں ان کا استعمال عام ہے۔

یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ نیم موصل اور دھات کا ہر جوڑ شاگنی ڈائیوڈ نہیں بناتا۔ کسی بھی ڈائیوڈ کو استعمال کرنے کی خاطر اس کے سروں پر دھاتی برقی تار جوڑا جاتا ہے۔ ایسے جوڑ جہاں شاگنی ڈائیوڈ پیدا نہیں ہوتا کو مزا جھتی جوڑ<sup>174</sup> کہتے ہیں۔ مزا جھتی جوڑ نہیں زیادہ ملاوٹ والے نیم موصل سٹھپنے پر دھات جوڑ کر بنائے جاتے ہیں۔

ohmic contact<sup>174</sup>

## 2.21.2 وریکٹر ڈائیوڈ

الٹامائل ڈائیوڈ کے ویران خط کے دونوں جانب بارپائے جاتے ہیں جس سے کپیسٹر کا اثر پیدا ہوتا ہے۔ اس کپیسٹر  $C_j$  کی قیمت الٹامائل کرنے والے برقی دباؤ  $V_R$  پر مختص 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 جینل 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 ڈائیوڈ<sup>175</sup> کہتے ہیں۔ اس کی علامت میں کپیسٹر کی علامت شامل کر کے پہچان کی جاتی ہے۔

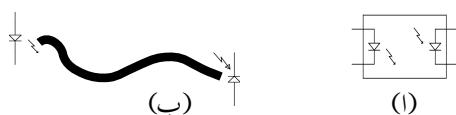
## 2.21.3 فوٹو ڈائیوڈ یا شمسی ڈائیوڈ

ڈائیوڈ کے ثبت۔ منقی جوڑ پر روشنی چکانے سے ویران خط میں ضایا ڈرے یعنی فوٹن<sup>176</sup> شریک گرفتہ بند<sup>177</sup> کو توڑ کر آزاد الیکٹران اور آزاد خول پیدا کرتے ہیں۔ ویران خط میں برقی شدت ان باروں کو بیہاں سے باہر نکال جاتے ہیں۔ یوں ڈائیوڈ میں الٹے رخ برقی رو گزرتی ہے۔ ایسے ڈائیوڈ کو شریک ڈائیوڈ<sup>178</sup> یا فوٹو ڈائیوڈ پکارا جاتا ہے۔ فوٹو ڈائیوڈ کو بطور شریک پاور<sup>179</sup> استعمال کرنے کا رجحان دن بدن بڑھ رہا ہے اور یہ صاف و شفاف بجلی پیدا کرنے کا ذریعہ ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی چکانے کے عمل کو ظاہر کیا جاتا ہے۔ روشنی کا ایک ذرہ ایک شریک گرفتہ بند توڑتا ہے۔ یوں روشنی کی شدت بڑھا کر زیادہ آزاد بارپیدا کئے جاسکتے ہیں۔

## 2.21.4 نوری ڈائیوڈ

فوٹو ڈائیوڈ کے بر عکس نوری ڈائیوڈ<sup>180</sup> میں جب سیدھے رخ برقی رو گزاری جائے تو باروں کے ملاب سے روشنی پیدا کی جاسکتی ہے۔ ایک الیکٹران اور ایک خول کے ملاب سے ایک فوٹان وجود میں آتا ہے۔ یوں برقی رو کے بڑھانے سے پیدا روشنی کی شدت بڑھتی ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی خارج کرنے کا عمل دکھا کر پہچان کی جاتی ہے۔

varactor diode<sup>175</sup>photon<sup>176</sup>covalent bond<sup>177</sup>photo diode<sup>178</sup>solar panel<sup>179</sup>light emitting diode LED<sup>180</sup>



شکل 2.59: ضیائی وابستہ کار اور ضیائی ذرائع ابلاغ

## 2.21.5 ضیائی وابستہ کار

شکل 2.59 اف میں ضیائی وابستہ کار<sup>181</sup> 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 باعین جانب نوری ڈائیوڈ میں برقی رو گزاری جائے تو اس کے باعین جانب شمسی ڈائیوڈ سے برقی دباؤ حاصل ہو گا۔ اس طرح ضیائی وابستہ کار کے دونوں اطراف کا آپس میں برقی طور پر مکمل منقطع ہونے کے باوجود ایک جانب سے دوسری جانب برقی اشارہ منتقل کیا جا سکتا ہے۔ اس آله کو ایسے مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں دو ادوار کو برقی طور پر منقطع رکھتے ہوئے ان کے مابین معلومات کی ترسیل کی ضرورت ہو۔

ضیائی وابستہ کار کے استعمال سے دو ادوار کے مابین برقی شور<sup>182</sup> کے منتقلی کو روکنے میں مدد ملتی ہے۔ اس کا استعمال عددی ادوار<sup>183</sup> کے علاوہ قوی برقیاتے<sup>184</sup> 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۔ ٹیکی آلات میں اس کے استعمال سے مریض کو برقی جھٹکا لگنے کے امکانات کو ختم کیا جاتا ہے۔

## 2.21.6 ضیائی ذرائع ابلاغ

شکل 2.59 ب میں ضیائی ذرائع ابلاغ<sup>185</sup> کا نظام دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ نوری ڈائیوڈ اور شمسی ڈائیوڈ کے مابین شیشہ ریشہ<sup>186</sup> یوں نسب کیا جاتا ہے کہ نوری ڈائیوڈ سے خارج شعاعیں شیشہ ریشہ میں داخل ہوں اور

---

optocoupler<sup>181</sup>  
electrical noise<sup>182</sup>  
digital circuits<sup>183</sup>  
power electronics<sup>184</sup>  
optical communication<sup>185</sup>  
optical cable<sup>186</sup>

شیش ریشہ کے دوسرے سرے سے خارج ہوتی شعاعیں شمسی ڈائیوڈ پر پڑتیں۔ یوں ایک جانب نوری ڈائیوڈ میں برقی رو گزارنے سے تار کے دوسری جانب برقی دباؤ حاصل ہوتا ہے۔ اس نظام کو استعمال کرتے ہوئے ایک مقام سے دوسرے مقام اشارہ بھیجا جا سکتا ہے۔ موجودہ نظام ابلاغ اسی پر منحصر ہے۔ شیش ریشہ ایک ایکی تار کو کہتے ہیں جس میں روشنی کے شعاع بغیر گھٹے گزرتی ہے۔

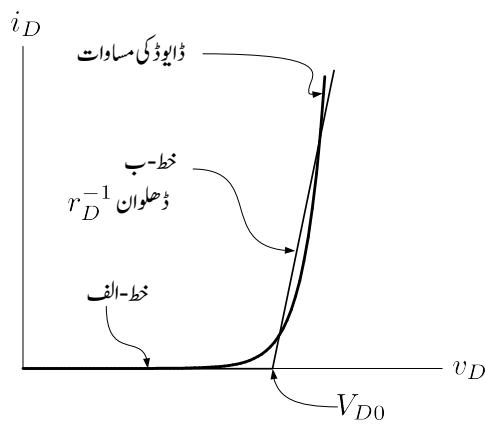
## 2.22 ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے

انجنئرنگ کے شعبے میں کسی چیز کا اصل بنانے سے پہلے اس کا ریاضی نمونہ<sup>187</sup> تیار کیا جاتا ہے۔ اس ریاضی نمونے پر مختلف تجربے کئے جاتے ہیں۔ ان تجربات کے نتائج کو دیکھ رکھتے ہوئے ڈیزائن کو بہتر بنایا جاتا ہے اور صرف اس وقت اصل تیار کیا جاتا ہے جب ڈیزائن کامیاب ثابت ہو۔ موجودہ دور میں کمپیوٹر کا استعمال اس پہلو سے نہایت اہم ہے۔ یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ انجنئرنگ مفہوم کے بغیر، کمپیوٹر کے ریاضی نمونے استعمال کرتے کبھی بھی کوئی چیز تیار نہیں کی جاسکتی۔ کمپیوٹر صرف ایک آلهہ ہے اور اس سے حاصل جوابات کی اہمیت کمپیوٹر استعمال کرنے والے کی قابلیت پر منحصر ہے۔

## 2.22.1 سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ

ڈائیوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی دباؤ ڈائیوڈ کی مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ عموماً اوقات ہمیں عمومی جوابات مطلوب ہوتے ہیں اور ہم اس مساوات کو حل کرنے کی 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-1 اور خط ب کہا گیا ہے۔ خط الف برقی دباؤ کے محور پر  $(0,0)$  سے  $(V_{D0}, 0)$  تک ہے اور اس کی ڈھلوان صفر ہے جبکہ خط ب  $(V_{D0}, 0)$  سے شروع ہوتا ہے اور اس کی ڈھلوان  $\frac{1}{r_D}$  ہے۔ خط ب کی ڈھلوان اور نقطہ  $(V_{D0}, 0)$  اٹل نہیں ہیں بلکہ ان کو تبدیل کرتے ہوئے مختلف خطوں میں بہتر جوابات حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ موجودہ مثال میں گراف کے اوپر والے حصے میں ڈائیوڈ کی مساوات



شکل 2.60: مساوات کا سیدھے خطوط سے اخبار

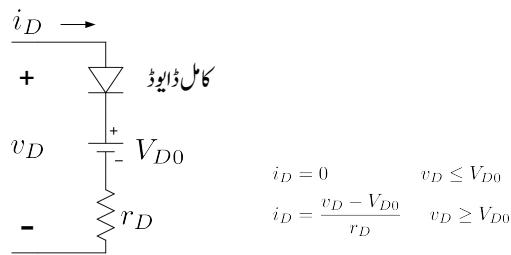
اور خط ب سے حاصل جوابات میں فرق کم کرنے کی خاطر خط ب کی ڈھلوان بڑھائی جا سکتی ہے۔ ان دو سیدھے خطوط کو الجبرائی طرز پر یوں بیان کیا جائے گا

$$(2.67) \quad i_D = \begin{cases} 0 & v_D < V_{D0} \\ \frac{v_D - V_{D0}}{r_D} & v_D \geq V_{D0} \end{cases}$$

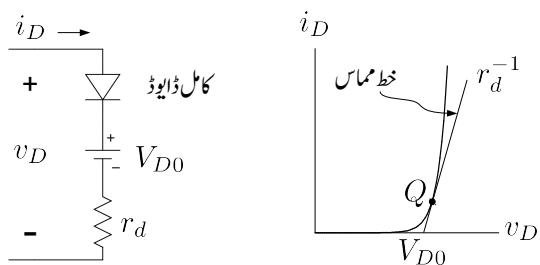
اور ان مساوات سے شکل 2.61 میں دکھایا و سطح اشاراتی سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ<sup>188</sup> حاصل ہوتا ہے۔ ڈائیوڈ کے وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کے ریاضی نمونے کو استعمال کرتے ہوئے  $i_D$  اور  $v_D$  کے تقریباً درست جوابات وسیع حدود کے اندر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ بعض اوقات ہمیں کسی ایک نقطے کے قریب قریب رہتے ہوئے زیادہ درست جواب درکار ہوتا ہے۔ شکل 2.62 اف 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۔ باریکے اشاراتی سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ<sup>189</sup> 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

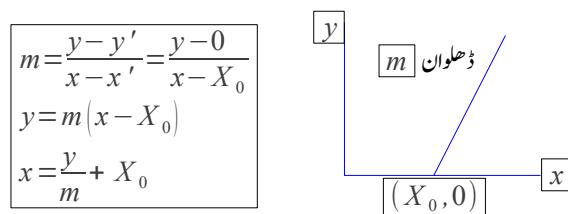
mathematical model<sup>187</sup>  
piece wise linear model<sup>188</sup>  
small signal piece wise linear model<sup>189</sup>



شکل 2.61: وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈائیوڈ ریاضی نمونہ



شکل 2.62: باریک اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈائیوڈ ریاضی نمونہ



شکل 2.63: سیدھے خط کی مساوات

کا موازنہ کرتے ہوئے مساوات 2.67 میں نچلے جزو کی مساوات حاصل کریں۔

حل: کسی بھی سیدھے خط جس کی ڈھلوان  $m$  ہو کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے

$$m = \frac{y - y'}{x - x'}$$

جہاں  $(x', y')$  اس خط پر کوئی نقطہ ہے۔ شکل میں  $(X_0, 0)$  ایسا نقطہ ہے جو خط پر پایا جاتا ہے۔ یوں اس خط کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے۔

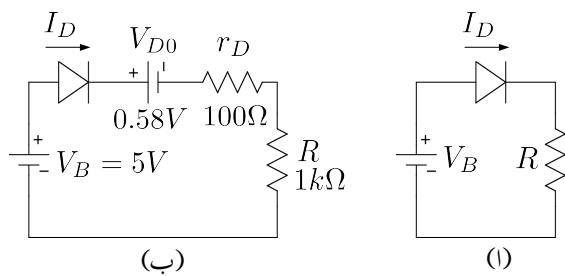
$$m = \frac{y - 0}{x - X_0}$$

اس کو مزید یوں دو طرح لکھا 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: سیدھے خطوط ڈائیوڈ ریاضی نمونہ کی مثال

مثال 2.15: شکل 2.64 اف میں ڈائیوڈ کی جگہ اس کے وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اسے حل کریں۔ اس ریاضی نمونے میں  $V_{D0} = 0.58\text{V}$  اور  $r_D = 100\Omega$  لیں۔

حل: شکل ب میں ڈائیوڈ کی جگہ اس کا ریاضی نمونہ نسب کیا گیا ہے جس سے

$$I_D = \frac{V_B - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{5 - 0.58}{1000 + 100} = 4.018\text{ mA}$$

اور ڈائیوڈ پر بر قی دباؤ

$$V_D = V_{D0} + I_D r_D = 0.58 + 4.018 \times 10^{-3} \times 100 = 0.9818\text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

## 2.22.2 کامل ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

مندرجہ بالا ریاضی نمونوں میں سیدھے مائل ڈائیوڈ پر بر قی دباؤ  $v_D$  کو مختلف طریقوں سے نپتا گیا۔ عموماً دور میں مختلف بر قی دباؤ کی قیمتیں  $v_D$  سے کئی گناہوتی ہیں اور اس صورت  $v_D$  کی قیمت کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسی جگہوں پر  $v_D = 0\text{V}$  لیا جا سکتا ہے اور سیدھے مائل ڈائیوڈ کو کامل ڈائیوڈ<sup>190</sup> تصور کیا جا سکتا ہے۔

ideal diode<sup>190</sup>

مثال 2.16: مثال 2.15 میں اگر  $V_B = 200 \text{ V}$  اور  $R = 100 \text{ k}\Omega$  ہوں تب اس میں بر قی رو سیدھے خطوط کے ریاضی نمونہ کی مدد سے اور دوبارہ کاملہ ریاضی نمونے کی مدد سے حاصل کریں۔

حل: سیدھے خطوط ریاضی نمونے سے

$$I_D = \frac{V_B - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{200 - 0.58}{100000 + 100} = 1.9922 \text{ mA}$$

کاملہ 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 تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

حصہ 2.12 میں باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  پر تذکرہ کیا گیا۔ اس حصے میں اس پر مزید غور کیا جائے گا۔ شکل 2.65 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 بر قی دباؤ

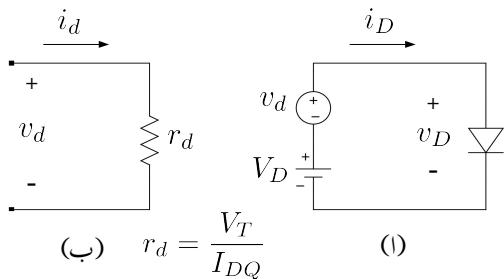
$$(2.69) \quad v_D = V_D + v_d$$

ہو گا اور اس میں بر قی رو

$$(2.70) \quad i_D = I_D + i_d$$

ہو گی۔  $V_D$  اور  $I_D$  یک سمت مقداریں ہیں۔ دراصل یہ  $V_{DQ}$  اور  $I_{DQ}$  ہی ہیں۔ صفر اشارہ یعنی  $v_D = V_D$  کی صورت میں  $i_D = I_D$  ہو گا اور ڈائیوڈ کی مساوات سے

$$(2.71) \quad i_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_{DQ}$$



شکل 2.65: پست تحد دار یک اشاراتی ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارہ کی موجودگی میں ڈائوڈ کی مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.72) \quad i_D \approx I_{DQ} e^{\frac{v_D}{V_T}} = I_{DQ} e^{\frac{V_T + v_d}{V_T}} = I_{DQ} e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

جہاں مساوات 2.71 کا استعمال کیا گیا۔ سلسلہ مکلارن<sup>191</sup> سے اسے مزید یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.73) \quad i_D = I_{DQ} \left[ 1 + \frac{1}{1!} \frac{v_d}{V_T} + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_d}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

اس مساوات میں اگر  $v_d$  کی قیمت  $V_T$  کے قیمت سے بہت کم ہو (یعنی  $v_d << V_T$ ) تو پہلے دو جزو کے علاوہ بقیا کو نظر انداز کرنا ممکن ہو گا اور اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.74) \quad i_D \approx I_{DQ} \left( 1 + \frac{v_d}{V_T} \right)$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(2.75) \quad i_D \approx I_{DQ} + \left( \frac{I_{DQ}}{V_T} \right) v_d = I_{DQ} + \frac{v_d}{r_d}$$

جہاں مساوات 2.35 میں حاصل کیا گیا ڈائوڈ کا باریکے 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 سمت بر قی رو  $I_{DQ} = I_{DQ} + i_d$

---

$(e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \dots)$  Maclaurin's series<sup>191</sup>

$$\begin{aligned}
 r_d &= \frac{V_T}{I_{DQ}} \\
 C_j &= \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_{DQ}}{V_o}\right)^n} & V_{DQ} < 0 \\
 C_j &\approx 2 C_{j0} & V_{DQ} > 0 \\
 C_d &= \frac{\tau I_{DQ}}{V_T}
 \end{aligned}$$

شکل 2.66: بلند تعدد باریک اشاراتی ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

اس کا دوسرا جزو بدلنے اشارہ  $v_d$  پر منحصر بر قی رو  $i_d$  ہے یعنی

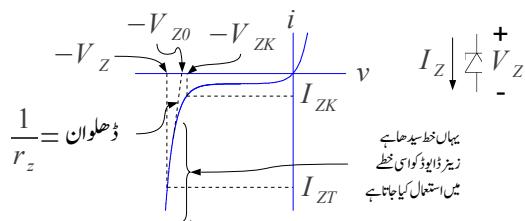
$$(2.76) \quad i_d = \frac{v_d}{r_d}$$

ڈائیوڈ کا پختہ تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ شکل 2.65 ب میں دکھایا گیا ہے۔ آپ تسلی کر سکتے ہیں کہ پختہ 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 مزاجمت  $r_d$  پر مشتمل ہے۔

#### 2.22.4 ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

اب تک ہم ڈائیوڈ کے وہ ریاضی نمونے دیکھتے رہے ہیں کہ کم تعدد پر ڈائیوڈ کے کارکردگی پر صحیح اترتے ہیں۔ اگر بلند تعداد کے اشاراتی پر ڈائیوڈ کی کارکردگی پر غور کرنا ہو تو ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ استعمال کرنا ہو گا جو ڈائیوڈ کے اندروفنی کپیسٹر کا بھی حساب رکھتا ہو۔ ڈائیوڈ کے اندروفنی کپیسٹر دو طرح کے ہوتے ہیں۔ پہلا کپیسٹر  $C_J$  ویران خطے کے دونوں جانب الٹ براؤں کی وجہ سے پیدا ہوتا ہے جبکہ دوسرے قسم کا کپیسٹر  $C_d$  براؤں کے بہاؤ سے پیدا ہوتا ہے۔ ان کپیسٹروں کو ڈائیوڈ کے پختہ تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونے میں مزاجمت  $r_d$  کے متوازن نسب کر کے ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ<sup>192</sup> حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.66 میں دکھایا گیا ہے۔ وسیع حیطے کے اشارات کے استعمال کے لئے اس ریاضی نمونے میں وسیع اشارہ کے کپیسٹر  $C_J$  اور  $C_D$  استعمال کئے جائیں گے۔

diode high frequency small signal model<sup>192</sup>



شکل 2.67: زیزڈائیڈ کے خط پر اتم نقطے

## 2.23 زیزڈائیڈ اور اس کاریاضی نمونہ

شکل 2.67 میں زیزڈائیڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی رو کا خط اور اس کی علامت دکھائی گئی ہے۔ اس کی علامت میں انگریزی حروف تجھی Z شامل کر کے اس کی پیچان کی جاتی ہے۔ سیدھا مائل زیزڈائیڈ بالکل ایک عام ڈائیڈ کے مانند کام کرتا ہے اور اسے آپ عام ڈائیڈ کی جگہ استعمال کر سکتے ہیں۔ بس یہ ذہن میں رکھیں کہ عام ڈائیڈ استعمال کرتے وقت ہم کبھی نہیں چاہتے کہ یہ الٹی برقی رو گزرنے دے جبکہ زیزڈائیڈ کو عموماً ان مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں اس میں الٹی برقی رو ہی گزری جاتی ہے۔ زیزڈائیڈ کے خط پر جہاں برقی رو بڑھنے شروع ہوتی ہے اسے زیزڈائیڈ کا گھٹنا<sup>193</sup> کہتے ہیں۔<sup>194</sup> چونکہ زیزڈائیڈ کے گھٹنے پر برقی دباؤ  $V_{ZK}$  اور برقی رو  $I_{ZK}$  کی قیمت فراہم کرتے ہیں۔ اس طرح صنعت کار زیزڈائیڈ کے گھٹنے پر برقی دباؤ  $V_{ZK} = 30V$  اور برقی رو  $I_{ZK}$  کی صورت میں اسے دس وولٹ کا زیزڈائیڈ کیا جاتی ہے۔ اس طرح اگر خط پر منفی تیس وولٹ پر زیزڈائیڈ کا گھٹنا پایا جائے تو صنعت کار اس کی قیمت  $V_{ZK} = 30V$  فراہم کرے گا۔

اسی طرح صنعت کار، زیز برقی دباؤ  $V_Z$  کی عمومی قیمت کسی خاص برقی رو  $I_{ZT}$  پر ناپ کر فراہم کرتا ہے۔ زیزڈائیڈ کو عموماً اس کے زیز برقی دباؤ سے بھی پکارا جاتا ہے یعنی  $V_Z = 10V$  کی صورت میں اسے دس وولٹ کا زیزڈائیڈ کہا جائے گا۔

اگر زیزڈائیڈ پر برقی دباؤ  $V_Z$  اور اس میں گزرتی برقی رو  $I_Z$  ہو تو اس میں برقی طاقت کے ضایع<sup>195</sup>  $P$

<sup>193</sup> زیز برقی دباؤ کا مائل انسالی گھٹنے کی طرح معلوم ہوتا ہے۔  
<sup>194</sup> knee  
<sup>195</sup> power loss

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  $5.6\text{ V}$  اور  $0.25\text{ W}$  کے زیز میں  $10\text{ mA}$  کا برقی رو گزر 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  $0.25\text{ W}$  سے کم ہے لہذا زیز ڈائیوڈ صحیح سلامت کام کرتا رہے گا۔ اس کے برعکس اگر اسی زیز میں  $100\text{ mA}$  برقی رو گزرے تو اس میں برقی طاقت کا ضیاء  $5.6 \times 0.1 = 0.56\text{ W}$  ہو گا جو کہ  $0.25\text{ W}$  سے زیادہ ہے۔ اس صورت زیز ڈائیوڈ گرم ہو کر تباہ ہو جائے گا۔ ڈیڑا نظر انجینئر<sup>196</sup> عموماً زیز ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء کو مقررہ حد کے نصف سے نیچے ہی رکھتے ہیں۔ یوں اس زیز ڈائیوڈ میں ڈیڑائی انجینئر کبھی بھی  $22\text{ mA}$  سے زیادہ برقی رو نہیں گزرنے دے گا۔  $22\text{ mA}$  پر طاقت کا ضیاء  $5.6 \times 0.022 = 0.123\text{ W}$  ہو گا جو کہ تقریباً  $0.25\text{ W}$  کا نصف ہے۔

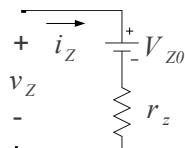
زیز ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء سے حرارتی توانائی پیدا ہوتی ہے جس سے زیز ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتا ہے۔ اگر زیز ڈائیوڈ سے حرارتی طاقت کے اخراج کی شرح اس میں برقی طاقت کے ضیاء سے پیدا ہوئی طاقت کی شرح سے کم ہو تو زیز ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتے بڑھتے تا قابل برداشت ہو جاتا ہے جس سے یہ تباہ ہو جاتا ہے۔ برقیاتی پر زہ جات عموماً اسی طریقے سے تباہ ہوتے ہیں۔ درجہ حرارت بڑھنے سے نیم موصل مادہ پھٹل 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

$$(2.78) \quad \frac{1}{r_z} = \frac{\text{ڈھلوان}}{V_Z}$$

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 لگراتا ہے۔ اس خط کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(2.80) \quad v_Z = V_{Z0} + i_Z r_z$$

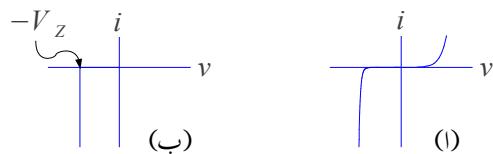
اس مساوات سے زیزڈائیڈ کاریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.68 میں دکھایا گیا ہے۔ زیزگھٹنے کے قریب خط کافی زیادہ مرتا ہے جبکہ زیادہ برقی رو (یعنی  $I_Z >> I_{ZK}$ ) پر یہ خط تقریباً سیدھا رہتا ہے۔ زیزڈائیڈ کا عمومی استعمال اس سیدھے خطے میں ہی کیا جاتا ہے۔

زیزڈائیڈ کو عموماً زیزگھٹنے کے قریب استعمال نہیں کیا جاتا۔ زیزگھٹنے کے قریب خطے 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 لبریز برقی رو بڑھا پڑھا کر دکھایا گیا ہے تاکہ شکل میں اہم نکات دکھانا ممکن ہو۔ شکل 2.69 الف میں زیزڈائیڈ کے خط کو صحیح جسمت کے لحاظ سے دکھایا گیا ہے جہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ لبریزی برقی رو قابل نظر انداز ہوتی ہے۔

جیسا اور ذکر ہوا کہ زیزڈائیڈ کو عموماً الٹا ہی مائل کیا جاتا ہے اور ایسا کرتے وقت زیزگھٹنے کے قریب خطے کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے۔ اگر زیزگھٹنے 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

$$(2.81) \quad 0 \leq |v_Z| < |V_Z| \\ |i_Z| = 0$$



شکل 2.69: زیرڈائیوڈ کا خط اور اس خط کی سادہ شکل

اس صورت میں اسے متفقہ حالت میں تصور کیا جائے گا۔ دوسری صورت میں اس پر برقی دباؤ  $V_Z$  رہتا ہے جبکہ اس میں برقی رو قابل تبدیل ہے یعنی

$$(2.82) \quad |v_Z| = |V_Z| \\ 0 \leq |i_Z| \leq |I_{Zmax}|$$

جہاں  $I_{Zmax}$  وہ برقی رو ہے جس پر زیرڈائیوڈ میں برقی طاقت کا ضایع قابل برداشت حد کے برابر ہوتا ہے۔ اس صورت میں اسے بے قابو حالت میں تصور کیا جائے گا۔

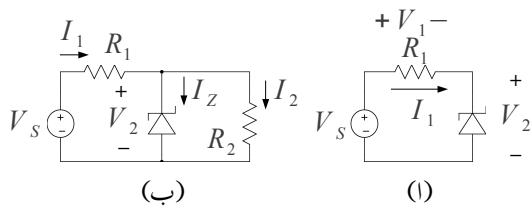
شکل 2.69- ب زیادہ آسانی اور جلدی سے قابل تبول جوابات حاصل کرنے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔  
2.70- اف میں دئے دوں میں زیرڈائیوڈ کو بے قابو حالت میں رکھ کر اس دور کو عموماً سادہ منبع برقی دباؤ (یعنی برقی دباؤ کی منبع) کے طور استعمال کیا جاتا ہے جس کی خارجی یک سمت برقی دباؤ کی قیمت  $V_Z$  کے برابر ہوتا ہے۔ اس پر، جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، برقی بوجھ کو مزاحمت  $R_2$  کی جگہ نسب کیا جاتا ہے۔ اس منبع کے مختلف پہلو پر چند مثالیں دیکھتے ہیں۔

مثال 2.17: شکل 2.70 اف میں زیرڈائیوڈ  $V_Z$  کی قیمت  $5.6\text{V}$  ہے جبکہ  $R_1 = 1\text{k}\Omega$  ہے۔ مندرجہ ذیل  $V_S$  پر کامل زیرڈائیوڈ کے برقی دباؤ اور اس میں گزرتی برقی رو حاصل کریں۔

$$V_S = 3\text{V} .1$$

$$V_S = 8\text{V} .2$$

$$V_S = 20\text{V} .3$$



### شکل 2.70: زیزروڈ کا استعمال

حل: شکل 2.70 پ کو استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

1. لاگو برقی دباؤ  $V_S = 3V$  کو شش کرے گا کہ زیز ڈائیوڈ میں برقی رو گزارے۔ البتہ زیز ڈائیوڈ کے خط  $I_Z = 0$  کے مطابق زیز ڈائیوڈ میں  $V_Z$  سے کم برقی دباؤ پر منقطع رہتا ہے یعنی مساوات 2.81 کے تحت ہو گا۔ یوں اس دور میں مراحت  $R_1$  پر اُہم کے قانون سے

$$V_1 = V_S - V_2 = I_1 \times R_1 = 0$$

$$V_2 = V_S$$

$$V_2 = 3 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے یعنی زینر ڈائیوڈ پر 3V برقی دباؤ ہو گا جبکہ اس میں صفر برقی رو ہو گا۔

2. اس مرتبہ لاگو برتنی دباؤ زیز برتنی دباؤ سے زیادہ ہے لہذا زیز ڈالیوڈ برتنی رو گزارے گا۔ مساوات 2.82 کے تحت اس صورت زیز ڈالیوڈ پر  $V_Z$  یعنی 5.6 V کا برتنی دباؤ ہو گا جبکہ مزاحمت پر اوہم کے قانون کے تحت

$$V_1 = V_S - V_Z = I_1 \times R_1$$

$$= 8 - 5.6 = I_1 \times 1000$$

$$I_1 = 2.4 \text{ mA}$$

ہو گا۔ چونکہ یہی برقی روزیز ڈالیوڈ سے بھی گزرتا ہے لہذا  $I_Z = 2.4 \text{ mA}$  حاصل ہوتا ہے۔

3. یہاں بھی لاگو برقی دباؤ زیز ڈائیڈ 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 متوالی مزاحمت  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  جوڑ کر شکل 2.70 ب حاصل ہوتا ہے۔ مثال 2.17 میں دئے معلومات استعمال کرتے ہوئے برقی دباؤ  $V_2$  حاصل کریں۔

حل:

1. 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 المذا ونوں مزاحمت میں برابر برقی رو گزرے گا جسے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

$$I_1 = I_2 = \frac{V_S}{R_1 + R_2} = \frac{3}{2000} = 1.5 \text{ mA}$$

2. یہاں  $V_S = 8 \text{ V}$  ہونے سے یوں معلوم ہوتا ہے کہ 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 ہوئی ہے۔

شکل 2.70 ب کے تحت زیز ڈائیوڈ دو ہی صورتوں میں رہ سکتا ہے یعنی منقطع یا بے قابو۔ نہیں دو صورتوں کو مساوات 2.81 اور مساوات 2.82 بیان کرتے ہیں۔

اسکیں موجودہ مثال میں زیز کو منقطع تصور 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 جبکہ مزاحمت میں

$$I_1 = I_2 = \frac{V_S}{R_1 + R_2} = \frac{8}{2000} = 4\text{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اسی مثال کو یوں بھی حل کر سکتے ہیں کہ پہلے تصور کیا جائے کہ دور میں 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 تیسرا مرتبہ یوں حل کریں کہ زینر ڈائیوڈ کو بے قابو صورت میں تصور کیا جائے۔ چونکہ بے قابو زینر ڈائیوڈ برقی دباؤ ہی پایا جاتا ہے لہذا یوں  $V_2 = V_Z = 5.6\text{V}$  ہو گا۔ شکل 2.70 میں  $V_2 = 5.6\text{V}$  لیتے ہوئے اُہم 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 رو کے تحت  $I_1 = I_2 + I_Z$  ہونا چاہئے جس سے

$$I_Z = I_1 - I_2 = 2.4\text{mA} - 5.6\text{mA} = -3.2\text{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی 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۔ یوں 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 میں  $V_2 = V_Z = 5.6\text{V}$  ہو گا۔ یوں اُہم 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۔ کر خوف کے قانون برابر برقی رو سے

$$\begin{aligned}I_1 &= I_2 + I_Z \\14.4 \text{ mA} &= 5.6 \text{ mA} + I_Z \\I_Z &= 8.8 \text{ mA}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ 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۔

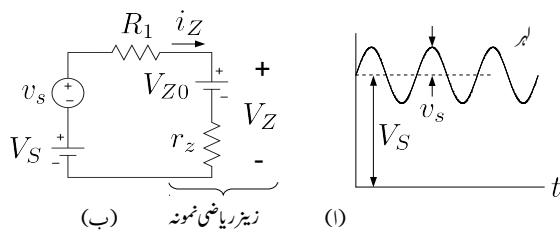
---

شکل 2.70 الف کے برقی دباؤ کی منع 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 سمت نہیں ہے بلکہ اس میں ناپسندیدہ لہر  $v_s$  پایا جاتا ہے جبکہ یک سکتی برقی دباؤ  $V_S$  اس کا پیشتر حصہ ہے۔ ان دونوں حصوں کی نشاندہی شکل میں کی گئی ہے۔ زیز ڈائیوڈ سے بنائی گئی برقی دباؤ کے منع سے توقع کی جاتی ہے کہ اس میں لہر کی مقدار کم سے کم ہو گی۔

---

مثال 2.19: شکل 2.70 الف میں زیز ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے کے جزو  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ،  $V_S = 15 \text{ V}$  اور  $v_s = 1.2 \sin \omega t$ ،  $V_{Z0} = 5.6 \text{ V}$  اور  $r_z = 10 \Omega$  ہونے کی صورت میں خارجی برقی دباؤ  $V_2$  حاصل کریں۔

حل: شکل 2.70 الف میں 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۔

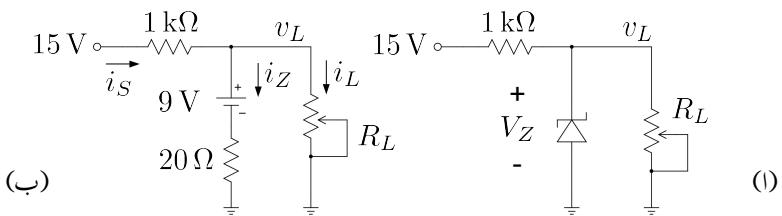
$$\begin{aligned} i_Z &= \frac{V_S + v_s - V_{Z0}}{R_1 + r_z} \\ &= \frac{15 + 1.2 \sin \omega t - 5.6}{1000 + 10} \\ &= (9.3 + 1.18811 \sin \omega t) \times 10^{-3} A \end{aligned}$$

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 لہر، یک سمت حصے کا  $\frac{1.2}{15} \times 100 = 8\%$  بنتا ہے جبکہ خارجی برقی دباؤ میں لہر صرف  $\frac{0.01188}{5.693} \times 100 = 0.2086\%$  بنتا ہے۔ زینرڈ ایڈ کے استعمال سے لہرنہایت کم ہو گئی ہے۔

مثال 2.20: شکل 2.72 میں زینر منع کے متوازی برقی بوجھ  $R_L$  نسب کیا گیا ہے تاکہ برقی بوجھ کو مستقل برقی دباؤ مہیا کی جائے۔ برقی بوجھ کو تقریباً نو وولٹ درکام ہیں لہذا نو وولٹ کا زینر استعمال کیا جاتا ہے۔ زینرڈ ایڈ 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 تخمینہ لگائیں۔



شکل 2.72: زیر منع پر بدلتا بوجھ

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

$$i_S = \frac{15 - 9}{1000} = 6\text{ mA}$$

ہو گا۔ 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  $i_S = 5.97\text{ mA}$ ,  $i_Z = 4.515\text{ mA}$ ,  $i_L = 4.515\text{ mA}$  حاصل ہوتے ہیں جن سے  $v_L = 9.0291\text{ V}$  حاصل ہوتا ہے جو تقریباً مساوات 2.83 میں دیا گیا جواب ہی ہے۔ آپ اس نئی قیمت کو استعمال کرتے ہوئے اور بہتر جواب حاصل کر سکتے ہیں لیکن جیسا کہ آپ نے دیکھا پہلا جواب عموماً قابل قبول ہوتا ہے۔ یوں  $2\text{ k}\Omega$  کے برقی بوجھ پر زیر منع  $9.03\text{ V}$  برقی دباؤ مہیا کرتی ہے۔

برقی بوجھ  $6 \text{ k}\Omega$  کرنے سے  $i_s$  پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ بقایا معلومات حاصل کرتے ہیں۔ یوں

$$i_L = \frac{9}{6000} = 1.5 \text{ mA}$$

اور

$$i_Z = 6 \text{ mA} - 1.5 \text{ mA} = 4.5 \text{ mA}$$

ہوں گے۔ اس طرح حقیقت میں برقی بوجھ پر

$$(2.84) \quad v_L \Big|_{R_L=6 \text{ k}\Omega} = V_{Z0} + i_Z r_z = 9 + 4.5 \times 10^{-3} \times 20 = 9.09 \text{ V}$$

پائے جائیں گے۔

آپ نے دیکھا کہ برقی بوجھ کا  $2 \text{ k}\Omega$  تبدیل ہونے سے اس کی برقی رو  $4.5 \text{ mA}$  تا  $1.5 \text{ mA}$  تبدیل ہوتی ہے۔ زیز منج کا برقی دباؤ صرف  $9.09 \text{ V}$  تا  $9.03 \text{ V}$  یعنی  $60 \text{ mV}$  تبدیل ہوتا ہے۔ چونکہ ہم نو ولٹ کی منج بنانے لکھے لے تھے المانا وولٹ کی نسبت سے دیکھتے ہوئے بوجھ کے برقی دباؤ میں صرف

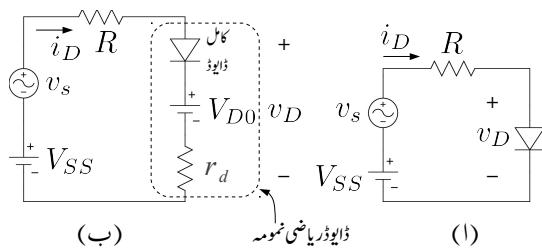
$$\frac{9.09 - 9.03}{9} \times 100 = 0.66 \%$$

کی تبدیلی آتی ہے۔ زیز منج کے برقی دباؤ میں تبدیلی کا دارود مدار زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی پر ہے۔ اگر کسی طرح زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کیا جائے تو منج سے حاصل برقی دباؤ میں تبدیلی مزید کم ہو گی۔ حصہ 3.22 میں ایسا کرنا دکھایا جائے گا۔

## 2.24 یک سمت اور بدلنے متغیرات کے حساب کی علیحدگی

شکل 2.73 الف میں ڈائیوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں ڈائیوڈ کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ (شکل 2.62) نسب کرنے سے شکل 2.73 ب حاصل ہوتا ہے۔ اس دور کو حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے

$$(2.85) \quad \begin{aligned} V_{SS} + v_s &= V_{D0} + i_D(R + r_d) \\ &= V_{D0} + (I_D + i_d)(R + r_d) \\ &= V_{D0} + I_D R + I_D r_d + i_d R + i_d r_d \end{aligned}$$



شکل 2.73: یک سست اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

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۔

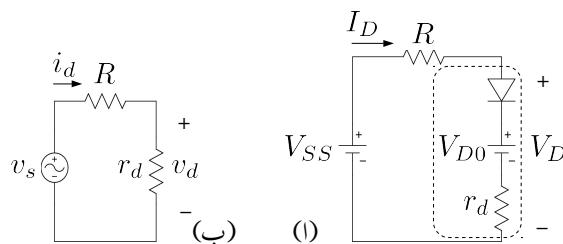
$$(2.87) \quad \begin{aligned} \widehat{V_{SS}} + v_s &= \widehat{V_{D0} + I_D R + I_D r_d} + i_d R + i_d r_d \\ v_s &= i_d R + i_d r_d \end{aligned}$$

جہاں مساوات 2.86 کی مدد سے دیکھیں اور ہائین بیزو کے یک سست 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 اشاراتی دور کہلاتا ہے۔ ڈائیوڈ کے باریک اشارات  $i_d$  اور  $v_d$  یوں حاصل کیا جائیں گے۔

$$(2.88) \quad \begin{aligned} i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\ v_d &= i_d r_d = \frac{r_d v_s}{R + r_d} \end{aligned}$$

مندرجہ بالا طریقہ کار ایک عمومی طریقہ کارتے ہوئے ڈائیوڈ کے ادوار بالعموم اور ٹرانزسٹر کے ادوار بالخصوص حل کرنے 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 کرنے جاتے ہیں۔ باریک اشاراتی حساب و کتاب کی خاطر مساوی اشاراتی دور بنایا جاتا ہے جس میں تمام یک سست



شکل 2.74: یک سمت اور باریک اشاراتی مساوی ادوار

منبع برقی دباؤ کو قصر دور کرتے ہوئے ڈائیوڈ (ٹرانزسٹر) کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کیا جاتا 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 سمت اور باریک اشاراتی حساب و کتاب کا یوں علیحدہ کرنا برقیات کے میدان میں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ اگلے بابوں میں اس طریقہ کار کو بار بار بروئے کار لایا جائے گا۔

مثال 2.21: شکل 2.73 الف میں  $R = 5 \text{ k}\Omega$ ،  $V_{SS} = 12 \text{ V}$  اور  $v_s = 0.5 \sin \omega t$  اور اس پر بدلتے 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 سمت 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

$$\begin{aligned}
 i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\
 &= \frac{0.5 \sin \omega t}{5000 + 11} \\
 (2.91) \quad &= 9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t \\
 v_d &= i_d r_d \\
 &= (9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t) \times 11 \\
 &= 1.0976 \times 10^{-3} \sin \omega t
 \end{aligned}$$

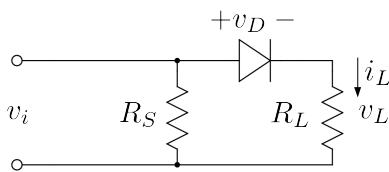
حاصل ہوتے ہیں۔

## 2.25 قانون مرلنج جیٹھ اتار کار

اس باب میں زیادہ طاقت یعنی زیادہ جیٹھ کے اشارے کی صورت میں جیٹھ اتار کار پر غور کیا گیا جہاں جیٹھ اتار کار کا خارجی برتنی دباؤ اس کے داخلی برتنی دباؤ کے چوٹی کے برابر ہوتا ہے۔ اس حصے میں کم طاقت یعنی کم جیٹھ کے اشارے کی صورت میں جیٹھ اتار کار کی کار کردگی پر غور کیا جائے گا جہاں آپ دیکھیں گے کہ جیٹھ اتار کار کا خارجی برتنی دباؤ اس کے داخلی برتنی دباؤ کے مرلنج کے راست تناسب ہوتا ہے۔ اس حصے میں آپ یہ بھی دیکھیں گے کہ کم طاقت والے اشارے کی طاقت کو جیٹھ اتار کار سے ناپا جا سکتا ہے۔

شکل 2.75 میں مزاحمت  $R_S$  کو رویڈیو اشارہ  $v_i$  فراہم کیا گیا ہے۔ دراصل جس بھی دور کو رویڈیو اشارہ فراہم کیا جا رہا ہو اس دور کے داخلی مزاحمت کو  $R_S$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ ذرا ختم الملاع<sup>197</sup> کے ادوار میں  $R_S$  کی قیمت عموماً  $50\Omega$  ہوتی ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ سائنس نما برتنی دباؤ  $V_p \cos \omega t$  کی موثر<sup>198</sup> قیمت  $V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$  کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت  $R_S$  میں برتنی طاقت کے ضیاء کو

$$(2.92) \quad P = \frac{V_{rms}^2}{R_S} = \frac{V_p^2}{2R_S}$$



شکل 2.75: ڈائیوڈ قانون مربع جیٹ اتارکار

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 ہڑتے ڈائیوڈ اور  $R_L$  کے کل مزاحمت کی قیمت  $R_S$  کے کل مزاحمت 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 سمت برقی دباؤ دے کر سیدھا مائل رکھا گیا ہے۔ شکل میں اس یک سمت برقی دباؤ کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ آجیں اب تخلیلی تجزیہ کریں۔

کسی بھی خمار تفاضل  $f(x)$  کو سلسلہ طاقت 199

$$f(x) = c_1x + c_2x^2 + c_3x^3 + \dots$$

سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح اس شکل میں ڈائیوڈ اور مزاحمت  $R_L$  کے برقی روکو داخلی برقی دباؤ  $v_i = V_p \cos \omega t$  کے سلسلہ طاقت سے یوں ظاہر کیا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} i_L &= c_1v_i + c_2v_i^2 + c_3v_i^3 + \dots \\ &= c_1V_p \cos \omega t + c_2V_p^2 \cos^2 \omega t + \dots \end{aligned}$$

اس مساوات میں  $\cos^2 \omega t = \frac{1+\cos 2\omega t}{2}$  استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} i_L &= c_1V_p \cos \omega t + c_2V_p^2 \left( \frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \right) + \dots \\ &= \frac{c_2V_p^2}{2} + c_1V_p \cos \omega t + \frac{c_2V_p^2}{2} \cos 2\omega t + \dots \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں یک سمت جزو کے پہلے رکھا گیا ہے۔ لہذا  $i_L R_L$  پر برقی دباؤ  $v_L = i_L R_L$  یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_L = \frac{c_2V_p^2 R_L}{2} + c_1V_p R_L \cos \omega t + \frac{c_2V_p^2 R_L}{2} \cos 2\omega t + \dots$$

اس برقی دباؤ کو فلٹر کرتے ہوئے اس میں سے خالص یک سمت جزو کو عیینہ کیا جا سکتا ہے۔  $R_L$  کے متوازی ایک عدد کپیسٹر 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 جا سکتا ہے۔ اس مساوات کے تحت کم طاقت کے داخلی اشارے کی صورت میں ڈائیوڈ کا خارجی یک سمت برقی دباؤ اس کے داخلی بدلتے برقی دباؤ کے مربع کے راست تناسب ہوتا ہے۔ اس کے بر عکس چونٹ حاصل کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے چونٹ کے برابر ہوتا ہے۔ مساوات 2.93 قانونِ مرطع<sup>200</sup> 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 مرطع کی دوسری شکل ہے جس کے تحت کم طاقت پر مزاحمت  $R_L$  کا یک سمت برقی دباؤ اور  $R_S$  میں طاقت کا ضیاع راست تناسب کا تعلق رکھتے ہیں۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے ذرا رُخ ابلاغ میں ڈائیوڈ کے استعمال سے اشارے کی طاقت ناپی جاتی ہے۔ ڈائیوڈ کے اس دور کو ڈائیوڈ قانونِ مرطع شناسنده<sup>201</sup> کہتے ہیں۔

## 2.26 سپائش ریاضی نمونہ

انجینئرنگ کے میدان میں کمپیوٹر کا استعمال ناگزیر ہے۔ بر قیاتی ادوار عموماً کمپیوٹر پروگرام استعمال کرتے ہوئے تحقیق دئے جاتے ہیں۔ کمپیوٹر پر ہی دور کی کارکردگی دیکھتے ہوئے اس میں رو و بدل پیدا کیا جاتا ہے حتیٰ کہ درکار بتانے کا حاصل ہوں۔ اس کے بعد اصل دور بنانے کا مرحلہ آتا ہے۔ اس قسم کا نہایت مقبول کمپیوٹر پروگرام سپائش<sup>202</sup> کہلاتا ہے۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ سپائش<sup>203</sup> کا بھرپور استعمال کریں۔ اس حصے میں سپائش 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 تحقیق دینا ناممکن ہے۔

diode square law<sup>200</sup>

diode square law detector<sup>201</sup>

spice<sup>202</sup>

<sup>203</sup> پہلا سپائش کمپیوٹر پروگرام کیلئے فوریا، برقلے کے یونیورسٹی میں تیار کیا گیا۔

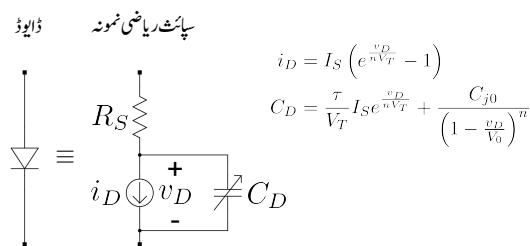
جدول 2.4: سپاٹسٹ ریاضی نمونے کے جزو

نام	ریاضی نمونے کے جزو کا نام	علامت	سپاٹسٹ کا جزو	قیمت
لبریزی برقی رو		$I_S$	IS	$10^{-14} \text{ A}$
مزاحت		$R_S$	RS	$0 \Omega$
آخری جزو		$n$	N	1
اوسط دورانیہ عبور		$\tau_T$	TT	0 s
صفر برقی دباؤ پر الٹی کپیسٹنس		$C_{j0}$	CJ0	0 F
جزو شرہیندی		$m$	M	0.5
ناقابل برداشت برقی دباؤ		$V_{ZK}$	BV	$\infty \text{ V}$
ناقابل برداشت برقی رو		$I_{ZK}$	IBV	$10^{-19} \text{ A}$
رکاوٹی برقی دباؤ		$V_0$	VJ	1 V

شکل 2.76 میں ڈائیوڈ کا سپاٹسٹ ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جو کہ وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔ اس ریاضی نمونے میں ڈائیوڈ کے ثابت اور مقنی خطوط کے مزاحت کو  $R_S$  کہا گیا ہے۔ اس کی قیمت اکائی تا دہائی کے حدود میں ہوتی ہے۔ یہ مزاحت ڈائیوڈ کی ناپسندیدہ خوبیوں میں سے ایک ہے۔

ڈائیوڈ کے سارکن یا ایک سمت رو حال کو اس کے  $i_D - v_D$  مساوات سے ہی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ بدلتا رو حال میں ڈائیوڈ کی تغیر پذیر کپیسٹنس  $C_D$  بھی کردار ادا کرتا ہے۔ شکل میں  $i_D - v_D$  اور  $C_D$  کی مساواتیں دی گئی ہیں۔ باریک اشاراتی تجربیہ کے وقت سپاٹسٹ پروگرام ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحت  $r_d$  اور اس کی باریک اشاراتی کپیسٹنس  $C_d$  اور  $C_j$  استعمال کرتا ہے۔

جدول 2.4 ڈائیوڈ کے سپاٹسٹ ریاضی نمونے کے تمام اجزاء اور ان کے عمومی قیمتیں پیش کرتا ہے۔ اگر سپاٹسٹ پروگرام استعمال کرتے وقت ان اجزاء کی قیمتیں فراہم نہ کی جائیں تو سپاٹسٹ پروگرام جدول 2.4 میں دئے گئے قیمتیں استعمال کرتا ہے۔



شکل 2.76: ڈائیوڈ کا پائٹریاضی نمونہ

## سوالات

سوال 2.1: ایک ڈائیوڈ جس کا  $n = 1$  کے برابر ہے میں 1 mA بر قی رو گزرتے وقت اس پر 0.61 V کا بر قی دباؤ پایا جاتا ہے۔ اس ڈائیوڈ پر جب 0.66 V تاں میں بر قی رو حاصل کریں۔ اس ڈائیوڈ کی  $I_S$  حاصل کریں۔

جوابات:  $I_S = 2.53 \times 10^{-14} \text{ A}$ , 7.389 mA

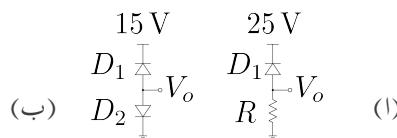
سوال 2.2: ایک ڈائیوڈ کو 0.57 mA اور 8.167 mA پر چلاتے ہوئے اس پر 0.65 V اور 0.72 V بر قی دباؤ پائے جاتے ہیں۔ اس ڈائیوڈ کی  $n$  اور  $I_S$  حاصل کریں۔

جوابات:  $I_S = 10^{-14} \text{ A}$ ,  $n = 1.05$

سوال 2.3: الٹے مائل ڈائیوڈ سے رستابر قی رو کو ناپنے کے لئے شکل 2.77 اف میں دکھایا دو۔ استعمال کرتے ہیں۔ اتنا حساس اشارہ ناپنے کی خاطر نہیں زیادہ داخلی مزاحمت رکھنے والا آله استعمال کیا جاتا ہے۔  $30^\circ\text{C}$  پر شکل میں  $V_0 = 0.2 \text{ V}$  ناپا جاتا ہے۔  $60^\circ\text{C}$  اور  $0^\circ\text{C}$  پر کیا ناپے جائیں گے۔  $R = 500 \text{ k}\Omega$  ہے۔

جوابات: 0.025 V, 1.6 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۔  $25^\circ\text{C}$  پر  $V_0 = 0.11 \text{ V}$  ناپا جاتا ہے۔



مکمل 2.77: ایک برقی روکی ناپ

- الٹارستا برقی رو حاصل کریں۔
- الٹارستا برقی رو لبریزی برقی رو  $I_S$  کے کتنے گنا ہے۔

جوابات: 81.45, 13.8 pA

سوال 2.5: ایک ڈائیوڈ کی برقی رو دُگنی کر دی جاتی ہے۔  $n = 1$  اور  $n = 2$  کی صورت میں برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 34.657 mV, 17.328 mV

سوال 2.6: ایک ڈائیوڈ کی برقی رو دس گنا کر دی جاتی ہے۔  $n = 1$  اور  $n = 2$  کی صورت میں برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

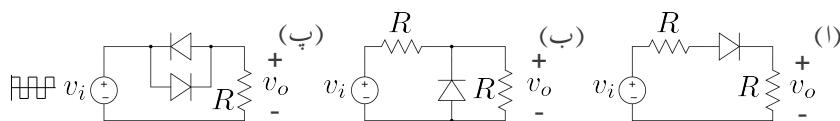
جوابات: 57.56 mV, 115 mV

سوال 2.7: ایک 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۔ برقی رو گزرنے سے ڈائیوڈ کی اندر ورنی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔ گرم ہونے کے بعد ڈائیوڈ میں برقی طاقت کا ضایع حاصل کریں۔ فی واث طاقت کے ضایع سے درجہ حرارت میں اضافہ حاصل کریں۔ اس کو ڈائیوڈ کی حرارت مزاحمتے<sup>204</sup> کہتے ہیں۔

جوابات:  $1.28 \text{ W}$  اور  $\frac{19.53}{W}^{\circ}\text{C}$

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 حیطہ  $\mp 1 \text{ V}$  ہیں۔

thermal resistance<sup>204</sup>



شکل 2.78: ڈائیوڈ کے سوالات

جوابات: (الف) صرف ثابت  $0.5\text{V}$  جیطے کا مستطیل اشارہ۔ (ب) صرف ثبت  $0.5\text{V}$  جیطے 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  $0.7\text{V}$  کا گھٹاؤ لیتے ہوئے مستطیل داخلی اشارہ  $v_i$  سے خارجی اشارہ  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیط  $\pm 1\text{V}$  ہے۔

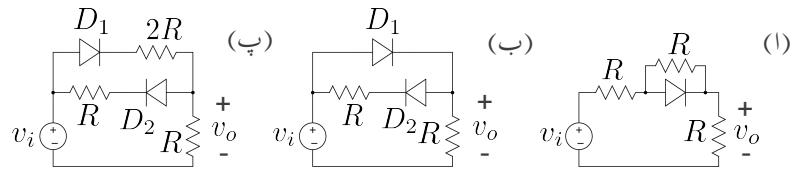
جوابات: (الف) مستطیل اشارہ جس کا ثبت جیط  $0.15\text{V}$  جبکہ منفی جیط صفر وولٹ ہے۔ (ب) مستطیل جس کا ثبت جیط  $0.5\text{V}$  جبکہ منفی جیط  $-0.7\text{V}$  ہے۔ (پ) مستطیل  $\pm 0.3\text{V}$  جیط۔

سوال 2.10: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے  $v_i$  کو سائن-نمایتی ہوئے خارجی اشارے  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیط  $\pm 1\text{V}$  ہے۔

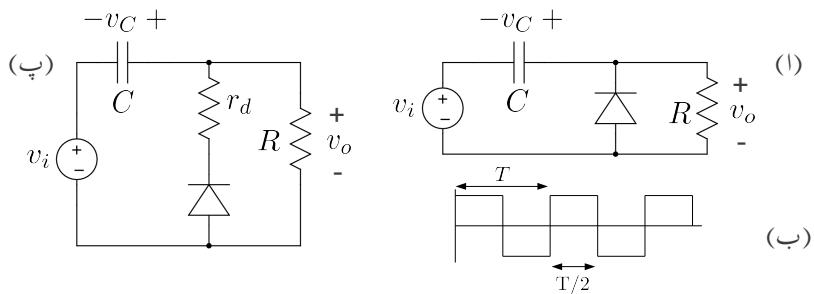
سوال 2.11: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں سیدھے مائل ڈائیوڈ پر  $0.7\text{V}$  بر قی دباؤ کا گھٹاؤ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے  $v_i$  کو سائن-نمایتی ہوئے خارجی اشارے  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیط  $\pm 1\text{V}$  ہے۔

سوال 2.12: شکل 2.79 میں جیطے کا مستطیل داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارات حاصل کریں۔

حل: (ا) ثبت داخلی اشارے کی صورت میں ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو گا۔ یوں  $v_o = 7.5\text{V}$  ہو گا۔ منفی داخلی اشارے کے وقت ڈائیوڈ اتمامیل ہو گا لہذا  $v_o = 5\text{V}$  ہو گا۔ (ب) ثبت  $v_i$  کے وقت  $D_1$  سیدھا مائل اور یوں  $v_o = 15\text{V}$  ہو گا۔ منفی  $v_i$  کی صورت میں  $D_2$  سیدھا مائل ہو گا لہذا  $v_o = -7.5\text{V}$  ہو گا۔ (پ) ثبت  $v_i$  پر  $v_o = 5\text{V}$  جبکہ منفی  $v_i$  پر  $v_o = -7.5\text{V}$  ہے۔



شکل 2.79: ڈائیوڈ کے دیگر سوالات



شکل 2.80:

سوال 2.13: شکل 2.80 الف میں شکنجه دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگتا رہ مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے جس کا حیطہ  $V = \frac{T}{2} \mp 10V$  ہے۔  $RC = \frac{T}{2}$  کی صورت میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارے کا خط کچھیں۔

جواب: داخلی اشارہ منفی ہوتے ہی خارجی اشارہ  $V = 0V$  ہو جاتا ہے جبکہ کپیسٹر جلدی سے  $v_C = 10V$  پر پہنچتا ہے۔ داخلی اشارہ ثابت ہوتے ہی خارجی اشارہ  $V = 20V$  ہو جاتا ہے جو  $T/2$  سینکڑوں میں گھٹتے ہوئے  $V = 7.36V$  رہ جاتا ہے۔

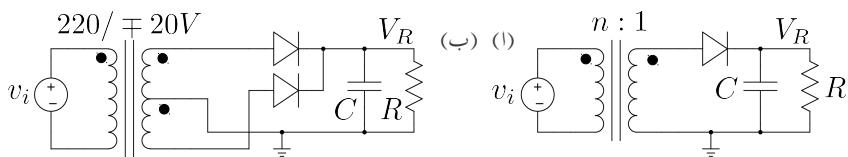
سوال 2.14: شکل 2.80 پ میں ڈائیوڈ کی مزاحمت  $r_d$  کو واضح دکھاتے ہوئے شکنجه دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگتا رہ مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے جس کا حیطہ  $V = \frac{T}{2} \mp 10V$  ہے۔  $RC \ll T$  اور  $r_dC \ll T$  کی صورت میں خارجی اشارے کا خط کچھیں۔

جواب: پہلے سوال کی طرح داخلی اشارہ ثابت ہونے کے لمحے پر  $v_C = 10V$  اور خارجی اشارہ  $V = 20V$  ہوتا ہے۔  $\frac{T}{2}$  سینکڑ بعد خارجی اشارہ  $V = 7.36V$  جبکہ  $v_C = -2.64V$  ہوتے ہیں۔ جیسی ہی داخلی اشارہ منفی ہوتا ہے اس لمحے  $v_o = -12.64V$  ہو گا۔  $r_dC \ll T$  ہونے کے ناطے یہ صورت زیادہ دیر نہیں پائی جائے گی اور جلد ہی کپیسٹر  $r_d$  کے راستے  $10V$  پر پہنچ جائے گا جس سے  $v_o = 0V$  ہو جائے گا۔ یوں داخلی اشارہ منفی ہونے کے لمحات پر خارجی اشارے پر منفی سوئی نامہ برقی دباؤ پایا جائے گا۔

سوال 2.15: شکل 2.81 الف میں گھریلو واپڈا<sup>205</sup> کی بھلی استعمال کرتے ہوئے بارہ وولٹ کی منبع بنائی گئی ہے۔  $R_L = 1.2 k\Omega$  ہے جبکہ یک سمت برقی دباؤ میں بھر  $\pm 1V$  سے کم رکھنا ہے۔ ٹرانسفارمر کی شرح  $n : n$  اور کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ واپڈا کی تعداد کی قیمت  $\sqrt{2} \times 220 \cos \omega t$  ہے جس کی موثر<sup>206</sup> قیمت  $V = 220V$  ہے۔ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کے لگناو کو نظر انداز کریں۔

$$n = 23.93, 100 \mu F$$

سوال 2.16: شکل 2.81 ب میں قدر مختلف ٹرانسفارمر استعمال کرتے ہوئے دو ڈائیوڈ کی مدد سے ممکنہ سمتی کار حاصل کیا گیا ہے۔ ٹرانسفارمر کے داخلی جانب گزشتہ سوال کی طرح واپڈا کی بھلی فراہم کی گئی ہے۔ ٹرانسفارمر کے داخلی جانب  $V = 220V$  موثر قیمت کا برقی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے۔ خارجی جانب ٹرانسفارمر کے درمیانے پیاسا کو برقی زمین تصور کرتے ہوئے باقی دو پیاسوں پر آپس میں الٹ بیس میں وولٹ حاصل ہوتے ہیں۔ اور  $R = 50\Omega$



شکل 2.81: برد ہو لوٹ کے برقی دباؤ کی منجع

سوال 2.16:  $C = 4700 \mu\text{F}$  کی صورت میں خارجی یک سمت برقی دباؤ  $V_R$  اور اس میں بلٹھ حاصل کریں۔ کامل ڈائیوڈ تصور کریں۔

جوابات: تقریباً  $27.68 \text{ V}$ ، تقریباً  $\pm 0.6 \text{ V}$

سوال 2.17: ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی رو کا نمط کچھیں۔ اس پر سے چالو کردہ برقی دباؤ کا تخمینہ لگائیں۔

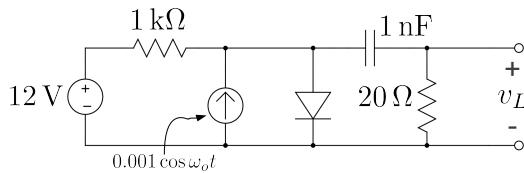
سوال 2.18: ڈائیوڈ پر برقی دباؤ  $50 \text{ mV}$  بڑھانے سے برقی رو  $i_{D1}$  اور  $i_{D2}$  کی شرح حاصل کریں۔ یہی شرح  $100 \text{ mV}$ ،  $200 \text{ mV}$  اور  $500 \text{ mV}$  کے لئے بھی حاصل کریں۔

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:  $57 \text{ mV}$ ،  $115 \text{ mV}$

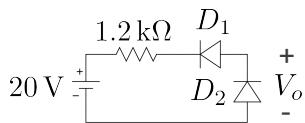
سوال 2.20: ڈائیوڈ کے مساوات  $v_D \ll V_T$  کا مکلارن سلسہ<sup>207</sup> حاصل کریں۔ اگر  $i_D = I_0 e^{\frac{v_D}{V_T}}$  کے صرف پہلے دو جزو لیتے ہوئے ثابت کریں کہ لکھا جاسکتا ہے جہاں  $r_d$  کے برابر ہے۔

سوال 2.21: شکل 2.82 میں ڈائیوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔  $I_S = 10 \text{ fA}$  اور  $V_T = 25 \text{ mV}$  کو لیتے ہوئے ڈائیوڈ میں یک سمت برقی رو دہرانے کے طریقے<sup>208</sup> سے حاصل کریں۔



شکل 2.82: ڈائریکٹ طریقے کی مثال

$$i_D = \begin{cases} 2 \times 10^{-3}v_D^2, & v_D \geq 0 \\ -I_o, & v_D < 0 \end{cases}$$



شکل 2.83: ڈائیوڈ کی مارکی مراجع مساوات

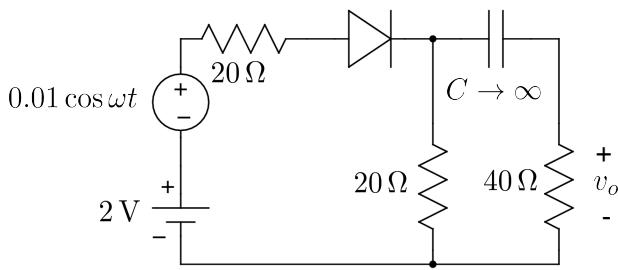
جواب:  $V_D = 0.7\text{ V}$  تصور کرتے ہوئے  $11.3\text{ mA}$  حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے  $V_D$  کی قیمت  $0.69383\text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح متواتر حل کرتے ہوئے  $11.306\text{ mA}$ ،  $0.69384\text{ V}$ ،  $11.306\text{ mA}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یوں اس آخری جواب کو یک سمت برقی رو لیا جاتا ہے۔

سوال 2.22: مندرجہ بالا مثال کے نتائج استعمال کرتے ہوئے  $\omega_0 = 5 \times 10^6 \text{ rad/s}$  اور  $\omega_0 = 5 \times 10^{10} \text{ rad/s}$  پر شکل میں بدلتا برقی دباؤ  $v_L$  حاصل کریں۔

جوابات:

$$\begin{aligned} r_d &= 2.2\Omega \\ 0.000044 \cos(5 \times 10^6 t + 1.55) \\ 0.0018 \cos(5 \times 10^8 t + 0.42) \\ 0.00198 \cos(5 \times 10^{10} t + 0.0045) \end{aligned}$$

سوال 2.23: ڈائیوڈ کے خط کے گول حصے کو دیکھتے ہوئے یوں معلوم ہوتا ہے جیسے یہ  $y = x^2$  کا خط ہے۔ ڈائیوڈ کے خط کو کبھی کچھار 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۔



ٹکل 2.84: خط بوجھ کا سوال

$$\text{جواب: } V_o = 10 - 600I_o$$

سوال 2.24: ٹکل 2.84 میں  $I_D = 30 \text{ mA}$  پر ڈائوڈ میں  $V_D = 0.68 \text{ V}$  گزارتا ہے۔

1. ڈائوڈ کے خط پر یک سمت خط بوجھ کھینچ کر نقطہ مائل حاصل کریں۔

2. نقطہ مائل پر ڈائوڈ کی مزاحمت  $r_d$  حاصل کریں۔

3. بدلتا برقی دباؤ  $v_o$  حاصل کریں۔

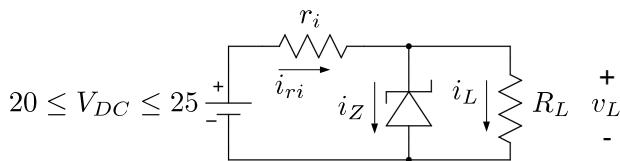
4. نقطہ مائل پر بدلتا رو، خط بوجھ کھینچیں۔

جوابات:  $0.0019 \cos \omega t$  ،  $36.7 \Omega$  ،  $(0.68 \text{ V}, 33 \text{ mA})$

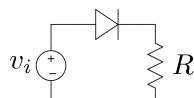
سوال 2.25: ٹکل 2.85 میں دکھائے زیز ڈائوڈ پر اس وقت تک  $12 \text{ V}$  کا برقی دباؤ برقرار رہتا ہے جب تک اس میں  $2 \text{ mA}$  تا  $200 \text{ mA}$  کا برقی رو گزرا رہا ہو۔  $R_L = 60 \Omega$  ہے۔

1.  $r_i$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر یک سمت برقی دباؤ  $20 \text{ V}$  تا  $25 \text{ V}$  تبدیل کرتے ہوئے زیز ڈائوڈ پر  $12 \text{ V}$  برقرار رہیں۔

2. زیز ڈائوڈ میں زیادہ سے زیادہ طاقت کا ضایع حاصل کریں۔



شکل 2.85: زیز ڈائیوڈ کا سوال



شکل 2.86: ڈائیوڈ کی برقی رو

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  $i_{ri} = 0.202 \text{ A}$  ہو گا جس سے  $r_i = 39.6 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ داخلی برقی دباؤ 30V کرنے سے  $i_Z = 0.3282 - 0.2 = 0.1282 \text{ A}$  اور طاقت کا ضیاء  $i_{ri} = \frac{25-12}{39.6} = 0.3282 \text{ A}$  ہو گا۔ 1.5384W

سوال 2.26: شکل 2.85 میں بدلتے مزاحمت  $R_L$  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  $150 \Omega$  اور  $20.2 \text{ V}$  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  $150 \Omega$  بوجھ اور  $20.2 \text{ V}$  داخلی برقی دباؤ پر  $i_L$  اور  $i_{ri}$  حاصل کریں۔
3. حاصل کردہ  $r_i$  کو استعمال کرتے ہوئے  $150 \Omega$  بوجھ اور  $25 \text{ V}$  داخلی برقی دباؤ پر  $i_L$  اور  $i_Z$  حاصل کریں۔

4. حاصل کردہ  $r_i$  کو استعمال کرتے ہوئے  $1200 \Omega$  بوجھ اور  $20.2 \text{ V}$  داخلی برقی دباؤ پر  $i_L$  اور  $i_Z$  حاصل کریں۔

5. حاصل کردہ  $r_i$  کو استعمال کرتے ہوئے  $1200 \Omega$  بوجھ اور  $25 \text{ V}$  داخلی برقی دباؤ پر  $i_{ri}$  اور  $i_Z$  حاصل کریں۔

جوابات:

$$r_i = 100 \Omega \quad .1$$

$$i_L = 80 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 82 \text{ mA}, \quad i_Z = 2 \text{ mA} \quad .2$$

$$i_L = 80 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 130 \text{ mA}, \quad i_Z = 50 \text{ mA} \quad .3$$

$$i_L = 10 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 82 \text{ mA}, \quad i_Z = 72 \text{ mA} \quad .4$$

$$i_L = 10 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 130 \text{ mA}, \quad i_Z = 120 \text{ mA} \quad .5$$

سوال 2.27: سوال 2.26 میں  $r_i = 100 \Omega$  استعمال کیا جاتا ہے۔ داخلی برقی دباؤ  $20.2 \text{ V}$  کی صورت میں  $R_L = 50 \Omega$  کر دیا جاتا ہے۔ اس صورت میں  $v_L$ ،  $i_L$  اور  $i_Z$  حاصل کریں۔

جوابات:  $134.666 \text{ mA}$ ،  $6.7333 \text{ V}$  اور زینر گٹنے سے کم برقی دباؤ پر زینر ڈائیوڈ میں برقی رو  $0 \text{ A}$  ہوتی ہے۔

سوال 2.28: شکل 2.86 میں آدھا سمت کار دکھایا گیا ہے جسے  $v_i = 310 \cos \omega t$  داخلی برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے۔ استعمال شدہ ڈائیوڈ زیادہ سے زیادہ  $1 \text{ A}$  کی اوسط برقی رو برداشت کر سکتا ہے۔ مزاحمت کی کم سے کم ممکنہ قیمت حاصل کریں۔

جواب: ڈائیوڈ آدھے لہر کے لئے چالو رہتا ہے۔ آدھے لہر کی اوسط برقی رو  $\frac{V_p}{\pi R}$  کے برابر ہے۔ یوں  $R = 98.676 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔



## باب 3

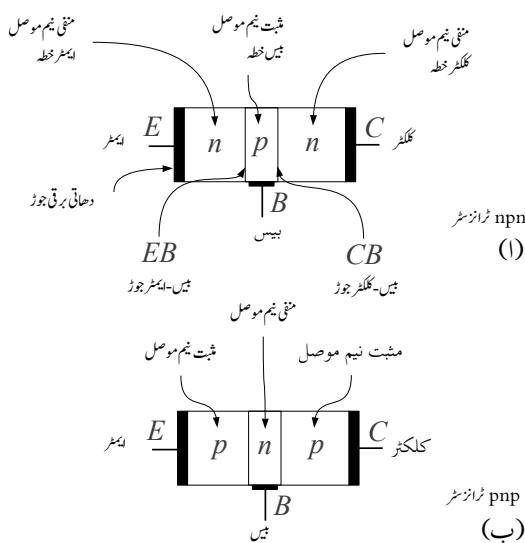
### ٹرانزسٹر (دوجو طریقہ ٹرانزسٹر)

برقیات میں دو اقسام کے پروزہ جات پائے جاتے ہیں۔ ان میں مزاحمت، کمیٹر، امالہ اور ڈائیوڈ کو غیر عامل<sup>1</sup> پروزہ جات پکارا جاتا ہے جبکہ ٹرانزسٹر<sup>2</sup> کے دیگر اقسام کو عامل<sup>3</sup> پروزہ جات پکارا جاتا ہے۔ برقیات کی ترقی ٹرانزسٹر کی ایجاد کی وجہ سے ہے۔ اس باب میں دوجو طریقہ ٹرانزسٹر پر غور کیا جائے گا۔ دو جوڑے والے ٹرانزسٹر کو عموماً صرف ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ اگلے باب میں برقی میدان سے چلنے والے ٹرانزسٹر پر غور کیا جائے گا۔ برقی میدان سے چلنے والے ٹرانزسٹر کو اس کتاب میں میدانی ٹرانزسٹر<sup>4</sup> کہا جائے گا۔

#### 3.1 ٹرانزسٹر کی ساخت اور اس کی بنیادی کارکردگی

شکل 3.1 میں دو اقسام کے ٹرانزسٹروں کی بناؤٹ دکھائی گئی ہے۔ شکل اف میں دو منفی نیم موصل خطوں کے مابین ایک ثابت نیم موصل خط سمیانا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو منفی-منفی-منفی ٹرانزسٹر یا *npn* ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ ان تین نیم موصل خطوں کو ایمپر خطيہ<sup>5</sup>، بیمہر خطيہ<sup>6</sup> اور کلکٹر خطيہ<sup>7</sup> کہتے ہیں۔ شکل میں ان کی وضاحت کی گئی

passive<sup>1</sup>  
transistor<sup>2</sup>  
active<sup>3</sup>  
field effect transistor<sup>4</sup>  
emitter<sup>5</sup>  
base<sup>6</sup>  
collector<sup>7</sup>

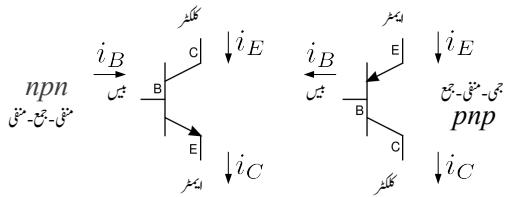


شكل 1.3: منفي-جمع- منفي ٹرانزسٹر اور جمع- منفي- جمع ٹرانزسٹر کی بناوٹ

ہے۔ اس کے برعکس شکل ب میں دو ثابت نیم موصل خطوط کے ماہین ایک منقی نیم موصل خط سمجھا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو مجھ۔ منفی۔ مجھ ٹرانزسٹر یا  $pnp$  ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ منقی۔ جمع۔ منقی  $npn$  ٹرانزسٹر کے تین برتری سرے ہیں جنہیں ایمیٹر  $E$ ، کلکٹر  $C$  اور بیس  $B$ <sup>10</sup> کہتے ہیں۔ اس ٹرانزسٹر میں منقی نیم موصل  $n$  اور ثابت نیم موصل  $p$  خطوط کے درمیان دو  $n-p$  جوڑ ہیں جنہیں میں۔ ایمیٹر  $BE$  جوڑ اور میں۔ کلکٹر  $BC$  جوڑ کہتے ہیں۔

شکل 3.2 میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے دو اقسام کے علامات دکھائے گئے ہیں۔ بیس-ایمپٹر جوڑ پر تیر کا نشان ٹرانزسٹر میں اس جوڑ سے گزرتی برقی روکی صحیح سمت دکھلاتا ہے۔ یوں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر میں ایمپٹر سرے سے برقی روکنے والے کی جانب کو جبکہ باقی دو سروں پر برقی روٹر ٹرانزسٹر کے اندر جانب کو ہوگی۔  $p-n-p$  ٹرانزسٹر میں ایمپٹر سرے پر برقی رو اندر جانب جبکہ باقی دو سروں پر برقی روکی سمت ٹرانزسٹر کے باہر جانب کو ہوگی۔ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپٹر جوڑ اور بیس-مکلٹر جوڑ کو سیدھا مالکہ پالٹا مالکہ کر کے ٹرانزسٹر کو تین مختلف طریقوں پر چلا پا جا سکتا ہے۔ جدول 3.1

emitter<sup>8</sup>  
collector<sup>9</sup>  
base<sup>10</sup>



شکل 3.2: ٹرانزسٹر کے علامات

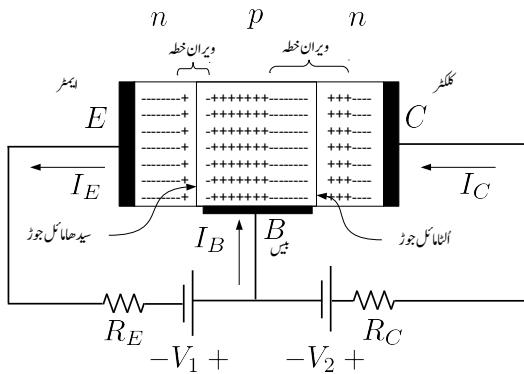
جدول 3.1: ٹرانزسٹر کے تین مختلف انداز کا کارکردگی

انداز کا کارکردگی	بیں-امپٹر جوڑ	بیں-کلکٹر جوڑ
افراستنده حال	سیدھا مائل	غیر چالو یا الٹا مائل
غیر افراستنده حال	سیدھا مائل	چالو
منقطع حال	الٹا مائل	الٹا مائل

میں ٹرانزسٹر مائل کرنے کے تین ممکنہ طریقے دکھائے گئے ہیں۔ ٹرانزسٹر کو بطور ایک پیغامبر استعمال کرنے کی خاطر اسے افراستنده حال میں رکھا جاتا ہے۔ عدد ۱۱ ادوار<sup>11</sup> میں ٹرانزسٹر کے غیر افراستنده حال اور منقطع حال دونوں استعمال ہوتے ہیں۔

### 3.2 افراستنده حال منقی-جمع-منقی npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل 3.3 میں منقی-جمع-منقی npn ٹرانزسٹر کو اس طرح بر قی دباؤ مہیا کئے گئے ہیں کہ اس کا بیں-امپٹر BE جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا بیں-کلکٹر BC جوڑ الٹا مائل ہو۔ یوں بیں-امپٹر BE جوڑ پر پیدا ویران خطے کی لمبائی کم ہو جائے گی جبکہ بیں-کلکٹر BC جوڑ پر پیدا ویران خطے کی لمبائی بڑھ جائے گی۔ شکل میں منقی-جمع-منقی npn ٹرانزسٹر کے بر قی سروں پر بر قی رو کی سمتیں دکھائی گئی ہیں۔ شکل میں بیں خطے کے لمبائی کو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے۔ npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی کا دارود مدار دو n خطوں کا انتہائی قریب قریب ہونے پر ہے۔ یوں حقیقت میں بیں خطے کی لمبائی چند مائیکرو میٹر  $\mu\text{m}$  ہوتی ہے۔ شکل 3.4 میں اس ٹرانزسٹر میں باروں کے حرکت کی وضاحت کی گئی ہے۔ بیں-امپٹر جوڑ بالکل ڈائیوڈ کی مانند عمل کرتا ہے۔ بیروفی بر قی دباؤ کی وجہ سے آزاد الکٹران



شکل 3.3: بیس-ایمپر جوڑ سیدھا مائل جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ اٹھا مائل کیا گیا ہے

ایمپر خطے سے بیس خطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان الکیٹرانوں کو شکل میں مداخل ایمپر<sup>12</sup> کہا گیا ہے۔ اسی طرح بیس خطے سے آزاد خول ایمپر خطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان خولوں کو شکل میں مداخل فول<sup>13</sup> کہا گیا ہے۔ منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر کی کارکردگی مداخل الکیٹرانوں پر منحصر ہوتی ہے جبکہ مداخل خول اس میں کوئی کردار ادا نہیں کرتے۔ چونکہ مداخل الکیٹرانوں کی تعداد ایمپر خطے میں ملاوٹی ایٹموں کی تعداد کثافتے<sup>14</sup>  $N_D$  پر منحصر ہے جبکہ مداخل خولوں کی تعداد بیس خطے میں ملاوٹی ایٹموں کی تعداد کثافتے<sup>14</sup>  $N_A$  پر منحصر ہے لہذا ٹرانزسٹر کے ایمپر خطے میں  $N_D$  کی قیمت بیس خطے میں  $N_A$  کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل 3.5 میں منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ روایتی برقی رو اور الکیٹران کے بہاو کی سمیت آپس میں الٹ ہوتی ہیں لہذا اس ٹرانزسٹر کے ایمپر سرے پر الکیٹران کا بہاو اندر کی جانب ہو گا۔ فرض کریں کہ ایمپر سرے پر ہر سینٹ  $x$  الکیٹران ٹرانزسٹر میں داخل ہوتے ہیں۔ الکیٹران کا برقی بار<sup>15</sup>  $q$  ۔ لکھتے ہوئے یوں ایمپر سرے پر برقی رو  $I_E$  کی قیمت

$$(3.1) \quad I_E = xq$$

ہو گی۔ یہ دونی برقی دباؤ میں ایمپر جوڑ کو سیدھا مائل کئے ہوئے ہے۔ یوں اس جوڑ میں بالکل سیدھے مائل ڈائیوڈ کی طرح برقی رو کا گزر ہو گا اور تمام کے تمام  $x$  الکیٹران میں خطے میں پہنچ جائیں گے۔<sup>16</sup> بیس خطے میں مداخل

injected electrons<sup>12</sup>

injected holes<sup>13</sup>

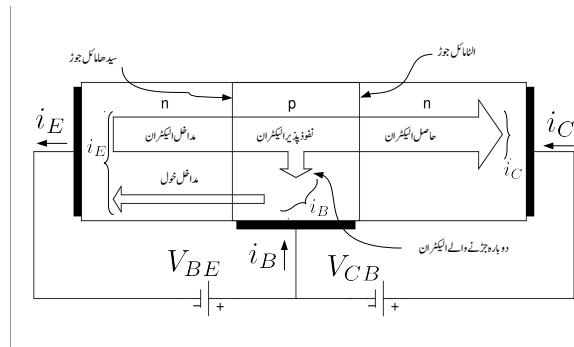
number density<sup>14</sup>

charge<sup>15</sup>

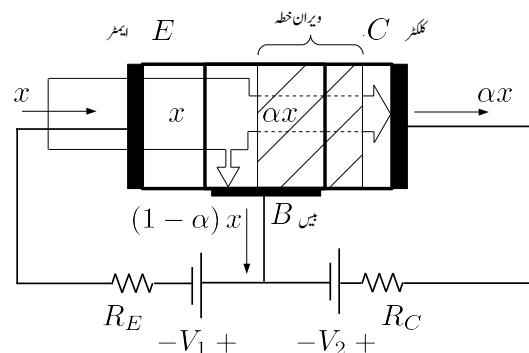
<sup>16</sup> یہاں خول کے بہاو کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس کی بات آگے چاکر ہو گی

### 3.2. افراستہ حال مفہی-جع-مفہی $npn$ ٹرانزسٹر کی کارکردگی

217



شکل 3.4: npn ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت



شکل 3.5: npn ٹرانزسٹر میں ایکٹرانوں کا بہاؤ

الیکٹران ہر جانب نفوذ پذیر ہوں گے۔ جیسا پہلے ذکر ہوا میں خطے کا بیشتر حصہ ویران نہ ہے بن چکا ہے۔ میں خطے میں داخل الیکٹران اس باریک لمبائی والے میں خطے سے ٹرانزسٹر کے بیرونی سرے B تک پہنچ کی کوشش کریں گے۔ ایسے الیکٹران حرارتی توانائی کی بدولت میں خطے میں ہر جانب نفوذ پذیر ہوں گے تاہم بیرونی برقی دباؤ  $V_1$  کی وجہ سے ان کی اوست رفتار برقی سرے B کی جانب ہوتی ہے۔ ان الیکٹرانوں میں سے متعدد الیکٹران اس سفر کے دوران میں۔ ملکٹر جوڑ کے ویران خطے میں داخل ہو جاتے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ اس ویران خطے سے منفی بار تیزی سے دائیں جانب یعنی ملکٹر خطے میں منتقل ہو جاتے ہیں۔ یوں  $x$  الیکٹرانوں کا بیشتر حصہ ملکٹر خطے میں پہنچ جاتا ہے اور یہاں سے ٹرانزسٹر کے بیرونی ملکٹر سرے پر پہنچ کر برقی رو  $I_C$  پیدا کرتا ہے۔ ملکٹر خطے پہنچے والے الیکٹرانوں کی تعداد کو  $\alpha$  لکھا جا سکتا ہے جہاں  $\alpha$  کی قیمت عموماً 0.9 تا 0.99 ہوتی ہے۔ یوں ملکٹر سرے پر برقی رو  $I_C$  کی قیمت

$$(3.2) \quad I_C = \alpha x q$$

ہو گی۔ بقیا الیکٹران یعنی  $(1 - \alpha)x$  الیکٹران ٹرانزسٹر کے بیرونی میں سرے پہنچ کر برقی رو  $I_B$  کو جنم دیتے ہیں یعنی

$$(3.3) \quad I_B = (1 - \alpha)x q$$

ان تین مساواتوں سے حاصل ہوتا ہے

$$(3.4) \quad \begin{aligned} I_E &= x q \\ I_C &= \alpha x q = \alpha I_E \\ I_B &= (1 - \alpha)x q = (1 - \alpha)I_E \\ I_E &= I_B + I_C \end{aligned}$$

ان سے مزید حاصل ہوتا ہے

$$(3.5) \quad \begin{aligned} I_C &= \alpha I_E = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B = \beta I_B \\ I_E &= I_C + I_B = (\beta + 1) I_B \end{aligned}$$

جہاں

$$(3.6) \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

لکھا گیا ہے۔ مساوات 3.5 کو ٹکلپروں میں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$(3.7) \quad I_C = \alpha I_E$$

$$(3.8) \quad \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$(3.9) \quad I_E = (\beta + 1)I_B$$

چونکہ  $\alpha \approx 1$  ہوتا ہے لہذا مساوات 3.7 سے ظاہر ہے کہ  $I_C$  کی قیمت تقریباً  $I_E$  کے برابر ہو گی۔ مساوات 3.8 سے ظاہر ہے کہ  $\beta$  ٹرانزسٹر کی افزائش برقہ رو<sup>17</sup> ہے۔

مساوات 3.6 کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں

$$(3.10) \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

مثلاً 3.1: مندرجہ ذیل کے لئے  $\beta$  حاصل کریں۔

$$\alpha = 0.9 .1$$

$$\alpha = 0.99 .2$$

$$\alpha = 0.999 .3$$

حل:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.9}{1-0.9} = 9 .1$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.99}{1-0.99} = 99 .2$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.999}{1-0.999} = 999 .3$$

مثال 3.2:  $\alpha$  کے لئے  $\beta = 74$  حاصل کریں۔

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{74}{74+1} = 0.987$$

مثال 3.3: ایک ٹرانزسٹر میں ہر سینڈ  $6 \times 10^{15}$  الیکٹرون بیس-ایمپلٹر جوڑ سے گزرتے ہیں۔ اگر  $\alpha = 0.993$  ہو تو اس کے برقی سروں پر برقی رو حاصل کریں۔

حل: الیکٹرون کا بار  $-1.6 \times 10^{-19} C$  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  $\beta$  سے منسلک 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  $\beta$  گناہ ہے۔ یوں اگر  $\beta$  کی قیمت 35 ہو تو بیس کے برقی رو کم یا زیادہ کرنے سے گلکٹر سرے پر برقی رو کی قیمت 35 گناہ کم 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 افراٹر<sup>18</sup> کہتے ہیں۔ یوں  $\beta$  کو ٹرانزسٹر کی افراٹر برقی رو<sup>19</sup> کہیں گے۔ ٹرانزسٹر کے افراٹش کی صلاحیت ہی کی وجہ سے برقيات کے میدان کا وجود ہے۔

gain<sup>18</sup>  
current gain<sup>19</sup>

ٹرانزسٹر کا جوڑ بالکل سادہ ڈائیوڈ کی طرح کردار ادا کرتا ہے۔ یوں اس جوڑ کے بر قی رو کو

$$I_E = I'_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

لکھتے ہوئے

$$I_C = \alpha I'_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

$$I_B = \frac{\alpha I'_S}{\beta} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر ہم  $I_S$  کو لکھیں تب ان مساوات کو

$$(3.12) \quad I_E = \frac{I_C}{\alpha} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

$$I_C = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کتاب میں مساوات 3.12 ہی استعمال کئے جائیں گے۔ آپ نے دیکھا کہ  $I_B$  کم یا زیادہ کرنے سے  $I_C$  بھی کم یا زیادہ ہوتی ہے۔ حقیقت میں  $V_{BE}$  کم یا زیادہ کرنے سے  $I_B$  کم یا زیادہ کیا جاتا ہے۔ میں ٹرانزسٹر 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۔  $I_C$  اور  $I_B$  کی شرح  $\beta$  رہے گا۔

اب تک کی گفتگو سے ظاہر ہے کہ npn ٹرانزسٹر میں مداخل خلوں کا  $I_C$  کے پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اسی لئے جیسا شروع میں ذکر ہوا مداخل خلوں کی تعداد کم سے کم رکھی جاتی ہے۔

مندرجہ بالا گفتگو میں میں ٹرانزسٹر جوڑ کو اکٹ مائل رکھا گیا۔ اُنھے مائل ڈائیوڈ کی طرح اس جوڑ میں الٹی جانب بر قی رو  $I_S$  گزرا گی۔ ڈائیوڈ کی طرح حقیقت میں الٹی بر قی رو کی اصل قیمت تجویز سے حاصل  $I_S$  کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے اور اس کی قیمت الٹی بر قی دباؤ پر مختص ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر میں اس بر قی رو کو  $I_{CBO}$  لکھا

جاتا ہے۔  $I_{CB0}$  سے مراد ایمیٹر سرے کو کھلے سرے رکھتے ہوئے ہیں۔ ملکٹر جوڑ پر الٹی برقی رو ہے۔ اور مساوات حاصل کرتے وقت  $I_{CB0}$  کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ یوں حقیقت میں

$$(3.13) \quad I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$$

کے برابر ہے۔  $I_{CB0}$  کی قیمت درجہ حرارت  $10^{\circ}\text{C}$  بڑھانے سے تقریباً دو گنی ہوتی ہے۔ جدید ٹرانزسٹروں میں  $I_{CB0}$  قابل 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 ہیں۔ ایمیٹر جوڑ کو سیدھا مارکھ جبکہ اس کے ہیں۔ ملکٹر جوڑ کو غیر چالوں کھا جائے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افراہندہ مارکھ کی خاطر اس کے ہیں۔ ملکٹر جوڑ پر برقی دباؤ  $V_{BE}$  ثبت رکھی جاتی ہے جبکہ اس کے ہیں۔ ملکٹر جوڑ پر برقی دباؤ  $V_{BC}$  کو یا تو منفی رکھا جاتا ہے اور یا اسے چالو کردہ برقی دباؤ یعنی  $0.5\text{V}$  سے کم رکھا جاتا ہے۔ سیدھے مائل ہیں۔ ایمیٹر جوڑ پر کسی بھی سیدھے مائل جمع۔ منفی جوڑ کی طرح برقی دباؤ کو  $0.7\text{V}$  تصور کیا جاتا ہے۔

اب تک کے بحث میں  $\beta$  کو مستقل تصور کیا گیا۔ درحقیقت میں  $\beta$  کی قیمت از خود  $i_c$  پر مختص ہوتی ہے۔ شکل 3.6 میں کسی ایک ٹرانزسٹر کو مثال بناتے ہوئے  $\beta$  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  $\beta$  کی قیمت بہت زیادہ تبدیل نہیں ہوتی اور یوں  $\beta$  میں تبدیلی کو نظر انداز کرتے ہوئے اس خطے میں اوسط  $\beta$  کے قیمت کو ٹرانزسٹر کا  $\beta$  تصور کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں  $i_c$  کے تبدیلی سے  $\beta$  کے تبدیلی کو نظر انداز کیا جائے گا۔

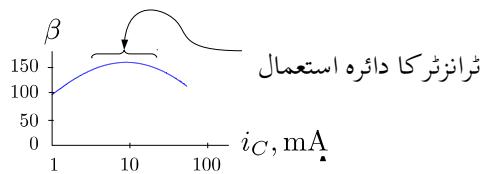
$\beta$  دو یک سمت برقی رو یعنی  $I_C$  اور  $I_B$  کی شرح ہے جسے عموماً  $h_{FE}$  بھی لکھا جاتا ہے یعنی

$$(3.14) \quad \beta = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

ٹرانزسٹر کو اشدارے کی افراہش کے لئے استعمال کیا جاتا ہے جو کہ یک سمت نہیں بلکہ بدلتا برقی دباؤ یا بدلتا برقی رو ہوتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے ہمیں اس کے  $\frac{i_c}{i_b}$  یعنی  $\frac{\Delta i_c}{\Delta i_b}$  سے زیادہ دلچسپی ہے۔ اس شرح کو کہتے ہیں یعنی

$$(3.15) \quad h_{fe} = \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b} = \frac{i_c}{i_b}$$

یوں  $h_{FE}$  کو ٹرانزسٹر کا یک سمت افراہش برقی رو جبکہ  $h_{fe}$  کو اس کا بدلتا افراہش برقی رو کہا جاتا ہے۔ اگرچہ  $h_{FE}$  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  $\beta$  سے ظاہر کیا جائے گا۔



شکل 3.6: افراکش بالمقابل برقی رہ

### 3.3 غیرافرازندہ کردہ برقی دباؤ

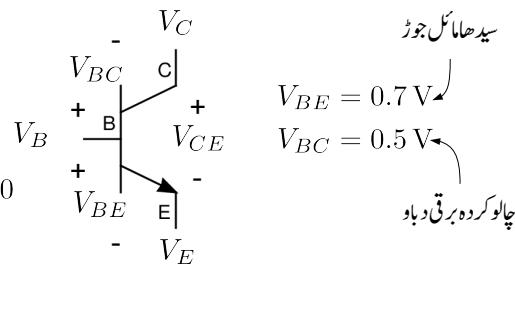
شکل 3.7 میں ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایمپٹر جوڑ پر  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  جبکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ پر  $V_{BC} = 0.5\text{V}$  دکھائے گئے ہیں۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے اس صورت میں برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت  $0.2\text{V}$  ہوتی ہے۔ اگر بیس-کلکٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو اس حد (یعنی چالکردہ برقی دباؤ) سے بڑھایا جائے تو  $V_{CE}$  کی قیمت  $0.2\text{V}$  سے کم ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر غیرافرازندہ صورت اختیار کر لے گا۔ لہذا افرازندہ حال ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت  $0.2\text{V}$  سے زیادہ رہتی ہے۔  $V_{CE}$  کے اس قیمت کو ٹرانزسٹر کا غیرافرازندہ برقی دباؤ غیرافرازندہ  $V_{CEsat}$  کہتے ہیں<sup>20</sup> یعنی

$$(3.16) \quad V_{CEsat} = 0.2\text{V}$$

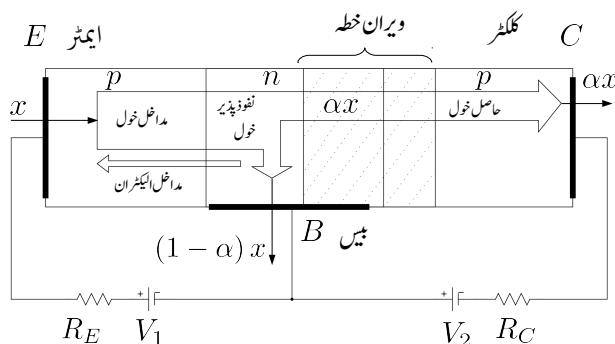
### 3.4 افرازندہ حال جمع-منفی-جمع ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل 3.8 میں  $pnp$  ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ کو اتنا مائل کرتے ہوئے اسے افرازندہ نسلے میں رکھا گیا ہے۔  $pnp$  ٹرانزسٹر کی کارکردگی باکل  $npn$  ٹرانزسٹر کی طرح ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ  $npn$  ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں الیکٹرونوں کی حرکت سے ہوتا ہے جبکہ  $pnp$  ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں خولواڑ کی حرکت سے ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned}
 V_{BC} &= V_B - V_C \\
 V_{BE} &= V_B - V_E \\
 V_{CE} &= V_C - V_E \\
 V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} &= 0 \\
 V_{CE} &= V_{BE} - V_{BC} \\
 &= 0.7 - 0.5 \\
 &= 0.2 \text{ V}
 \end{aligned}$$



شکل 3.7: ٹرانزسٹر کی غیر افزایشی نسبت میں کم خوبی



شکل 3.8: pnp ٹرانزسٹر میں خول کا بہاؤ

جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، بیروفنی لا گو بر قی دباؤ  $V_1$  ایمیٹر-بیس جوڑ کو سیدھا مائل کرتا ہے جس سے ایمیٹر سے بیس خطے میں خول داخل ہوتے ہیں اور بیس خطے سے ایمیٹر خطے میں الیکٹران داخل ہوتے ہیں۔ چونکہ بیس خطے میں خول میں الیکٹران کی تعدادی کشافت میں خول کی تعدادی کشافت سے کئی درجے کم رکھی جاتی ہے لہذا ایمیٹر سے بیس خطے میں داخل ہونے والے خولوں کی تعداد بیس سے ایمیٹر داخل ہونے والے الیکٹرانوں کی تعداد سے کئی درجے زیادہ ہوتی ہے۔ بیس خطے کی لمبائی نہایت کم ہوتی ہے اور یوں بیس خطے میں داخل ہونے والے خولوں کا بیشتر حصہ بیس۔ کلکٹر جوڑ پر پائے جانے والے ویران خطے تک پہنچتا ہے۔ ویران خطے میں خول داخل ہوتے ہیں بہاں پائے جانے والے بر قی میدان کی وجہ سے کلکٹر میں دھکلیں دئے جاتے ہیں۔ یوں ایمیٹر سے بیس میں خارج کئے جانے والے خولوں کا بیشتر حصہ کلکٹر پہنچ کر  $I_C$  پیدا کرتا ہے۔ کلکٹر کے دھاتی جوڑ پر پہنچنے والا ہر خول، ٹرانزسٹر میں باہر سے آنے والے الیکٹران کے ساتھ مل کر ختم ہوتا ہے۔ یوں بیروفنی دور میں بر قی رو الیکٹران کے حرکت سے جبکہ  $pnp$  کے اندر بر قی رو خول کے حرکت سے پیدا ہوتا ہے۔

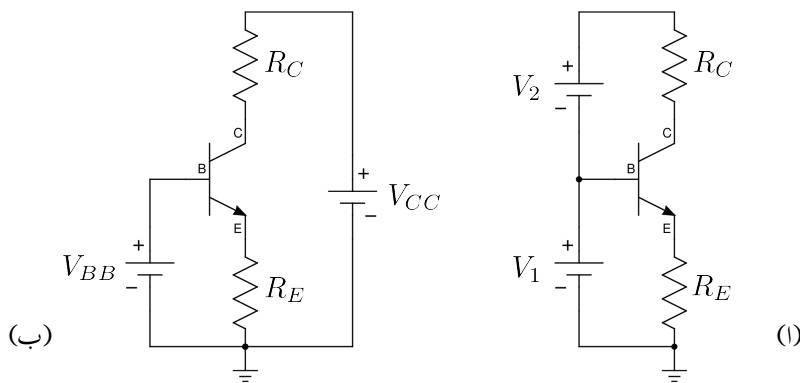
$$V_{EC} \text{ اور } V_{EB} \text{ کے } pnp \quad 3.4.1$$

$pnp$  ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس۔ ایمیٹر جوڑ پر  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  پایا جاتا ہے اور  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  غیر افزائندہ پر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو جاتا ہے۔  $pnp$  ٹرانزسٹر میں بھی ایسا ہی ہوتا ہے پس جوڑ کے نام اللئے لکھنے پڑتے ہیں لیکن  $pnp$  کے سیدھے مائل ایمیٹر۔ بیس جوڑ پر  $V_{EB} = 0.7 \text{ V}$  پایا جاتا ہے اور  $V_{EC} = 0.2 \text{ V}$  غیر افزائندہ پر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو جاتا ہے۔

### 3.5 نقطہ کار کردگی اور یک سمت ادوار کا تحلیلی تجزیہ

ٹرانزسٹر کے ساتھ مزاحمت (مزاجتیں) اور یک سمت منبع بر قی دباؤ (بر قی رو) منسلک کر کے اسے تین مختلف طرز پر چلا جاسکتا ہے۔ ان تین طریقوں کو جدول میں بیان کیا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی (نقطہ مائل) پر اس کے یک سمت بر قی رو کو  $I_E$ ،  $I_C$ ،  $I_B$  اور یک سمت بر قی دباؤ کو  $V_{CE}$ ،  $V_{BE}$ ،  $V_{BC}$  لکھتے ہیں۔ ڈائوڈ کے نقطہ مائل کی طرز پر ان قیتوں کے لکھنے کا درست انداز  $I_{BQ}$ ،  $I_{EQ}$ ،  $I_{CQ}$  وغیرہ ہے۔ اس کتاب میں جہاں غلطی کی گنجائش نہ ہو وہاں ان قیتوں کو پہلی طرز پر لکھا جائے گا جیسے  $I_{CQ}$  کو  $I_C$  لکھا جائے گا۔

اس حصے میں ٹرانزسٹر کے یک سمت ادوار حل کرنے پر غور کیا جائے گا جہاں ٹرانزسٹر کے مختلف حال یعنی افزائندہ حال، غیر افزائندہ حال اور مختلف حال باری باری دیکھے جائیں گے۔



شکل 3.9: ٹرانزسٹر کا افزائندہ حال مکمل کرنے کے طریقے

## 3.5.1 افزائندہ ٹرانزسٹر کے یک سمت ادوار کا حل

ٹرانزسٹر کی علامت استعمال کرتے ہوئے شکل 3.5 کو شکل 3.9 الف کو شکل 3.9 ب کے طرز پر بھی بنایا جاسکتا ہے جہاں  $V_{BB}$  کی جگہ  $V_1 + V_2$  لکھا گیا ہے اور  $(V_1 + V_2)$  کی جگہ  $V_{CC}$  لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً شکل ب کی طرز پر بنایا جاتا ہے۔

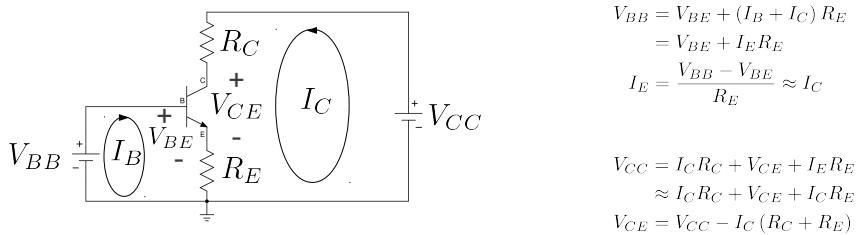
مثال 3.4: شکل 3.9 الف میں  $V_1$  کی قیمت تین ولٹ اور  $V_2$  کی قیمت آٹھ ولٹ ہونے کی صورت میں اس کے مساوی دور شکل 3.9 ب میں  $V_{CC}$  اور  $V_{BB}$  کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل:

$$(3.17) \quad V_{BB} = V_1 = 3 \text{ V}$$

$$(3.18) \quad V_{CC} = V_1 + V_2 = 3 + 8 = 11 \text{ V}$$

لہذا  $V_{BB}$  کی قیمت تین ولٹ جبکہ  $V_{CC}$  کی قیمت گیارہ ولٹ ہے۔



شکل 3.10: ٹرانزسٹر کا بنیادی 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۔

$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\
 V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\
 I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\
 I_C &= \alpha I_E \\
 I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1}
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

جہاں دوسرے قدم پر  $I_B + I_C = I_E$  لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے عموماً  $I_C$  کو  $I_E$  کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایمپٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو  $V_{BE}$  لکھا جاتا ہے جس کی عمومی قیمت کسی بھی سیدھے مائل ڈائیوڈ کی طرح  $0.7\text{V}$  تصور کی جاتی ہے۔ یعنی

$$V_{BE} = 0.7\text{V} \tag{3.20}$$

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۔

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C)R_E \\
 V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\
 V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\
 V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

جہاں آخری قدم پر  $I_E \approx I_C$  لیا گیا۔ حاصل کردہ برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت  $\text{نیز اضافہ}$  سے کم ہونے کی

صورت میں ٹرانزسٹر غیر افراکنڈہ ہو گا اور مندرجہ بالا جوابات درست نہیں ہوں گے۔ اس صورت حال پر آگے جا کر تجزیہ کیا جائے گا۔

مثال 3.5: شکل 3.10 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

ہونے کی صورت میں برقی رو  $I_C$  اور برقی دباؤ  $V_{CE}$  حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.19 کی مدد سے

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 0.5 \text{ mA}$$

اور مساوات 3.21 کی مدد سے

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C(R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.5 \times 10^{-3}(10000 + 1000) \\ &= 6.5 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت نیز افراکنڈہ  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراکنڈہ حال ہے اور یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

مثال 3.6: مثال 3.5 میں ٹرانزسٹر کی افراکش برقی رو  $I_C$  اور برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی اصل قیمتیں حاصل کریں۔ ان قیتوں کا گزشتہ مثال میں حاصل کی گئی قیتوں سے موازنہ کریں۔

$$\text{حل: مساوات } 3.10 \text{ سے } \alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{99}{99+1} = 0.99 \text{ ہے}$$

$$\text{پوس مساوات } 3.21 \text{ سے } I_C = \alpha I_E = 0.99 \times 0.5 \text{ mA} = 0.495 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ &= 12 - (0.495 \times 10^{-3} \times 10000) - (0.5 \times 10^{-3} \times 1000) \\ &= 6.55 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت نیز اندازہ میں ازدحام ہے اور یوں یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\alpha$  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

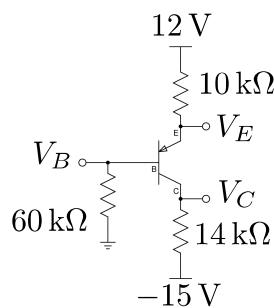
$$\left| \frac{0.495 \times 10^{-3} - 0.5 \times 10^{-3}}{0.495 \times 10^{-3}} \right| \times 100 = 1.01 \%$$

اسی طرح دونوں مثالوں میں حاصل کئے گئے برقبہ دباؤ  $V_{CE}$  میں 0.76 فیصد کا فرق ہے یعنی

$$\left| \frac{6.55 - 6.5}{6.55} \right| \times 100 = 0.76 \%$$

گزشتہ دو مثالوں سے ظاہر ہے کہ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے  $\alpha$  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 تیجتباً  $I_E$  کی جگہ  $I_C$  ہی کی قیمت استعمال کی جاتی ہے۔  $I_B$  لینے کا مطلب  $I_C \approx I_E$  کو نظر انداز کرنا ہے۔

مثلاً 3.7 شکل 3.11 میں  $V_E = 2.584 \text{ V}$  اور  $V_B = 1.884 \text{ V}$  کا میں۔ ٹرانزسٹر کا  $\beta$  حاصل کریں۔ مزید  $V_C$  کا بھی تخمینہ لگائیں۔

شکل 3.11: ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کا حصول۔

حل: شکل کو دیکھ کر

$$I_B = \frac{1.884}{60000} = 31.4 \mu\text{A}$$

$$I_E = \frac{12 - 2.584}{10000} = 0.942 \text{ mA}$$

لکھ جاسکتے ہیں جن سے

$$\beta + 1 = \frac{I_E}{I_B} = \frac{0.942 \text{ mA}}{31.4 \mu\text{A}} = 30$$

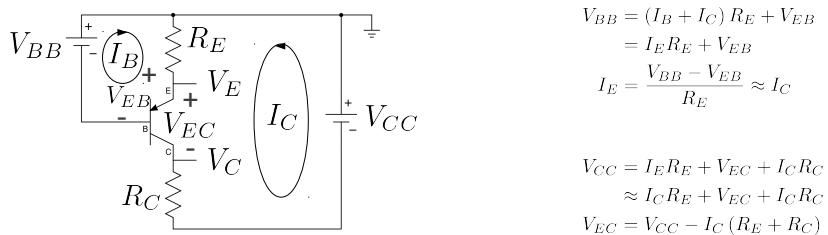
یعنی  $\beta = 29$  حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$I_C = \beta I_B = 29 \times 31.4 \mu\text{A} = 0.91 \text{ mA}$$

اور

$$V_C = 0.91 \times 10^{-3} \times 14000 - 15 = -2.26 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔



شکل 3.12: جمع متفقی جمع ٹرانزسٹر کا سادہ دور

مثلاً 3.12 میں شکل 3.8 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

$$V_{BB} = (I_B + I_C) R_E + V_{EB}$$

$$= I_E R_E + V_{EB}$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر  $I_E = I_B + I_C$  کو 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

$$V_{CC} = (I_B + I_C) R_E + V_{EC} + I_C R_C$$

$$= I_E R_E + I_C R_C + V_{EC}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ اگر  $I_E \approx I_C$  لیا جائے تو

$$V_{EC} = V_{CC} - I_C (R_E + R_C)$$

$$= 12 - 0.5 \times 10^{-3} \times (1000 + 10000)$$

$$= 6.5 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مثال کا مثال 3.5 کے ساتھ موازنہ کریں۔

---



---

مثال 3.9: شکل 3.13 میں دکھائے گئے ٹرانزسٹر دور میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

$$\beta = 36$$

ہیں۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے  $I_E$  حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E R_E$$

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\ &= \frac{1.1 - 0.7}{900} \\ &= 0.44 \text{ mA} \end{aligned}$$

عموماً  $I_C$  کو  $I_E$  کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے لیکن چونکہ یہاں خصوصی طور پر تمام برقی رو مانگی گئی ہیں لہذا ہم

ان کی اصل قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\ &= \frac{36}{36 + 1} \\ &= 0.97297\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_C &= \alpha I_E \\ &= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\ &= 0.432 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\ &= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\ &= 12.01 \mu\text{A}\end{aligned}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\beta$  کی قیمت کم ہونے کی صورت میں  $I_E$  اور  $I_C$  کی قیمتیں میں فرق بڑھ جاتا ہے اگرچہ انہیں پھر بھی، قلم و کاغذ کی مدد سے حل کرتے ہوئے، برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔

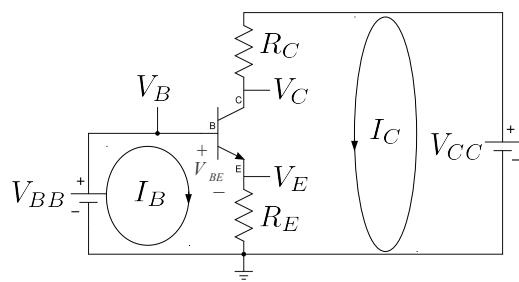
ٹرانزسٹر کے سروں پر بر قی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\ &= 15 - 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\ &= 12.581 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_E &= I_E R_E \\ &= 0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\ &\approx 0.4 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_B &= V_E + V_{BE} \\ &= 0.4 + 0.7 \\ &= 1.1 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CE} &= V_C - V_E \\ &= 12.581 - 0.4 \\ &= 12.181 \text{ V}\end{aligned}$$



$$V_{BB} = V_{BE} + (I_B + I_C) R_E$$

$$= V_{BE} + I_E R_E$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

$$V_E = I_E R_E$$

$$V_B = V_E + V_{BE}$$

$$= I_E R_E + V_{BE}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

$$= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

شکل 3.13: ٹرانزسٹر دور کی مثال

چونکہ ٹرانزسٹر کے بیس پر 1.1 V لاگو کیا گیا ہے لہذا بیمٹر 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 3.12 میں دکھائے گئے ٹرانزسٹر دور میں : شکل 3.10

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

$$\beta = 36$$

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  $I_C$  اور  $I_E$  کے ٹھیک ٹھیک قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\&= \frac{36}{36 + 1} \\&= 0.97297\end{aligned}$$

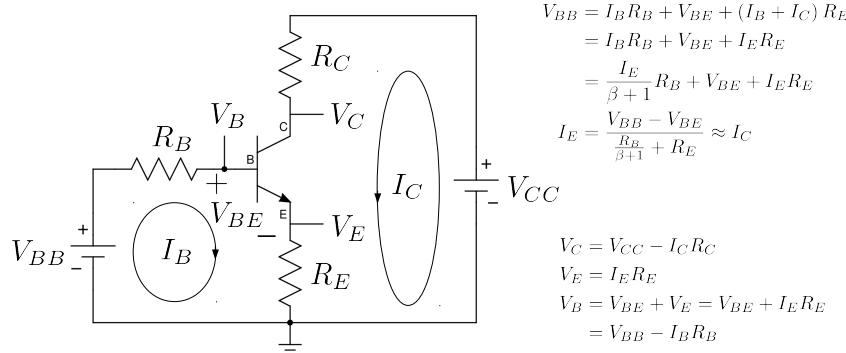
$$\begin{aligned}I_C &= \alpha I_E \\&= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\&= 0.432 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\&= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\&= 12.01 \mu\text{A}\end{aligned}$$

ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_C &= -V_{CC} + I_C R_C \\&= -15 + 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\&= -12.581 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_E &= -I_E R_E \\&= -0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\&\approx -0.4 \text{ V}\end{aligned}$$



شکل 3.14: ٹرانزسٹر دور جہاں تینوں سروں کے ساتھ مزاحمت مسئلہ میں

$$\begin{aligned} V_B &= V_E - V_{EB} \\ &= -0.4 - 0.7 \\ &= -1.1 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{EC} &= V_E - V_C \\ &= -0.4 + 12.581 \\ &= 12.181 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ بیس پر بر قی دباؤ  $V_E = V_B + V_{EB} = -1.1 \text{ V} + 0.7 \text{ V} = -0.4 \text{ V}$  لگھ کر بھی حاصل کیا جاسکتا ہے لہجے کیا گیا ہے لہذا 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 3.15 میں شکل 3.15 میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

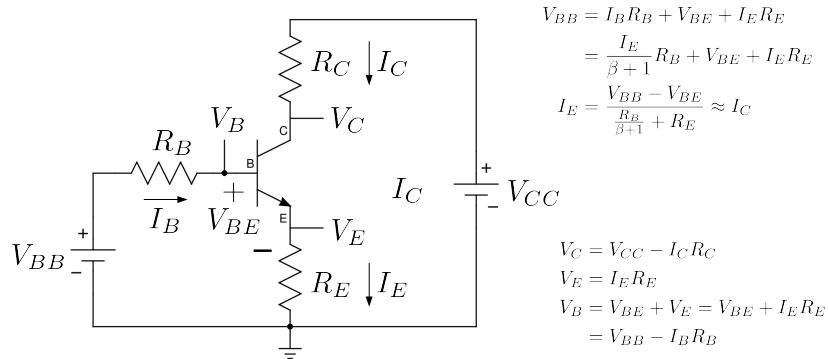
$$R_B = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 36$$

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

کھا ج سکتا ہے جس سے

$$I_E = \frac{1.1 - 0.7}{\frac{3300}{36+1} + 900} = 0.404 \text{ mA} \approx I_C$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

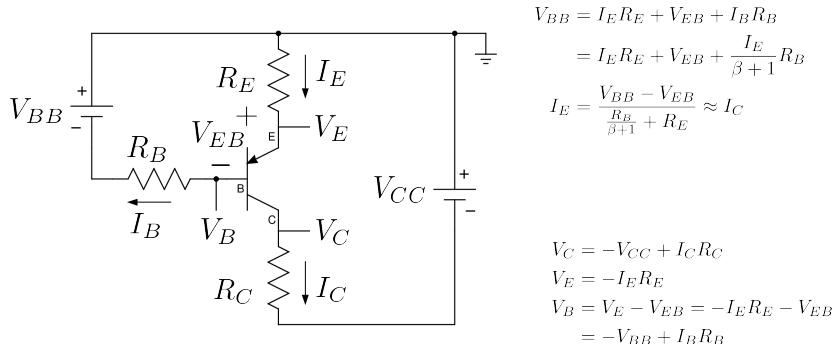
$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$\approx (R_C + R_E) I_C + V_{CE}$$

۔

$$V_{CE} = 15 - 4.04 \times 10^{-4} \times (5600 + 900) = 12.374 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $V_{CE} < V_{CE, \text{ذمہ دار}} = 15 \text{ V}$  ہے لہذا ترانزستر افرائندہ حال ہے اور  $V_{CE}$  کا یہی درست جواب ہے۔



3.16

مث 3.16 مث 3.12

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 2.8 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 27$$

ہونے کی صورت میں  $V_{EC}$  اور  $I_C$  حاصل کریں۔

عمل: بیس جانب

$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\
 &= I_E R_E + V_{EB} + \left( \frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B \\
 &= V_{EB} + \left( R_E + \frac{R_B}{\beta + 1} \right) I_E
 \end{aligned}$$

سے

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E + \frac{R_B}{\beta+1}} \\ &= \frac{1.2 - 0.7}{1200 + \frac{2800}{27+1}} \\ &= 0.385 \text{ mA} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\ &\approx V_{EB} + I_C (R_E + R_C) \end{aligned}$$

جس سے

$$\begin{aligned} V_{EC} &= V_{CC} - I_C (R_E + R_C) \\ &= 12 - 0.385 \times 10^{-3} \times (1200 + 4700) \\ &= 9.73 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ حاصل  $V_{EC}$  کی قیمت  $0.2 \text{ V}$  سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراہمند ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔

ٹرانزسٹر کو افراہمندہ حال رکھنے کی خاطر اس کے بیس-ایمپٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ اس کے بیس-گلکٹر جوڑ کو غیر چالو رکھا جاتا ہے۔ اب تک دکھائے گئے ادوار میں ایسا کرنے کی خاطر دو عدد منیج برقی دباؤ یعنی  $V_{BB}$  اور  $V_{CC}$  استعمال کئے گئے۔ ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑوں کو صرف ایک عدد منیج برقی دباؤ کی مدد سے بھی درست مائل کیا جاسکتا ہے۔ اس عمل کو دیکھتے ہیں۔

شکل 3.17 میں داخلی جانب  $R_1$  اور  $R_2$  نصب کئے گئے ہیں۔ شکل 3.17 ب میں اسی دور کو قدر مختلف طرز پر بنایا گیا ہے جہاں داخلی جانب کے حصے کو نقطے دار لکیر سے گھیرا گیا ہے۔

مسئلہ تھونن کے مطابق کسی بھی خطی دور کا مساوی تھونن دور حاصل کیا جاسکتا ہے جو ایک عدد تھونن مزاحمت  $R_{th}$  اور ایک عدد تھونن برقی دباؤ  $V_{th}$  پر مشتمل ہوتا ہے۔

جن دو برقی سروں پر تھونن مساوی دور درکار ہو ان سروں کو آزاد یعنی کھلے سرے رکھ کر برقی دباؤ حاصل کیا جاتا ہے۔ یہی تھونن برقی دباؤ  $V_{th}$  کہلاتا ہے۔ یہ عمل شکل 3.17 پ میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح تھونن مزاحمت  $R_{th}$  حاصل کرنے کی خاطر دور کے اندر وہی شمع برقی دباؤ کو قصر دور<sup>21</sup> کر کے انہیں دو سروں پر برقی مزاحمت حاصل کی جاتی ہے۔ یہی تھونن مزاحمت ہوتی ہے۔ یہ عمل شکل 3.17 ت میں دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.27) \quad \begin{aligned} V_{th} &= \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} \\ \frac{1}{R_{th}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \\ R_{th} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

یوں نقطے دار لکیر میں گھیرے حصے کا مساوی تھونن دور شکل 3.17 ت میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.17 الف میں داخلی جانب اس مساوی تھونن دور کے استعمال سے شکل 3.17 ث حاصل ہوتا ہے جو کہ ہوبہ شکل 3.14 میں دکھایا دور ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ  $V_{th}$  کو  $V_{BB}$  اور  $R_{th}$  کو لکھا گیا ہے۔

شکل ث میں دکھائے دور کو بالکل شکل 3.14 میں دکھائے دور کی طرح حل کیا جاتا ہے۔ آئیں اس کی ایک مثال دیکھیں۔

مثال 3.13: شکل 3.17 الف میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

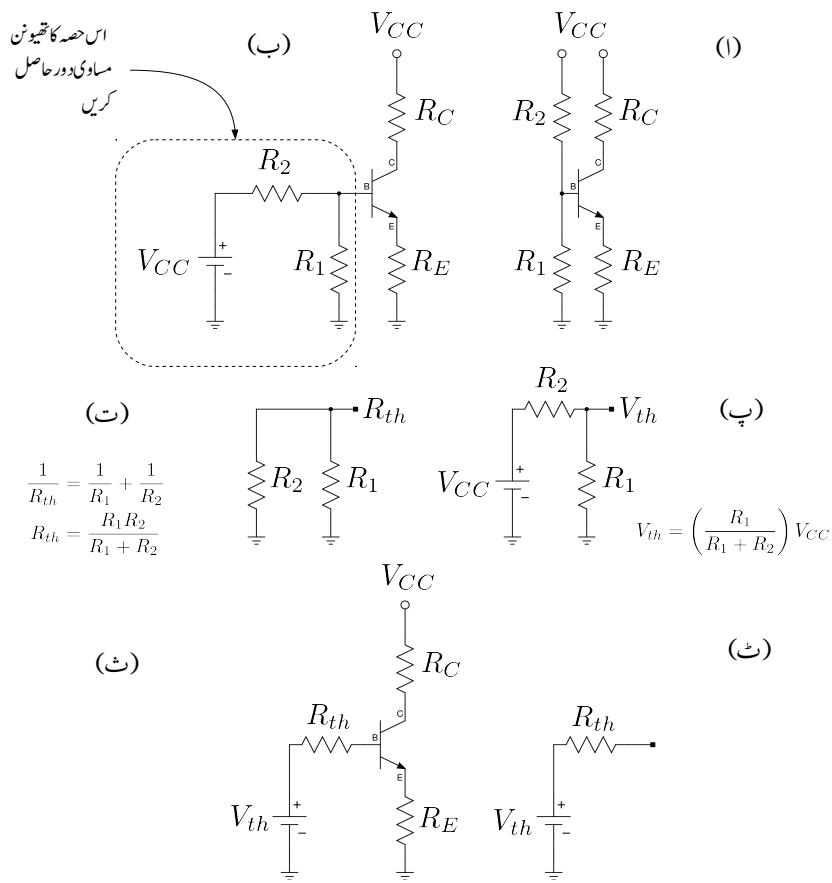
$$R_E = 820 \Omega$$

$$R_1 = 8.9 \text{ k}\Omega$$

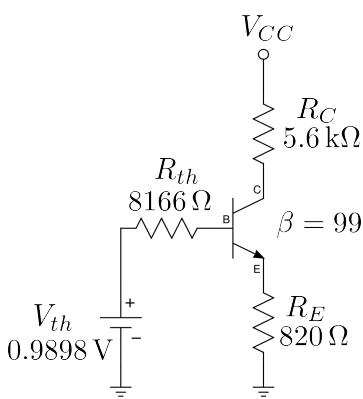
$$R_2 = 99 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 100$$

<sup>21</sup> اندر وہی شمع برقی روک کھلے سرے کیا جاتا ہے۔



کل 3.17: ایک عدد منبع بر قی دیا کی مدد سے ٹرانزسٹر کا مکمل کرتا



$$\begin{aligned}V_{th} &= I_B R_{th} + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\&= \frac{I_E}{\beta + 1} R_{th} + V_{BE} + I_E R_E \\I_E &= \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta + 1} + R_E} \\&= \frac{0.9898 - 0.7}{\frac{8166}{99+1} + 820} = 0.3214 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\&= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\&\approx I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\&= 12 - 0.3214 \times 10^{-3} \times (5600 + 820) \\&= 9.9366 \text{ V}\end{aligned}$$

شکل 3.18: مسئلہ تھونن کی مدد سے دور حل کرنے کا عمل

ہیں۔ ٹرانزسٹر کی برقی رو  $I_C$  اور اس پر برقی دباؤ  $V_{CE}$  حاصل کریں۔

حل: اس طرح کے ادوار حل کرنے کا طریقہ شکل 3.17 میں قدم بقدم دکھایا گیا ہے۔ مساوات 3.27 کی مدد سے

$$\begin{aligned}V_{th} &= \frac{12 \times 8900}{8900 + 99000} = 0.9898 \text{ V} \\R_{th} &= \frac{8900 \times 99000}{8900 + 99000} = 8166 \Omega\end{aligned}$$

ان مساوی تھونن مقادروں کو استعمال کرتے ہوئے شکل 3.18 میں مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے حل کر کے  $V_{CE} = 9.9366 \text{ V}$  اور  $I_C = 0.3214 \text{ mA}$  نتائج ملے گے۔ چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

مثال 3.14 الف میں شکل 3.19

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 20 \text{ V}, \quad R_C = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_B = 200 \text{ k}\Omega \\R_E &= 100 \Omega, \quad \beta = 99\end{aligned}$$

ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: بڑا نز سٹر کے کلکٹر پر کر خوف 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 کر خوف کے قانون برائے برقی  
دباو 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

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{20 - 0.7}{10000 + \frac{200000}{99+1} + 100} \\ &= 1.595 \text{ mA} \end{aligned}$$

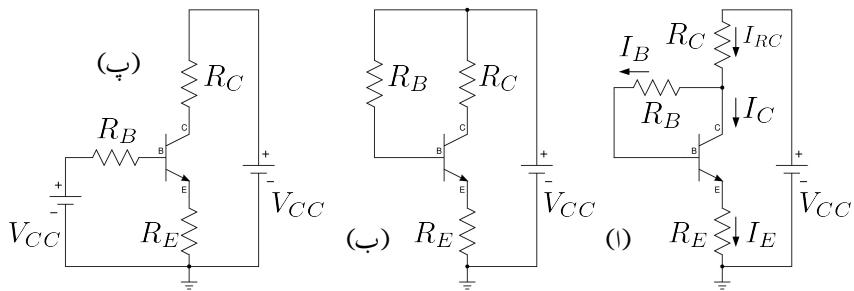
حاصل ہوتا ہے۔ کر خوف کے قانون برائے برقی دباو کو خارجی جانب یوں لکھا جاسکتا ہے

$$V_{CC} = I_E R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

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: ایک عدد منق برقی دباؤ کے استعمال سے نقطہ کارکردگی کے دیگر اشکال

مثال 3.15: شکل 3.19 ب میں

$$V_{CC} = 20 \text{ V}, \quad R_C = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_B = 500 \text{ k}\Omega \\ R_E = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

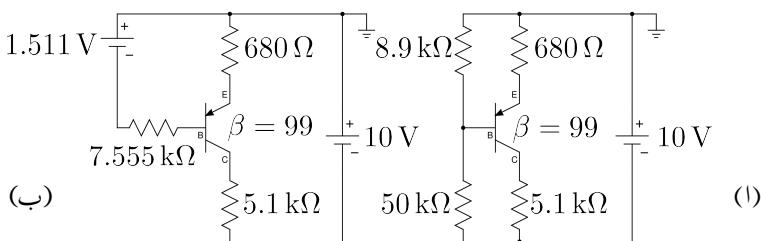
ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اسی کو دوبارہ بنایا گیا ہے جہاں داخلی اور خارجی جانب بالکل علیحدہ واضح نظر آتے ہیں۔ داخلی جانب 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 جاسکتا ہے جس میں دی گئی قیمتیں پر کرنے سے

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \\ = \frac{20 - 0.7}{\frac{500000}{99 + 1} + 1000} \\ = 3.21 \text{ mA}$$



(ب)

(1)

شکل 3.20

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$\text{لیتے ہوئے } I_C \approx I_E \text{ میں}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ &= 20 - 3.21 \times 10^{-3} (1000 + 1000) \\ &= 13.58 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.16: شکل 3.20 میں  $I_C$  اور  $V_{EC}$  حاصل کریں۔

حل: مسئلہ تھونن کی مدد سے شکل 3.20 ب حاصل ہوتا ہے جس میں

$$V_{th} = \frac{-10 \times 8900}{8900 + 50000} = -1.511 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{8900 \times 50000}{8900 + 50000} = 7.555 \text{ k}\Omega$$

بیں۔ یوں شکل ب سے

$$1.511 = 680 \times I_E + 0.7 + 7555 \times I_B \\ = 680 \times I_E + 0.7 + 7555 \times \frac{I_E}{99+1}$$

لکھتے ہوئے

$$I_C \approx I_E = 1.07 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح شکل ب سے ہی

$$10 \approx I_C (680 + 5100) + V_{EC} \\ = 1.07 \times 10^{-3} \times (680 + 5100) + V_{EC}$$

یعنی

$$V_{EC} = 3.81 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ حاصل  $V_{EC}$  کی قیمت 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا انزٹر افزاں نہ ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔

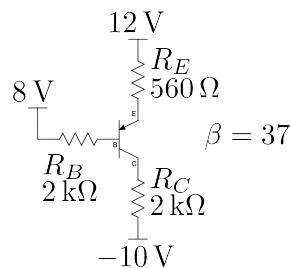
مثال 3.17: شکل 3.21 میں ٹرانزیستر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ حاصل کریں۔

حل: بیں جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$12 - 8 = I_B R_B + V_{EB} + I_E R_E$$

لکھا جاسکتا ہے جس میں  $I_B = \frac{I_E}{\beta+1}$  پُڑ 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 ضیاء حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑ پر بھی طاقت کا ضیاء حاصل کریں۔

حل: مزاحمت  $R_E$  میں  $0.3214 \text{ mA}$  برقی رو سے اس میں برقی طاقت کا ضیاء  $P_{RE} = I_E^2 R_E$  یعنی  $578 \mu\text{W}$  میں  $I_C = I_E = 84.7 \mu\text{W}$  لیتے ہوئے  $R_C$  میں حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

ٹرانزسٹر کے بینٹر سرے پر برقی دباؤ  $V_E$  کی قیمت  $I_E R_E = 0.26 \text{ V}$  اور یوں اس کے بین سرے پر  $0.26 + 0.7 = 0.96 \text{ V}$  ہو گا۔ یوں  $R_1$  میں طاقت کا ضیاء  $\frac{0.96 \times 0.96}{8900} = 104 \mu\text{W}$  یعنی  $104 \mu\text{W}$  جبکہ  $R_2$  میں  $\frac{(12 - 0.96)^2}{9900} = 1.23 \text{ mW}$  یعنی  $1.23 \text{ mW}$  ہو گا۔

ٹرانزسٹر کے گلکٹر پر  $V_C = 12 - 0.3214 \text{ mA} \times 5.6 \text{ k}\Omega = 10.2 \text{ V}$  ہے لہذا اس کا بیس-گلکٹر جوڑ  $V_C - V_B = 10.2 - 0.96 = 9.24 \text{ V}$  ہے۔ اس جوڑ پر طاقت کا ضایع  $9.24 \times 0.3214 \text{ mA} = 2.97 \text{ mW}$  ہو گا۔ بیس-گلکٹر جوڑ سے  $I_C$  کے برابر ہی لیا گیا ہے۔ بیس-امپلٹر جوڑ پر بر قی دباؤ  $0.7 \text{ V}$  لیتے ہوئے اس جوڑ پر طاقت کا ضایع  $0.3214 \text{ mA} \times 0.7 \text{ V} = 0.225 \text{ mW}$  ہو گا۔

---

مندرجہ بالا مثال سے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ عمومی استعمال میں طاقت کے ضایع کا بیشتر حصہ بیس-گلکٹر 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 بہر نکلے پائے جاتے ہیں۔ زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر کو عموماً دھاتی ڈبے میں بند مہیا کیا جاتا ہے۔ ایسے ٹرانزسٹر کے بیس-گلکٹر جوڑ کو ٹھنڈا رکھنے کی خاطر گلکٹر 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 میں ٹھنڈا رہتا ہے۔ اگر ضرورت درپیش آئے تو دھاتی ڈبے کو از خود زیادہ بڑی جسامت کے سرد کار<sup>22</sup> کے ساتھ جوڑا جاتا ہے جس سے گرمی کی منتقلی مزید بڑھ جاتی ہے۔

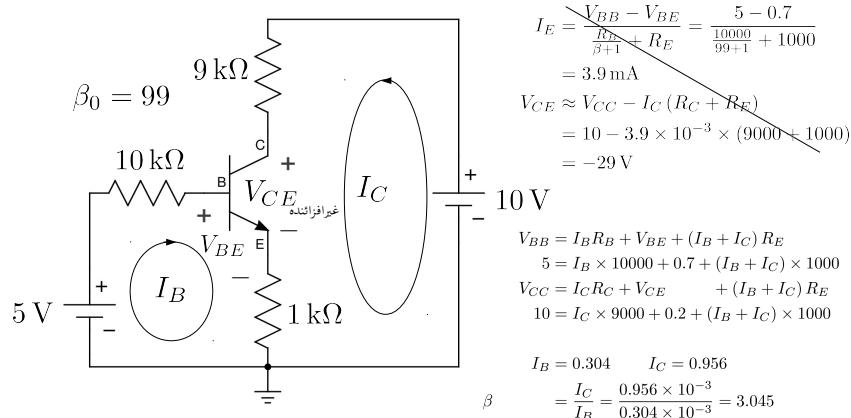
جب بھی کوئی دور بنایا جائے، اس میں استعمال تمام اجزاء میں طاقت کا ضایع حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر کسی پر زے میں طاقت کا ضایع اس پر زے کی برداشت حد سے تجاوز کر جائے تو ایسا پر زہ جل کر تباہ ہو جائے گا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر یا تو ڈیزائن کو تبدیل کیا جائے گا اور یا پھر زیادہ برداشت والا پر زہ استعمال کیا 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 منقی انتیس وولٹ  $29 \text{ V}$  ہے جو کہ غیر افزائندہ  $V_{CE}$  سے کم ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افزائندہ تصور کرنا درست نہیں اور اس جواب کو رد کرنا ہو گا۔ شکل میں اس جواب پر 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۔

---



شکل 3.22: غیر افزائندہ مائل ٹرانزسٹر کا حل

غیر افزائندہ ٹرانزسٹر پر پائے جانے والے برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت غیر افزائندہ  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ مساوات 3.7 اور مساوات 3.8 وغیرہ صرف افزائندہ حال ٹرانزسٹر کے لئے بیان کئے گئے۔ ان حقائق کو مد نظر رکھتے ہوئے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے  $\beta_0$  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  $I_C = 0.956 \text{ mA}$  اور  $I_B = 0.304 \text{ mA}$  حاصل کیا گیا ہے۔ ان قیتوں سے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کی افزائش  $= 3.045$  غیر افزائندہ  $\beta$  حاصل کی گئی ہے جو کہ اس کے دئے گئے افزائش  $\beta_0 = 99$  سے نہایت کم ہے۔

اگر دور حل کرنے سے پہلے یہ غیر افزائندہ  $\beta$  معلوم ہو تو اسے بالکل افزائندہ حال کی طرح حل کیا جا سکتا ہے۔ قوی برقيات کے میدان میں ٹرانزسٹر بطور برقياتی سونچ استعمال کیا جاتا ہے جہاں اسے فی سینڈ کئی مرتبہ غیر افزائندہ اور منقطع کیا جاتا ہے۔ افزائندہ صورت میں یہ چالو سونچ اور منقطع صورت میں منقطع سونچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ تجسس 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 افراستنڈہ حال سے نکل کر غیر افراستنڈہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

حل: جس لمحہ ٹرانزسٹر افراستنڈہ سے غیر افراستنڈہ صورت حال اختیار کرتا ہے اس وقت دور حل کرنے کی خاطر اس کی عمومی افراش  $\beta_0$  قابل استعمال ہوتی ہے یعنی مساوات 3.8 اور مساوات 3.9 قابل استعمال ہیں۔ مزید یہ کہ اس لمحہ پر  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$

$$\alpha = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} = \frac{99}{99 + 1} = 0.99$$

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= V_{BE} + I_E \left( \frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E \right) \\ &= 0.7 + I_E \times 1100 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= V_{CE} + I_E (\alpha R_C + R_E) \\ &= 0.2 + I_E \times 99100 \end{aligned}$$

پھر مساوات میں چونکہ  $V_{CC} = 10 \text{ V}$  ہے لہذا اس سے  $I_E = 0.9889 \text{ mA}$  حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے دوسری مساوات سے  $V_{BB} = 1.78779 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔

مثلاً 3.20 شکل میں

$$V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 5 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta_0 = 90$$

رکھتے ہوئے  $R_B$  کی وہ قیمت دریافت کریں جس سے ٹرانزسٹر اس حد تک غیر افزائندہ صورت اختیار کر لے گا کہ اس کی  $\beta = 30$  ہو۔ اس کو یوں بھی بیان کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو تین گنا غیر افزائندہ کریں یعنی  $\beta_0$  کی قیمت سے تین گنا کم ہو۔

حل: یہاں  $\beta$  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

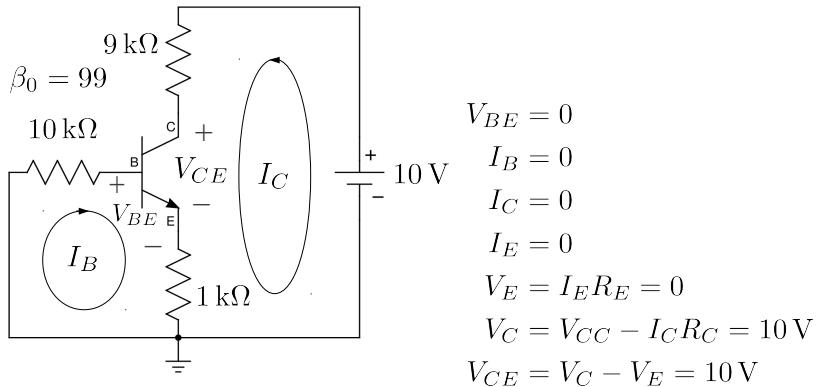
$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left( \frac{R_B}{\beta_0} + R_E \right)$$

$$5 = 0.7 + 1.009 \times 10^{-3} \times \left( \frac{R_B}{30} + 1000 \right)$$

$$R_B = 101.1 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔



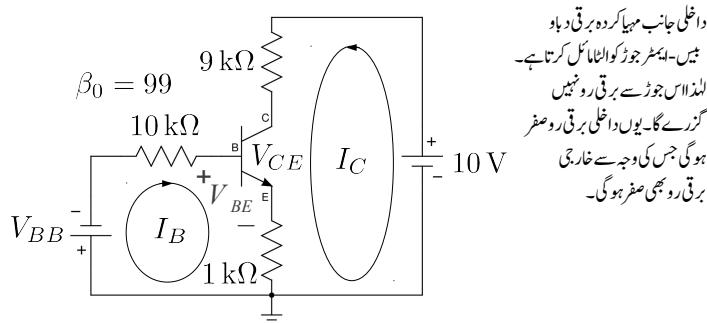
شکل 3.23: منقطع عالی ٹرانزسٹر۔ بیس-ایمپر جوڑ سیدھا مائل نہیں ہے

### 3.5.3 منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل

جدول کے تحت بیس-ایمپر جوڑ کو غیر-چالو کرنے سے ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹر کو منقطع کرنے کی خاطر اس کے بیس-ایمپر جوڑ کو عموماً الٹا مائل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرتے وقت اس بات کا دھیان رکھا جاتا ہے کہ الٹ بر قی دباؤ اس جوڑ کے قابل برداشت الٹ بر قی دباؤ کی حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ عموماً الٹ بر قی دباؤ کی قیمت چند ولٹ ہی ہوتی ہے۔

منقطع ٹرانزسٹر پاکل ایک منقطع بر قی سوچ کی طرح عمل کرتا ہے یعنی اس میں سے کوئی بر قی 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 بر قی دباؤ مہیا نہیں کیا گیا۔ یوں ٹرانزسٹر کا بیس-ایمپر جوڑ غیر-چالو ہو گا۔ لہذا داخلی جانب بر قی رو  $I_B$  کی قیمت صفر ہو گی۔  $I_B$  صفر ہونے کی وجہ سے ٹرانزسٹر کے باقی دوسروں پر بھی بر قی رو کی قیمت صفر ہو گی۔ جیسا شکل میں حل کر کے دکھایا گیا اس صورت میں  $V_{CE} = V_{CC}$  ہو گا۔

مثال 3.21: شکل 3.24 میں داخلی جوڑ الٹا مائل ہے اور یوں ٹرانزسٹر منقطع ہو گا۔ اگرچہ اس دور کو دیکھتے ہی آپ کہہ سکتے ہیں کہ یہ منقطع ہے، ہم پھر بھی اسے حل کر کے دیکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے قصور کریں کہ



شکل 3.24: الٹاں کل، داخلی جوڑ

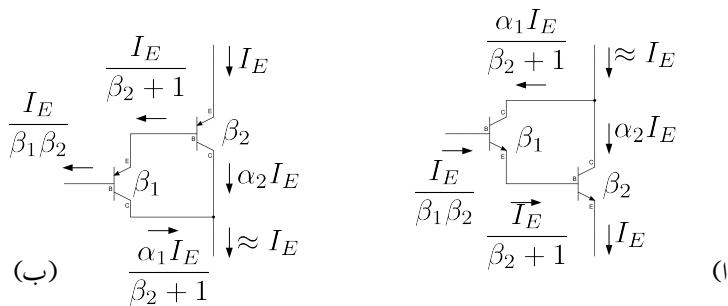
ٹرانزسٹر افراہندہ حال ہے۔ یوں آپ  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  لیں گے۔

$$V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B + I_E R_E$$

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \\ &= \frac{-3 - 0.7}{\frac{10000}{100} + 1000} \\ &= -3.36 \text{ mA} \end{aligned}$$

ہے جاتا کیا رد کو جواب ممکن نا اس

یہاں دھیان رہے کہ  $V_{BB} = -3 \text{ V}$  ہے۔ حاصل جواب منفی ہونے کا مطلب ہے کہ بر قی رو کی سمت عمومی سمت کے反 ہے۔ جب بھی ٹرانزسٹر میں الٹی جانب یک سمت بر قی رو پیدا کرنے کی کوشش کی جائے یہ منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے لذداں جواب کو رد کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کو منقطع تصور کیا جائے گا اور اس کے تمام سروں پر بر قی رو کی قیمت صفر تصور کی جائے گی۔ یوں  $V_{CE} = 10 \text{ V}$  ہو گا۔



### شکل 3.25: ڈار لگن جوڑیاں

3.6 ڈار لنگٹن جوڑی

شکل 3.25 میں دو عدد  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کو مخصوص طرز پر جوڑا گیا ہے جسے  $n-p-n$  ڈارلکٹر جوڑ 23 یا ڈارلکٹر ٹرانزسٹر 24 کہتے ہیں۔ شکل ب میں  $p-n-p$  ڈارلکٹر جوڑ دکھائی گئی ہے۔

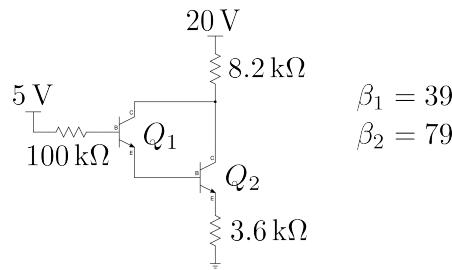
شکل الف میں اگر  $Q_2$  کے ایمپر پر  $I_E$  برقی روپا یا جائے تو اس کے کلکٹر پر  $\alpha_2 I_E$  اور اس کے بیس پر  $\frac{I_E}{\beta_2 + 1}$  برقی روپا یا جائے گا۔  $Q_2$  کے بیس پر برقی رو  $Q_1$  کے ایمپر پر برقی رو ہی ہے لہذا  $Q_1$  کے ایمپر پر  $\frac{I_E}{\beta_2 + 1}$  ہی پا یا جائے گا۔ یوں  $Q_1$  کے کلکٹر پر  $\alpha_1 \frac{I_E}{\beta_2 + 1}$  اور اس کے بیس پر  $\frac{I_E}{(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)}$  پا یا جائے گا جو تقریباً  $\frac{I_E}{\beta_1 \beta_2}$  کے برابر ہے۔ یہ تمام شکل پر بھی دکھائے گئے ہیں۔ یوں اس جوڑی کو از خود ٹرانزیستر تصور کیا جا سکتا ہے جس کی افزائش  $\beta_1 \beta_2$  کے برابر ہے۔ اسی طرز پر تین ٹرانزیستر جوڑ کر  $\beta_1 \beta_2 \beta_3$  حاصل ہو گا۔ یقیناً زیادہ ٹرانزیستر جوڑ کر زیادہ  $\beta$  حاصل کرنا ممکن ہے۔

**مثال 3.22:** شکل 3.26 کو حل کریں۔

حل: میں جانب کر خوف کے قانون پرائے بر قی دہاو سے

$$5 = I_{B1} \times 100000 + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2} \times 3600$$

جناب سٹرنی ڈار لرنگن نے اس شکل کو دریافت کیا۔<sup>23</sup>  
npn darlington pair<sup>24</sup>



شکل 3.26: دیجیٹل ترانزستر کا درجہ

لیتے ہوئے کھلا جاسکتا 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

$$V_{E2} = I_{E2} R_E = 0.991 \times 10^{-3} \times 3600 = 3.5676 \text{ V}$$

$$V_{B2} = V_{E2} + V_{BE2} = 3.5676 + 0.7 = 4.2676 \text{ V}$$

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE1} = V_{B2} + V_{BE1} = 4.9676 \text{ V}$$

$$V_{C2} \approx 20 - 0.991 \times 10^{-3} \times 8200 = 11.87 \text{ V}$$

اور

$$I_{B2} = I_{E1} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1} = \frac{0.991 \times 10^{-3}}{79 + 1} = 12.39 \mu\text{A}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1 + 1} = \frac{12.39 \times 10^{-6}}{39 + 1} = 309.7 \text{ nA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

### 3.7 تعین نقطے سے نقطے کارکردگی کا انحراف

#### 3.7.1 تبدیلی $\beta$ سے لاحق مسائل استوار نے کا شرط

مثال 3.1 سے ظاہر ہے کہ  $\alpha$  کی قیمت میں ذرا سی تبدیلی سے  $\beta$  کی قیمت میں نمایاں تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر بنانے والوں کی کوشش ہوتی ہے کہ ان کے کسی ایک فرم کے تمام ٹرانزسٹروں کے  $\beta$  کی قیمت کیساں ہو۔ ان کے تمام تر کوشاں کے باوجود ایسا ممکن نہ ہو سکا ہے اور کسی بھی ایک فرم کے ٹرانزسٹروں کے  $\beta_0$  کی قیمت دو حدود کے مابین رہتی ہے یعنی

$$(3.28) \quad \text{کمتر } \beta \approx 3 \times \beta_{\text{پندرہ}}$$

مزید یہ کہ پندرہ  $\beta$  کی قیمت کمتر  $\beta$  کے تقریباً تین گناہ ہوتی ہے یعنی

$$(3.29) \quad \text{کمتر } \beta = 3 \times \beta_{\text{پندرہ}}$$

اسیں ایک مثال کی مدد سے دیکھیں کہ اس سے کس قسم کا مسئلہ پیدا ہو سکتا ہے۔

مثال 3.23: شکل 3.27 کے دور میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

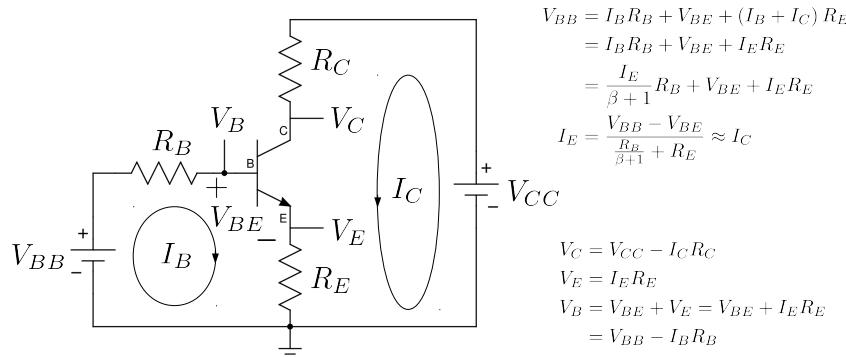
$$V_{BB} = 2.7 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 100 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ مزید یہ کہ اس دور میں استعمال کئے جانے والے ٹرانزسٹر کے عمومی انداز برتی رو  $\beta_0$  کی قیمت ایک سو ہے (یعنی  $\beta_0 = 100$ )۔



شکل 3.23: مثال 3.23 کا درجہ

1. اس صورت میں عمومی نقطہ کار کردگی پر برقی رو  $I_{CQ}$  اور برقی دباؤ  $V_{CQ}$  حاصل کریں۔
2. سائز  $\beta$  اور پندرہ  $\beta$  پر بھی  $I_C$  اور  $V_{CE}$  کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل:

1. مساوات 3.22 اور مساوات 3.23 کی مدد سے عمومی برقی رو اور عمومی برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں

$$\begin{aligned}
 I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E} \\
 &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{100 + 1} + 1000} \\
 &= 1.004975 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\
 &= 12 - 1.004975 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\
 &= 1.95 \text{ V}
 \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لہذا ترانزستر افراستنڈہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

2. آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\beta_{\text{کم}} = 50$  اور  $\beta_{\text{بڑا}} = 150$  کے برابر ہیں چونکہ ان دو حدود کے مابین عمومی قیمت 100 ہے یعنی

$$\beta_0 = \frac{\beta_{\text{کم}} + \beta_{\text{بڑا}}}{2} = \frac{150 + 50}{2} = 100$$

اور آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\beta_{\text{کم}} \approx \beta_{\text{بڑا}}$  بھی ہے۔  
 $\beta_{\text{کم}}$  کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{کم}} + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{50+1} + 1000} \\ &= 0.6755 \text{ mA} \end{aligned}$$

یہ قیمت عمومی قیمت سے 32.78% کم ہے یعنی

$$\frac{1.004975 - 0.6755}{1.004975} \times 100 = 32.78\%$$

اور

$$\begin{aligned} V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.6755 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 5.245 \text{ V} \end{aligned}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\beta_{\text{کم}}$  استعمال کرتے ہوئے جوابات تبدیل ہو گئے ہیں۔ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لہذا انزٹر اب بھی افزائشیہ حال ہو گا۔  
 $\beta_{\text{کم}}$  کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{کم}} + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{150+1} + 1000} \\ &= 1.2032 \text{ mA} \end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned}
 V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\
 &= 12 - 1.203 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\
 &= -0.03 \text{ V} \quad \text{اس ناممکن جواب کو رد کیا جاتا ہے} \\
 &= 0.2 \text{ V} \quad \text{لہذا درست جواب یہ ہے}
 \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت غیر افزائندہ میں ٹرانزسٹر کا اور یہ بطور ایک پیشہ کام نہیں کرے گا۔

---

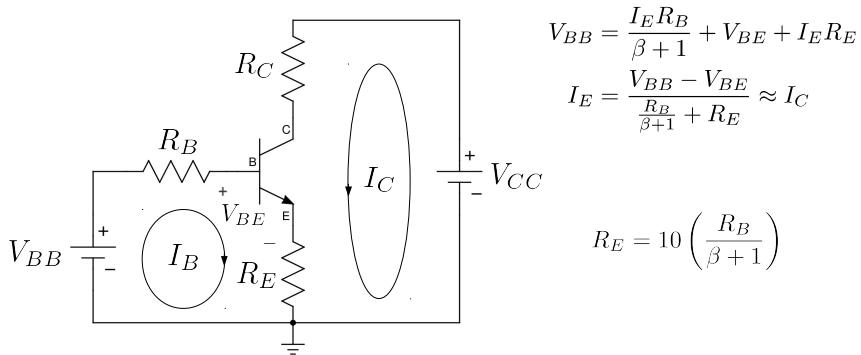
مثال 3.23 سے ایک اہم حقیقت سامنے آتی ہے۔ چونکہ ایک ہی قسم کے دو عدد ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کی قیمتیں اس کے عمومی قیمت  $\beta_0$  سے انحراف کر سکتے ہیں لہذا وہ بالکل ایک ہی طرح بنائے گئے اور میں ٹرانزسٹروں کے نقطہ کار کردار کی اپنی معین جگہ سے سرک کرتی ہے۔ جیسا اس مثال میں دکھایا گیا، عین ممکن ہے کہ کسی ایک دور میں ٹرانزسٹر افزائندہ حال اور دوسرے میں غیر افزائندہ حال ہو۔

آج کل لاتعداد بر قیالی آلات مثلاً موبائل فون وغیرہ بنائے جاتے ہیں اور ایسے ہر ایک عدد آلم میں لاتعداد ٹرانزسٹر استعمال ہوتے ہیں۔ ان آلات کے درست کار کردار کے لئے یہ ضروری ہے کہ ان میں استعمال کئے گئے ٹرانزسٹر، ڈیزائن کردہ نقطہ کار کردار کی پر ہی رہیں۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ ایسا کس طرح ممکن بنایا جا سکتا ہے۔

شکل 3.28 میں مراجمتوں اور منع بر قی دباؤ کی مدد سے ٹرانزسٹر مائل کیا گیا ہے۔ یاد دہانی کی خاطر مساوات 3.22 اور مساوات 3.23 کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\
 (3.30) \quad &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\
 I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\
 (3.31) \quad &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\
 V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\
 &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)
 \end{aligned}$$



$$V_{BB} = \frac{I_E R_B}{\beta + 1} + V_{BE} + I_E R_E$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C$$

$$R_E = 10 \left( \frac{R_B}{\beta + 1} \right)$$

شکل 3.28: تبدیلی  $\beta$  سے لاحق مسئلہ استوار نے کا شرط

مساوات 3.30 کے مطابق اگرچہ  $I_C$  پر  $\beta$  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 3.28 کے طرز پر بنائے گئے ادوار میں  $\beta$  کے اثرات کو کم کرنے کی خاطر  $R_E$  کی قیمت کو  $\frac{R_B}{\beta + 1}$  سے دس گناہ کھا جاتا ہے یعنی

$$(3.33) \quad R_E = \frac{10R_B}{\beta_0 + 1}$$

$R_E$  کی قیمت کو  $\frac{R_B}{\beta + 1}$  کے دس گناہ قیمت سے مزید بڑھانے سے دیگر معاملات متاثر ہوتے ہیں۔ مساوات 3.33 ٹرانزسٹر ادوار تجربی دینے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔ مساوات 3.33 کو تبدیلی  $\beta$  سے لاحقہ مسئلہ استوار نے کا شرط کہتے ہیں۔ آئیں مساوات 3.33 کے تحت بنائے گئے دور کی مثال دیکھیں۔

مثال 3.24 میں شکل 3.28 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  $\beta_0$  کی عمومی قیمت 100 ہے۔ اس دور میں برقی رو  $I_C$  اور  $V_{CE}$  کی ممکنہ حدود حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں دئے گئے  $R_B$  اور  $R_E$  کے قیتیں مساوات 3.33 کے عین مطابق ہیں۔ جیسا مثال 3.23 میں دیکھا گیا کہ  $\beta = 50$  اور  $\beta_0 = 150$  ہے۔

پر برقی رو اور برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔  $\beta_0 = 100 . 1$

$$\begin{aligned}I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0+1} + R_E} \\&= \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{100+1} + 1000} \\&= 1 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\&= 12 - 1 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\&= 2 \text{ V}\end{aligned}$$

2. کمتر اندازش  $\beta = 50$  پر ان کی قیتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{50+1} + 1000} = 0.918 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned}V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\&= 12 - 0.918 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\&= 2.82 \text{ V}\end{aligned}$$

ہوں گی۔ برقی رو اپنی عمومی قیمت سے 8.2% کم ہو گئی ہے یعنی

$$\frac{1 \times 10^{-3} - 0.918 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \times 100 = 8.2 \%$$

3. بلند تر افراش  $I_{EQ} = 150 \mu\text{A}$  پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{150+1} + 1000} = 1.031 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.031 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 1.69 \text{ V} \end{aligned}$$

ہوں گی۔ برقی روپی عمومی قیمت سے 3.1% بڑھ گئی ہے لیکن

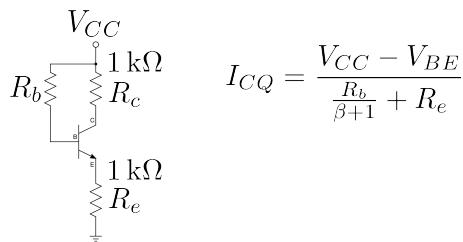
$$\frac{1.031 \times 10^{-3} - 1 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \times 100 = 3.1\%$$

مثال 3.24 میں آپ نے دیکھا کہ مساوات 3.33 پر پورے اترتے دور میں برقی روکی قیمت اس کی عمومی قیمت سے دس فی صد سے کم انحراف کرتی ہے۔ اس مثال میں زیادہ سے زیادہ انحراف 8.2 فی صد رہا ہے۔ منع برقی دباؤ اور مزاحموں کے استعمال سے ٹرانزسٹر مائل کرتے ہوئے تخلیق کار مساوات 3.33 کو بروئے کار لا کر اس بات کو یقینی بنتا ہے کہ ٹرانزسٹر تخلیق کردہ نقطہ کارکردگی سے زیادہ تجاذر نہیں کرے گا۔ بعض اوقات ٹرانزسٹر استعمال کرنے سے پہلے اس کا  $\beta$  ناپا جاتا ہے۔ ایسی صورت میں چونکہ  $\beta$  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 3.29 میں  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ،  $R_b = 150 \text{ k}\Omega$ ،  $R_e = 50 \text{ }\mu\text{A}$  جبکہ  $\beta$  کی قیمت ٹھیک 50 ہے۔ اور  $I_{CQ}$  حاصل کریں۔

حل: داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے مطابق

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_B R_b + V_{BE} + I_E R_e \\ &= V_{BE} + I_E \left( \frac{R_b}{\beta + 1} + R_e \right) \end{aligned}$$



شکل 3.29

بے جہاں دوسرے قدم پر کھتھتے ہوئے  $I_{CQ} \approx I_{EQ}$  کا استعمال کیا گیا۔ یوں  $I_E = (\beta + 1) I_B$

$$\begin{aligned} I_E &\approx I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_b}{\beta+1} + R_e} \\ &= \frac{12 - 0.7}{\frac{150000}{49+1} + 1000} \\ &= 2.825 \text{ mA} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_{CQ} R_c + V_{CEQ} + I_{EQ} R_e \\ &\approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_c + R_e) \end{aligned}$$

جس سے

$$V_{CEQ} = 6.35 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

### 3.7.2 $V_{BE}$ سے نقطہ کار کر دیگی کا سرک جانا

ڈائیوڈ کے باب میں صفحہ 99 پر شکل 2.4 میں درج حرارت کے تبدیلی سے سیدھے ماکل ڈائیوڈ کی برقی دباؤ  $V_D$  کا تبدیل ہونا دکھایا گیا۔ اس باب کے حصہ 3.9 میں آپ دیکھیں گے کہ ٹرانزسٹر کا  $V_{BE}$  بھی بالکل اسی طرح درج

حرارت کے ساتھ تبدیل ہوتا ہے۔ مساوات 3.30 پر دوبارہ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ  $V_{BE}$  کے تبدیل ہونے سے  $I_C$  تبدیل ہو گا اور یوں نقطہ کارکردگی اپنے متعین جگہ سے سرک جائے گا۔ آئین نقطہ کارکردگی کے سرک کا تخمینہ لگائیں اور اس سے نجات حاصل کرنے کے طریقے سمجھیں۔

دو مختلف درجہ حرارت  $T_1$  اور  $T_2$  پر  $V_{BE1}$  اور  $V_{BE2}$  لکھتے ہوئے مساوات 3.30 کے تحت دو مختلف بر قی رو  $I_{C1}$  اور  $I_{C2}$  حاصل ہوں گے جہاں

$$(3.34) \quad I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$(3.35) \quad I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

برقی رو کی تبدیلی حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.36) \quad \Delta I_C = I_{C2} - I_{C1} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = - \left( \frac{\Delta V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right)$$

جہاں  $\Delta V_{BE}$  کو لکھا گیا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر کا یہ دور مساوات 3.33 پر پورا اترتا ہو تو بمندرجہ بالا مساوات میں  $R_E$  کی قیمت 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 نقطہ کارکردگی کے سرک جانے کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_E$  بڑھانے سے  $I_C$  میں تبدیلی کم کی جاسکتی ہے۔

### 3.7.3 نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب

حصہ 3.7.1 اور حصہ 3.7.2 میں نقطہ کارکردگی سرک جانے کے وجوہات بتائے گئے۔ اس مسئلے کو نہایت عمدگی سے یوں پیش کیا جاسکتا ہے۔ کوئی بھی تابع تفاضل مثلاً  $(I_C(\beta, V_{BE}, \dots, \dots))$  جو آزاد متغیرات مثلاً  $\beta$ ،  $V_{BE}$  وغیرہ

کے تابع ہو، کی قیمت ان آزاد متغیرات پر منحصر ہو گی۔ یوں اگر ان آزاد متغیرات میں  $\Delta\beta$ ,  $\Delta V_{BE}$ , ... کی تبدیلی پیدا ہو تو تابع تقاضہ کی قیمت میں کل باریک تبدیلی یوں حاصل کی جائے گی۔

$$(3.38) \quad \Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta} \Delta \beta + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \Delta V_{BE} + \dots$$

اس مساوات میں

$$(3.39) \quad S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$$

$$(3.40) \quad S_{V_{BE}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$$

⋮

لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.41) \quad \Delta I_C = S_\beta \Delta \beta + S_{V_{BE}} \Delta V_{BE} + \dots$$

جبکہ  $S_{V_{BE}}$  وغیرہ کو نقطہ کارکردگی کے سوارنے کے اباجے<sup>25</sup> کہا جائے گا۔ آئین ان اباجے 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 اباجے کو تفرقہ کے ذریعہ سمجھایا گیا ہے۔ جہاں متغیرات میں کم تبدیلی پائی جائے وہاں تفرقہ لیتے ہوئے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ ٹرانزسٹر کے  $\beta$  میں تبدیلی کو کم تصور نہیں کیا جا سکتا لہذا  $S_\beta$  حاصل کرتے وقت دو مختلف  $\beta$  پر  $I_C$  حاصل کرتے ہوئے برقرار میں کل تبدیلی  $\Delta I_C$  حاصل کی جاتی ہے جسے  $\beta$  میں کل تبدیلی  $\Delta\beta$  سے تقسیم کرتے ہوئے  $S_\beta$  کیا جاتا ہے۔ آئین اس عمل کو دیکھیں۔

$S_\beta$  حاصل کرنے کی خاطر مساوات 3.30 کو دوبارہ دیکھتے ہیں۔  $\beta_1$  اور  $\beta_2$  پر ہم بر قی روپیں 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  $\Delta I_C$  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 ہوئے حاصل مساوات کے دونوں جانب سے ایک (1) منقی کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \frac{I_{C2}}{I_{C1}} &= \left( \frac{\beta_2 (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right) \times \left( \frac{R_B + (\beta_1 + 1) R_E}{\beta_1 (V_{BB} - V_{BE})} \right) \\ &= \frac{\beta_2 [R_B + (\beta_1 + 1) R_E]}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ \frac{I_{C2}}{I_{C1}} - 1 &= \frac{\beta_2 [R_B + (\beta_1 + 1) R_E] - \beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} &= \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \frac{\beta_2 R_B + \beta_2 \beta_1 R_E + \beta_2 R_E - \beta_1 R_B - \beta_1 \beta_2 R_E - \beta_1 R_E}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} &= \frac{(\beta_2 - \beta_1) (R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ &= \frac{(R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \Delta \beta \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر  $\Delta \beta$  کو  $(\beta_2 - \beta_1)$  سے پیدا  $S_\beta$  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 پوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.46) \quad \Delta I_C = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[ \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right] \Delta \beta - \frac{1}{R_E} \Delta V_{BE} + \dots$$

تمام نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب کی مدد سے بر قی رو  $I_C$  کے کل تبدیلی کو مندرجہ بالا مساوات کے طرز پر لکھا جاسکتا ہے۔ نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب کی قیمتیں قابو کرتے ہوئے اس تبدیلی کو قابل قبول حد کے اندر رکھا جاتا ہے۔

### 3.8 مزاحمت کا عکس

شکل 3.30 اف میں بر قی 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 بر قی 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 شکل 3.31 اف 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 ہوں

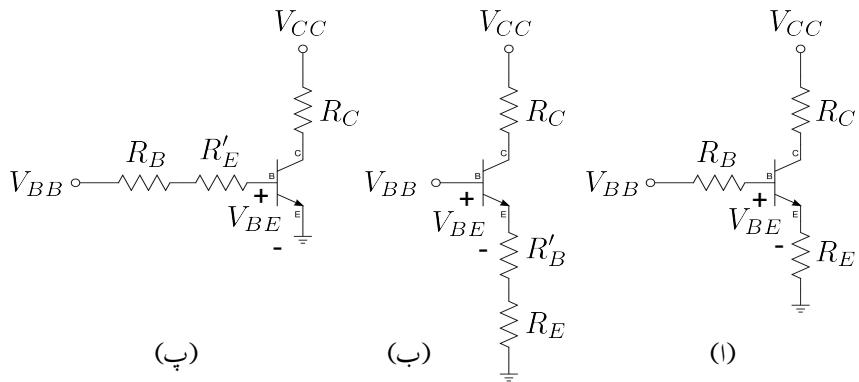
$$(3.50) \quad I_{Ca} = I_{Cb}$$

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 شکل پ میں بر قی رو کو  $I_{Cc}$  لکھتے ہوئے اسے حاصل



شکل 3.30: مزاحمت کے عکس

کرتے ہیں۔ یہاں  $R_B$  اور  $R'_E$  سلسلہ وار جڑے ہیں اور ان کا کردار بالکل ایک ایسے مزاحمت  $R''_B$  کی طرح ہے جس کی قیمت  $(R_B + R'_E)$  کے برابر ہو۔ شکل 3.31 ب میں یہ تصور دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.51) \quad I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left( \frac{R''_B}{\beta+1} \right)} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left( \frac{R_B}{\beta+1} + \frac{R'_E}{\beta+1} \right)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں اگر  $\frac{R'_E}{\beta+1}$  کی قیمت مساوات 3.47 کے  $R_E$  کے برابر ہو یعنی اگر

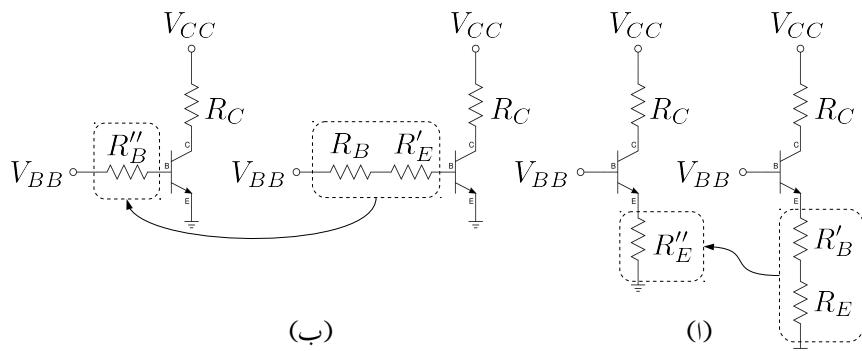
$$(3.52) \quad \frac{R'_E}{\beta+1} = R_E$$

ہوتے ہے۔

$$(3.53) \quad I_{Cc} = I_{Ca}$$

ہوں گے، اگرچہ 3.52 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.54) \quad R'_E = (\beta + 1) R_E$$



شکل 3.31: مزاحمت کے عکس

مثال 3.30 اف میں شکل 3.26 میں

$$\beta = 99$$

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 6.2 \text{ V}$$

$$R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 50 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔

1. شکل 3.30 اف 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 اف کی برقی رو کے برابر ہوگی۔

3. شکل پ میں  $R'_E$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے اس شکل پ کی برقی رو شکل اف کے برقی رو کے برابر ہوگی۔

: حل

.1

$$I_{Ca} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{6.2 - 0.7}{\frac{50000}{99+1} + 5000} = 1 \text{ mA}$$

.2

$$R'_B = \frac{R_B}{\beta+1} = \frac{50000}{99+1} = 500 \Omega$$

اس قیمت کی مزاہت کے استعمال سے شکل 3.31 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 شکل 3.31 ب میں

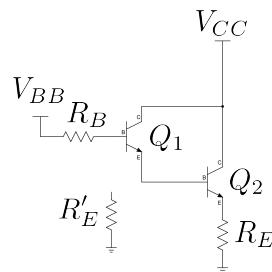
$$R''_B = R_B + R'_E = 50 \text{ k}\Omega + 500 \text{ k}\Omega = 550 \text{ k}\Omega$$

ہو گا اور یوں

$$I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R''_B}{\beta+1}\right)} = \frac{6.2 - 0.7}{\left(\frac{550000}{99+1}\right)} = 1 \text{ mA}$$

ہی حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 3.49 اور مساوات 3.54 اہم نتائج ہیں۔ ٹرانزیٹر کے بین سرے پر دیکھتے ہوئے  $R_E$  کا کردار بالکل ایسا ہوتا ہے جیسے بین سرے کے ساتھ مزاہت  $R'_E$  جڑا ہو۔ اس تمام کو یوں بھی کہا جا سکتا ہے کہ ٹرانزیٹر پر



شکل 3.32: ڈارلینٹن میں مزاحمت کا عکس

جڑے مزاحمت  $R_E$ ، ٹرانزسٹر کے بیس سرے سے بالکل  $R'_E$  معلوم ہوتا ہے۔ اسی لئے  $R_E$  کا عکس کہا جاتا ہے۔

اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس سرے کے ساتھ جڑے 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  $R'_B$  کا عکس کہا جاتا ہے۔

مندرجہ بالا کا نچوڑ یہ 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 گر ہے۔ اصل ٹرانزسٹر دور کی جگہ کبھی بھی عکس استعمال کرتے حاصل دور کام نہیں کرے گا۔

مثال 3.27: شکل 3.32 میں بیس جانب  $R_E$  کا عکس حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے بر قی دباو سے

$$V_{BB} = I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2}R_E$$

لکھتے ہوئے  $I_{E2} = \frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}$  لکھا جا سکتا ہے جس میں

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}R_E \\ &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{R_E}{\beta_1\beta_2}I_{B1} \\ &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{B1}R'_E \end{aligned}$$

ملتا ہے جہاں  $\frac{R_E}{\beta_1\beta_2} \approx R'_E$  لکھا گیا ہے۔ اس مساوات کے تحت میں جانب برقی رو  $I_{B1}$  دو مزاحمت سے گزرتی ہے۔ پہلا مزاحمت  $R_B$  اور دوسرا  $R'_E$  ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے میں جانب مزاحمت  $R'_E$  نظر آتا ہے اور یہی  $R_E$  کا میں جانب عکس ہے۔

---

### 3.9 ٹرانزسٹر کے خط

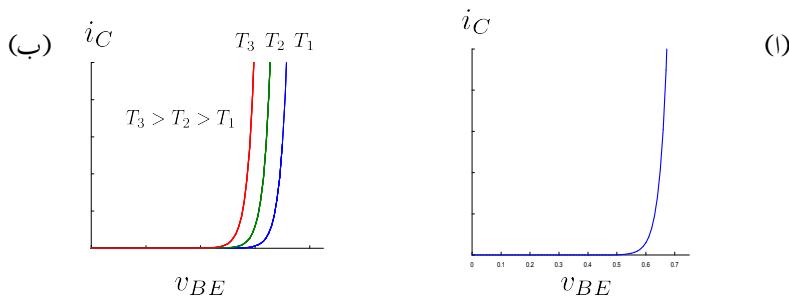
ٹرانزسٹر کے تین سرے ہونے کی بدولت اس کے تین برقی رو اور تین برقی دباؤ ممکن ہیں۔ ان میں کسی دو کو آپس میں گراف کیا جا سکتا ہے۔

$i_C - v_{BE}$  3.9.1

کل 3.33 الف میں  $npn$  ٹرانزسٹر کا  $i_C - v_{BE}$  خط دکھایا گیا ہے جو بالکل ڈائیوڈ کے خط کی طرح کا ہے۔

$$(3.55) \quad i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T} - 1} \right) \quad npn$$

$$(3.56) \quad i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{EB}}{V_T} - 1} \right) \quad pnp$$



شکل 3.33: ٹرانزسٹر کے خطا اور اس پر درج حرارت کے اثرات

جنہیں 1 کی صورت میں عموماً  $e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$   $\gg 1$

$$(3.57) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

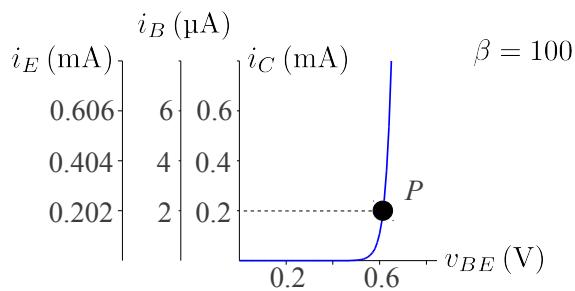
$$(3.58) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{EB}}{V_T}}$$

لکھا جاتا ہے۔ چونکہ  $i_C = \alpha i_E$  اور  $i_E - v_{BE}$  ہوتے ہیں لہذا  $i_B - v_{BE}$  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 3.34 میں ایک ہی گراف پر تینوں خطوں کے گراف کی مثال دی گئی ہے جہاں حزبِ معمول ایک ہی افتنی مدد ہے جو  $v_{BE}$  کو ظاہر کرتا ہے جبکہ عمودی محدود کی تعداد تین ہے جو  $i_E$ ،  $i_B$  اور  $i_C$  کو ظاہر کرتے ہیں۔  $v_{BE}$  کی پیمائش ولٹ V میں دی گئی ہے جبکہ  $i_C$  اور  $i_E$  کی  $i_B$  میں اور  $i_B$  کی  $\mu A$  mA میں دی گئی ہے۔  $\beta = 100$  تصور کرتے ہوئے نقطہ P پر  $v_{BE} = 0.61 V$  جبکہ  $i_C = 0.2 mA$  اور  $i_E = 0.202 mA$  اور  $i_B = 2 \mu A$  ہیں۔ بالکل ڈائوڈ کی طرح، جہاں اندیشگی درکار نہ ہو وہاں، ٹرانزسٹر کے ادوار کے یک سمت حل حاصل کرتے وقت سیدھے مائل بیس۔ ایک جوڑ پر برقی دباؤ  $v_{BE}$  کو 0.7 V ہی لیا جاتا ہے۔ اسی طرح یہاں بھی  $v_{BE} = 0.5 V$  سے کم برقی دباؤ پر برقی رو  $i_C$  کی قیمت قابل نظر انداز ہوتی ہے اور اس صورت میں ٹرانزسٹر کے اس جوڑ کو غیر-چالو تصور کیا جاتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے لئے بھی چالو کردہ برقی دباؤ کی قیمت 0.5 V ہے۔



شکل 3.34: برقی رو بمقابل برقی دباؤ

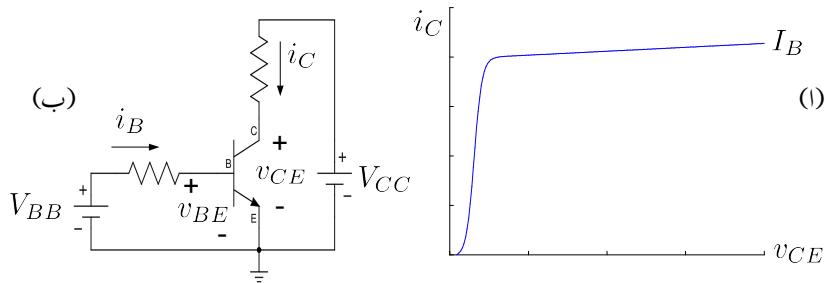
بالکل ڈائیوڈ کی طرح  $i_C$  برقرار رکھتے ہوئے، ایک ڈگری سنٹی گریڈ درجہ حرارت بڑھانے سے  $v_{BE}$  کی قیمت  $2 \text{ mV}$  گھٹتی ہے یعنی

$$(3.61) \quad \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$$

شکل 3.35 میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کا  $v_{EB}$  بھی اسی شرح سے حرارت کے ساتھ گھٹتا ہے۔

$$i_C - v_{CE} \quad 3.9.2$$

شکل 3.35 میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کے  $i_C$  بمقابل  $v_{CE}$  کا گراف دکھایا گیا ہے جسے حاصل کرتے وقت  $v_{BE}$  کو کسی ایک مقررہ قیمت  $I_B$  پر رکھا گیا۔ شکل 3.35 ب میں ٹرانزسٹر کا وہ دور بھی دکھایا گیا ہے جسے گراف حاصل کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا۔ گراف حاصل کرنے سے قبل  $V_{BB}$  کو تبدیل کرتے ہوئے مقررہ  $I_B$  پیدا کیا جاتا ہے۔  $I_B$  کو برقرار  $V_{BB}$  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 باقدم صفر ولٹ 0V سے بڑھایا جاتا ہے اور ہر قدم پر ٹرانزسٹر کی برقی رو  $i_C$  اور برقی دباؤ  $v_{CE}$  ناپے جاتے ہیں۔ یوں ناپ شدہ  $i_C$  اور  $v_{CE}$  کا گراف شکل الف میں دکھایا گیا ہے جہاں گراف کے اوپر  $I_B$  لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ یہ گراف مقررہ  $I_B$  پر حاصل کی گئی ہے۔ اسی طرز پر  $i_C$  کو مختلف قیمتوں پر رکھ کر مختلف  $i_C - v_{CE}$  کے خط حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ اس طرح کے خطوط شکل 3.36 میں دکھائے گئے ہیں۔ ان گراف کو دیکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ  $v_{CE}$

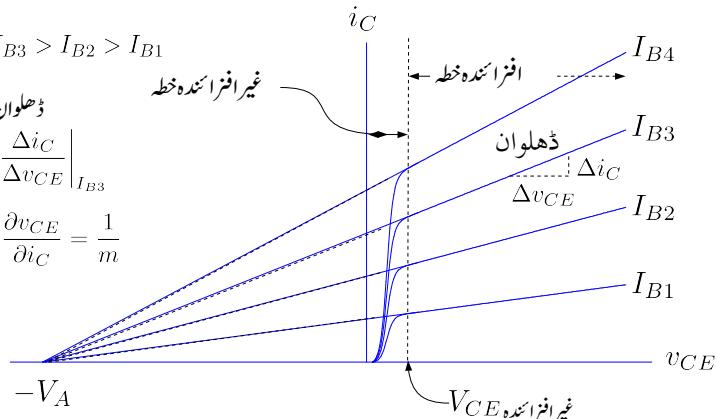


کش  $i_C - v_{CE}$  کے  $npn$  کے 3.35

$$I_{B4} > I_{B3} > I_{B2} > I_{B1}$$

$$m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \Big|_{I_{B3}}$$

$$r_o = \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} = \frac{1}{m}$$



کش  $i_C - v_{CE}$  کے  $npn$  کے خطوط اور اولی برقی دہاو

کی قیمت بہتر تجھ کم کرتے ہوئے ایک مقام آتا ہے جہاں  $i_C$  کی قیمت نہیں تیزی سے گھنٹے شروع ہوتی ہے۔ اس مقام سے کم  $v_{CE}$  کے نقطے کو غیر افزائندہ خط<sup>26</sup> جبکہ اس سے زیادہ  $v_{CE}$  کے نقطے کو افزائندہ خط<sup>27</sup> کہتے ہیں۔ اس حصے میں ہم افزائندہ خط پر نور کریں گے۔

افزائندہ خط میں  $i_C - v_{CE}$  کے خط سیدھی شکل اختیار کر لیتے ہیں۔ ہر خط ایک خاص ڈھلوان رکھتا ہے۔ اگر ان تمام خطوط کو منقی  $v_{CE}$  کے جانب فرضی طور نقش کیا جائے تو یہ ایک ہی نقطہ پر جامٹتے ہیں جہاں  $v_{CE} = V_A$  ہوتا ہے۔ اس فرضی نقش کو نقطہ دار لکیروں سے دکھایا گیا ہے۔ کسی بھی ٹرانزسٹر کے  $V_A$  کی قیمت کو بطور ثابت عدد کے بیان کیا جاتا ہے جسے الٹہ بر قہ دباؤ<sup>28</sup> کہتے ہیں۔<sup>29</sup> دو جوڑ والے ٹرانزسٹروں کا ارلی بر قہ دباؤ پچاس ولٹ تا سو ولٹ ہوتا ہے۔ یہ معلومات ٹرانزسٹر بنانے والے صنعت کار مہیا کرتے ہیں۔

شکل 3.36 میں کسی ایک نقطے پر خط کی ڈھلوان  $m$  دکھائی ہے یعنی

$$m = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{I_B}$$

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  $i_C - v_{CE}$  کے خط اور فرضی نقش کے گئے نقطہ دار لکیر کی ڈھلوان برابر ہیں لہذا ہم خارجی مزاحمت کو یوں بھی حاصل کر سکتے ہیں

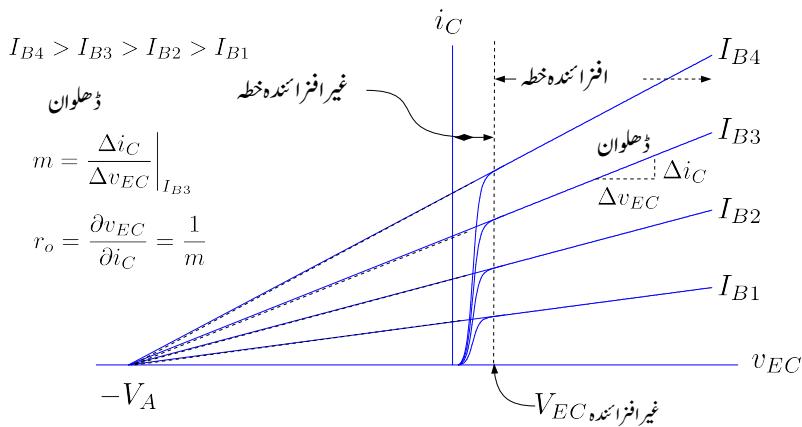
$$(3.62) \quad r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$$

saturation region<sup>26</sup>

active region<sup>27</sup>

Early voltage<sup>28</sup>

<sup>29</sup>



کل 3.37 خطوط  $i_C - v_{EC}$  پرنپ ٹرانزسٹر:

حقیقت میں افرا کنڈہ خط کے نچلے حصے پر (یعنی غیر افرا کنڈہ خط کے بالکل قریب) کی قیمت استعمال کرتے ہوئے اس مساوات کو پول لکھا جاسکتا ہے

$$(3.63) \quad r_o \approx \frac{V_A}{I_C}$$

اگرچہ افرا کنڈہ خط میں  $v_{CE}$  کے تبدیلی سے  $I_C$  کی قیمت تبدیل ہوتی ہے مگر اس تبدیلی کو یک سمت مطالعہ کے دوران نظر انداز کیا جاتا ہے۔ البتہ بدلتے رو مطالعہ میں  $r_o$  اہمیت رکھتا ہے۔

شکل 3.37 میں 3.37 پرنپ ٹرانزسٹر کے  $i_C - v_{EC}$  خطوط دکھائے گئے ہیں۔  $V_{EC, \text{نیافرا کنڈہ}} = 0.2 \text{ V}$  ہی ہے۔ اس سے کم  $v_{EC}$  پر ٹرانزسٹر غیر افرا کنڈہ جبکہ اس سے زیادہ پر افرا کنڈہ ہوتا ہے۔

مثال 3.28: ایک ایسے  $npn$  ٹرانزسٹر جس کی ارلی بر قی دباؤ کی قیمت پچاس وولٹ  $V_A = 50 \text{ V}$  ہے کی خارجی مزاحمت  $1 \text{ mA}$ ،  $100 \mu\text{A}$  اور  $10 \text{ mA}$  کی بر قی رو پر حاصل کریں۔

حل:

.1

$$r_o \approx \frac{V_A}{I_C} = \frac{50}{100 \times 10^{-6}} = 500 \text{ k}\Omega$$

.2

$$r_o = \frac{50}{10^{-3}} = 50 \text{ k}\Omega$$

.3

$$r_o = \frac{50}{10 \times 10^{-3}} = 5 \text{ k}\Omega$$


---

### 3.10 یک سمت ادوار کا تریکی تجزیہ

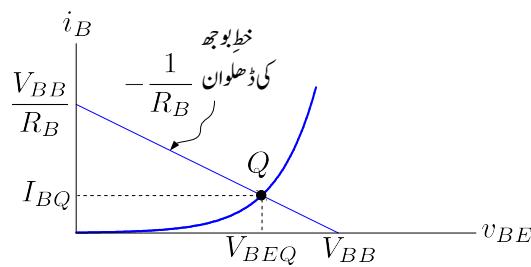
اگرچہ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً الجرائی طریقہ سے حل کیا جاتا ہے مگر گراف کے استعمال سے بہت گہری سمجھ پیدا ہوتی ہے۔ اس طریقہ کو سمجھنے کے بعد ٹرانزسٹر ادوار تخلیق دینے میں آسانی پیدا ہوتی ہے۔ آئیں شکل 3.39 میں دور کو گراف کی مدد سے حل کرتے ہیں۔

### 3.10.1 یک سمت روندھ بوجہ

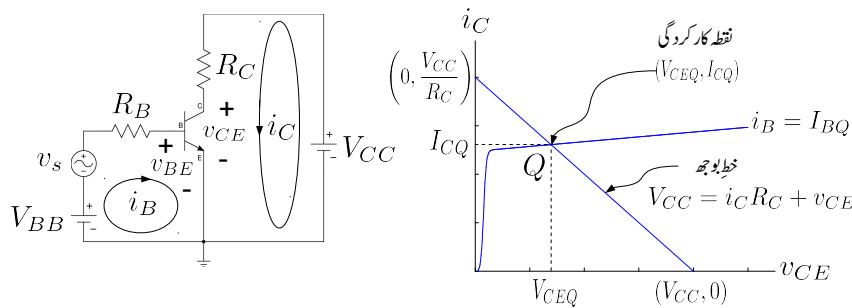
شکل 3.39 میں، بدلتے اشارہ  $v_s$  کو نظر انداز کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر دور کے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.64) \quad V_{BB} = i_B R_B + v_{BE}$$

چونکہ ٹرانزسٹر کا میں۔ ایک جوڑ بالکل ایک ڈائڈ کی مانند ہوتا ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو داخلی جانب کا یک سمت بوجہ کا خط کہا جا سکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے  $i_B - v_{BE}$  خط پر اس کو مساوات کو کھینچنے سے نقطہ مائل حاصل ہوتا ہے جس سے  $I_{BQ}$  اور  $V_{BEQ}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یہ عمل شکل 3.38 میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح، بدلتے اشارات کو



شکل 3.38: داخلی جانب کے نقطہ مائل کا حصول



شکل 3.39: یک سمت خط بوجھ۔

نظر انداز کرتے ہوئے، شکل 3.39 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 مکرتا 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 3.39 میں حاصل کی گئی۔ خط بوجھ کی مساوات میں  $i_C$  اور  $v_{CE}$  دو آزاد متغیرات ہیں۔ دو آزاد متغیرات کو حاصل کرنے کی خاطر دو مساوات درکار ہوتے ہیں۔ خط بوجھ کی مساوات پہلی مساوات ہے جبکہ ٹرانزسٹر کا  $i_C - v_{CE}$  خط دوسرے مساوات کا گراف ہے۔ جہاں دو مساوات کے گراف ملتے ہیں میں 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-لکلٹر سروں کے ماہینہ برقی دباؤ کی قیمت  $V_{CEQ}$  ہو گی۔

### 3.10.2 باریک اشارات

آئین اب شکل 3.39 میں باریک اشارات پر غور کریں۔ باریک اشارہ  $v_s$  کے موجودگی میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کل برقی دباؤ ( $V_{BB} + v_s$ ) ہو گا اور ہم اس جانب خطِ بوجھ کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.66) \quad V_{BB} + v_s = i_B R_B + v_{BE}$$

خطِ بوجھ کی یہ مساوات  $i_B - v_{BE}$  کے گراف پر کھینچنے گئی شکل 3.40 میں دکھائی گئی ہے جہاں

$$(3.67) \quad v_s = V_p \sin \omega t$$

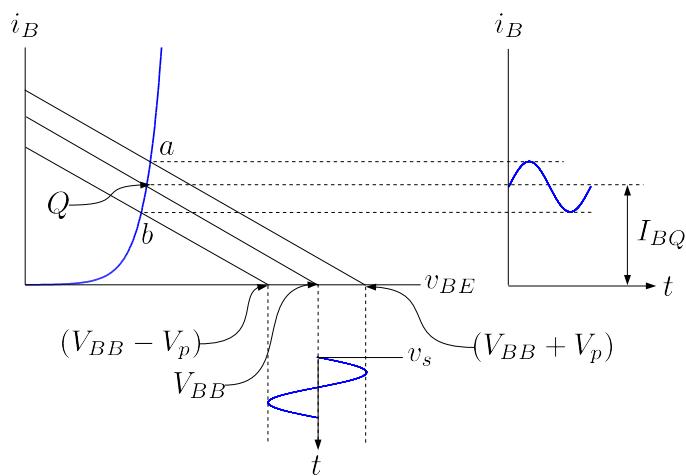
تصور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خطِ بوجھ اپنی جگہ سے ہلتا ہے جس کی وجہ سے نقطہ کارکردگی  $i_B - v_{BE}$  خط پر  $Q$  کے قریب قریب رہتے ہوئے  $a$  اور  $b$  کے درمیان چال قدیمی کرتا ہے جس سے  $i_B$  کی قیمت بھی  $I_{BQ}$  سے انحراف کرتی ہے۔  $i_B$  کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.68) \quad i_B = I_{BQ} + I_p \sin \omega t$$

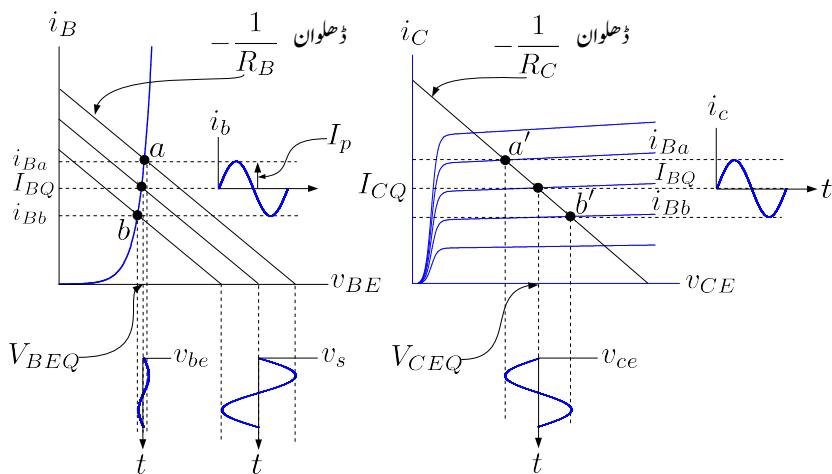
جہاں نقطہ کارکردگی کے قریب  $i_B - v_{BE}$  خط کو سیدھا تصویر کیا گیا ہے۔ شکل 3.41 میں باریک اشارہ  $v_s$  اور اس کے پیدا کردہ  $i_b, v_{be}, v_{ce}$  اور  $i_c$  اشارات دکھائے گئے ہیں۔  $i_b, v_s, v_{be}$  اور  $i_c$  اور  $v_{ce}$  ان سب سے 180 کے زاویہ پر ہے۔ یاد رہے کہ تمام اشارات کا دوری عرصہ کیساں ہے چونکہ ایک پیغام اشارے کے تعدد کو تبدیل نہیں کرتا۔

### 3.10.3 برقی دباؤ $V_{CC}$ اور مزاحمت $R_C$ کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

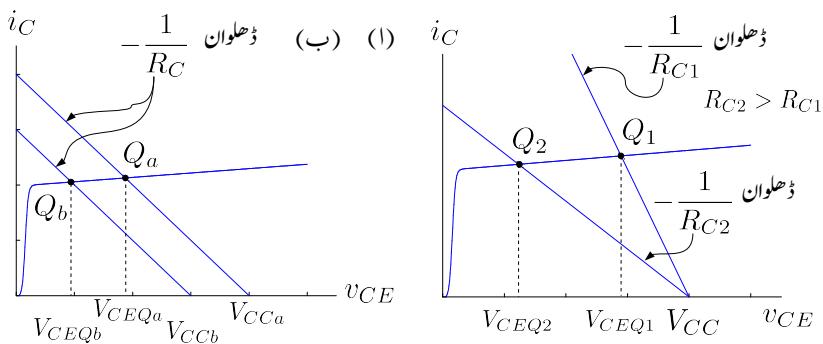
شکل 3.39 میں ایک مرتبہ  $R_{C1}$  کی قیمت  $R_{C1}$  رکھی گئی اور دوسری مرتبہ اسے  $R_{C2}$  رکھا گیا جبکہ تقیا دور میں کوئی تبدیلی نہیں کی گئی۔  $R_{C2}$  کی قیمت  $R_{C1}$  سے زیادہ ہے۔ ان دونوں صورتوں کو شکل 3.42 الف میں دکھایا گیا ہے۔  $R_{C1}$  کی صورت میں خطِ بوجھ ٹرانزسٹر کے  $i_C - v_{CE}$  خط کو  $Q_1$  پر لکھتا ہے اور یوں



شکل ۳.۴۰: با یک اشارات بذریعه گراف



شکل ۳.۴۱: با یک اشارات



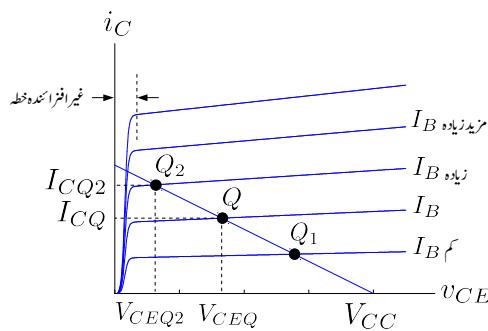
شکل 3.42: نقطہ کارکردگی پر منبع برقی دباؤ اور مزاحمت کے اثرات

ٹرانزسٹر کے اس نقطہ کارکردگی پر برقی دباؤ  $v_{CE}$  کی قیمت  $V_{CEQ1}$  ہو گی۔  $R_{C2}$  کی صورت میں خطِ بوجھ کی ڈھلوان کم ہو گئی ہے اور یہ  $i_C - v_{CE}$  خط کو  $Q_2$  پر 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 بوجھ کی ڈھلوان تبدیل ہوتی ہے جس سے ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تبدیل ہوتا ہے۔ ان دونوں صورتوں میں خطِ بوجھ برقی دباؤ کے محور کو  $V_{CC}$  پر ہی لکھاتے ہیں۔

شکل 3.42 ب میں صرف برقی دباؤ  $V_{CC}$  کے تبدیل ہونے کے اثرات کو دکھایا گیا ہے جہاں  $V_{CCa}$  کی قیمت  $V_{CCb}$  سے زیادہ رکھی گئی ہے۔  $V_{CC}$  کو  $V_{CCa}$  سے بڑھا کر  $V_{CCb}$  کرنے سے نقطہ کارکردگی  $Q_b$  سے منتقل ہو جاتا ہے جبکہ خطِ بوجھ کی ڈھلوان تبدیل نہیں ہوتی۔

### 3.10.4 داخلي برقي رو کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

شکل 3.43 میں خطِ بوجھ مختلف داخلي برقي رو  $I_B$  پر  $i_C - v_{CE}$  خطوط پر نقش کیا گیا ہے۔ اگر داخلي برقي رو کو  $I_B$  سے بڑھا کر  $I_{B2}$  کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی  $Q$  سے  $Q_2$  منتقل ہو جائے گا۔ یوں برقي رو  $I_{CQ}$  سے بڑھ کر  $I_{CQ2}$  ہو جائے گی جبکہ برقی دباؤ  $V_{CEQ}$  سے کم ہو کر  $V_{CEQ2}$  ہو جائے گا۔ اگر  $I_B$  کو مزید بڑھا کر مزید  $I_{B2}$  کیا جائے تو نقطہ کارکردگی غیر افزائندہ خطے میں داخل ہو جاتا ہے جہاں  $v_{CE}$  کی قیمت



شکل 3.43: نقطہ کارکردگی بالمقابل داغلی بر قی رو

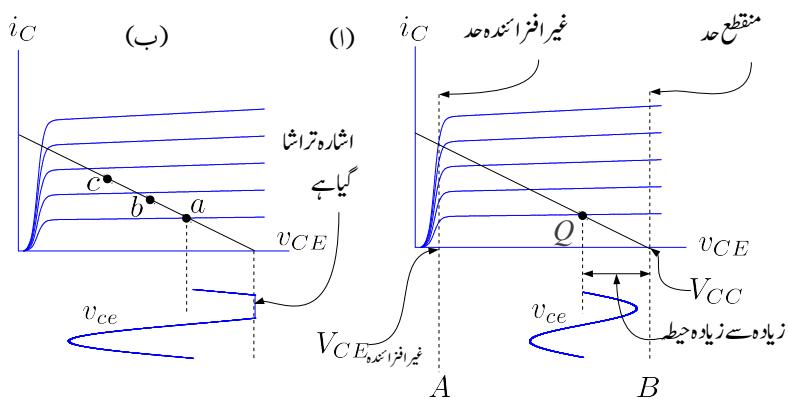
$V_{CE}$  یعنی  $0.2\text{V}$  سے بھی کم ہو جاتی ہے۔  $I_B$  کو مزید بڑھانے سے نہ تو  $i_C$  اور نہ ہی  $v_{CE}$  کی قیمت میں خاطر خواہ تبدیلی رو نما ہوتی ہے۔ یہی وجہ ہے کہ اس خطے کو غیر افزائندہ خط کہتے ہیں۔

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 بر قی رو  $I_{CQ}$  کی قیمت تقریباً  $\frac{V_{CC}}{R_C}$  ہی رہتی ہے۔ غیر افزائندہ خطے میں داخل ہونے کے بعد  $I_B$  بڑھانے سے ٹرانزسٹر غیر افزائندہ خطے کے مزید گہرائی میں چلا جاتا ہے۔ اس خطے میں ٹرانزسٹر مکمل طور چالو ہوتا ہے اور یہ چالو بر قی سوچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ یہ صورت حال شکل 3.43 میں دکھایا گیا ہے۔

اس کے برعکس اگر  $I_B$  کی قیمت بتدریج کم کی جائے تو نقطہ کارکردگی اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب  $I_{CQ}$  کی قیمت کم ہوتی ہے۔ اگر  $I_B$  کو نہیں کم یا اسے بالکل روک کر صفر کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی افقی محور سے کلکرا جائے گا جہاں  $V_{CEQ} = V_{CC}$  اور  $I_{CQ} = 0\text{A}$  ہو گا۔ اس نقطہ پر ٹرانزسٹر مکمل منقطع صورت اختیار کئے ہوتا ہے اور یہ ایک منقطع بر قی 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 ایکلیفائر استعمال کرتے ہوئے اس بات کو یقینی رکھنا ضروری ہے کہ



### شکل 3.44: خارجی اشارہ کے حدود

ٹرانزیستر افراستنڈہ خط میں ہی رہے۔ نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے پیچھے کئی وجوہات ہو سکتے ہیں۔ شکل 3.44 میں نقطہ کارکردگی کو یوں رکھا گیا ہے کہ اشارہ کے عدم موجودگی میں  $I_{BQ}$  کم سے کم ہو۔ موبائل فون میں ایسا ہی کیا جاتا ہے تاکہ اس کی بیٹری زیادہ وقت بغیر بھرے کے کام کر سکے۔ شکل الف میں اس ایکپلیفار کا خارجی اشارہ  $v_{ce}$  دکھایا گیا ہے۔ اگر ایکپلیفار کا داخلی اشارہ  $v_s$  مزید بڑھ جائے تو ظاہر ہے کہ  $v_{ce}$  بھی بڑھنے کی کوشش کرے گا لیکن جیسے شکل ب سے واضح ہے کہ ایسا نہیں ہو گا۔ اگرچہ  $v_{ce}$  کا آدھا لامبی صحیح بڑھ گیا ہے لیکن اس کا دوسرا حصہ تراشنا گیا ہے۔ اگر نقطہ کارکردگی کو  $a$  سے تدریج بائیں نقطہ  $b$  پر منتقل کر دیا جائے تو موجودہ  $v_{ce}$  بغیر تراشے حاصل کیا جا سکتا ہے۔ آپ یہ بھی دیکھ سکتے ہیں کہ اگر نقطہ کارکردگی کو مزید بائیں، نقطہ  $c$  پر منتقل کر دیا جائے جائے تو  $v_{ce}$  لمبہ کا دوسرا جانب تراشنا شروع ہو جائے گا۔ جیسے شکل 3.44 الف میں دکھایا گیا ہے کہ افراستنڈہ  $v_{CE}$  کی کم سے کم ممکنہ قیمت  $V_{CE\text{افراستنڈہ}}$  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 دوسرا جانب B تک بغیر تراشے بڑھانی جاسکتی ہے۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے یوں ہم سائز۔نمای خارجی اشارہ  $v_{ce}$  کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کی حد کا تعین اس شکل سے کر سکتے ہیں۔

## 3.10.6 بدلتارو، خطِ بوجھ

ٹرانزسٹر ادار میں  $\beta$  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 افراکش کم ہو جاتی ہے۔ نقطہ کارکردگی یک سمت رو سے تعین کیا جاتا ہے جبکہ افراکش کا تعلق بدلتے اشارات کے ساتھ ہے۔ یوں اگر کسی طرح یک سمت 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 3.45 الف میں  $R_E$  کے متوازنی لامدد و قیمت کا کمپیسٹر نسب کیا گیا ہے۔ یک سمت رو کمپیسٹر سے نہیں گزرتی، لہذا نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت کمپیسٹر کو نظر انداز کیا جائے گا۔ لامدد کمپیسٹر کی برقی رکاوٹ صفر اور ہم ہے جو  $R_E$  کے متوازنی جڑا ہے۔ یوں بدلتا اشارہ  $R_E$  سے ہر گز نہیں گزرے گا بلکہ یہ کمپیسٹر کے راستے گزرے گا۔ بدلتارو کو مزاحمت کے مقابل راستہ فراہم کرنے والا کمپیسٹر قصرِ کمپیسٹر<sup>30</sup> پکارا جاتا ہے۔ مامدد کمپیسٹر کے کارکردگی پر باب 6 میں غور کیا جائے گا۔ اس حصے میں لامدد کمپیسٹر نسب کرنے کے اثرات پر غور کیا جائے گا۔ اس کتاب کے حصہ 2.12.1 میں ڈائیڈ ادار کے بدلتارو، خطِ بوجھ پر غور کیا گیا۔ آئکنی ٹرانزسٹر کے بدلتارو، خطِ بوجھ پر غور کریں۔

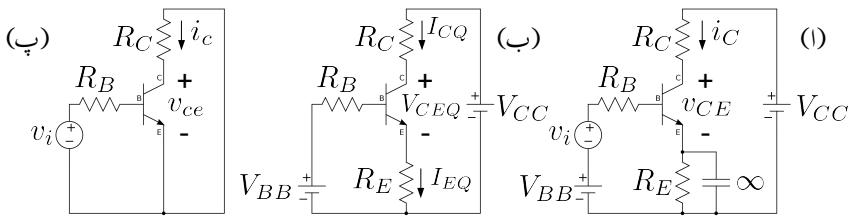
## شکل 3.45 الف کے خارجی جانب

$$(3.69) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E \\ \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{یک سمت رو، خطِ بوجھ}$$

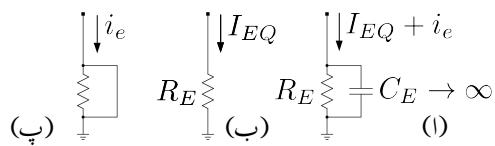
ہے جہاں  $i_C \approx i_E$  لیا گیا ہے۔ ڈائیڈ کی طرح یہاں مندرجہ بالا مساوات کو یک سمت رو، خطِ بوجھ پکارا جاتا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف یک سمت خلیو جھ<sup>31</sup> کہتے ہیں۔ شکل 3.46 الف میں  $i_E$  کو یک سمت  $I_{EQ}$  اور بدلتے حصوں میں لکھا گیا ہے۔ یک سمت اشارے کے لئے کمپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا، جیسے شکل 3.46 ب میں دکھایا گیا ہے،  $I_{EQ}$  صرف مزاحمت  $R_E$  سے گزرے گا۔ یوں ٹرانزسٹر کے ایمپ پر  $V_{EQ} = I_{EQ} R_E$  ہو گا۔ کمپیسٹر پر بھی یہی یک سمت برقی دباؤ پایا جائے گا۔

جیسے شکل 3.46 پ میں دکھایا گیا ہے، بدلتے اشارے کے لئے لامدد کمپیسٹر کی برقی رکاوٹ  $\frac{1}{j\omega C_E} = 0$  ہو گی اور یوں  $i_E$  کمپیسٹر کے راستے گزرے گا۔ اس طرح ٹرانزسٹر کے ایمپ پر برقی دباؤ پیدا کرنے میں  $i_E$  کوئی کردار ادا نہیں کرے گا۔ صرف  $I_E$  کے بدولت ایمپ پر برقی دباؤ  $V_{EQ} = I_{EQ} R_E$  پیدا ہو گا۔ ان حقائق کو استعمال کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات میں متغیرات کو یک سمت اور بدلتے حصوں میں لکھتے ہیں

bypass capacitor<sup>30</sup>  
DC load line<sup>31</sup>



شکل 3.45: کپیسٹر اور بدلتارو، خط بوجہ۔



شکل 3.46: یک سمت اور بدلتارو کی عیحدگی

$$(3.70) \quad V_{CC} = (I_{CQ} + i_c) R_C + (V_{CEQ} + v_{ce}) + I_{EQ} R_E$$

بدلتے اشارات کے عدم موجودگی میں مساوات 3.70 کو یوں لکھا جاسکتا ہے

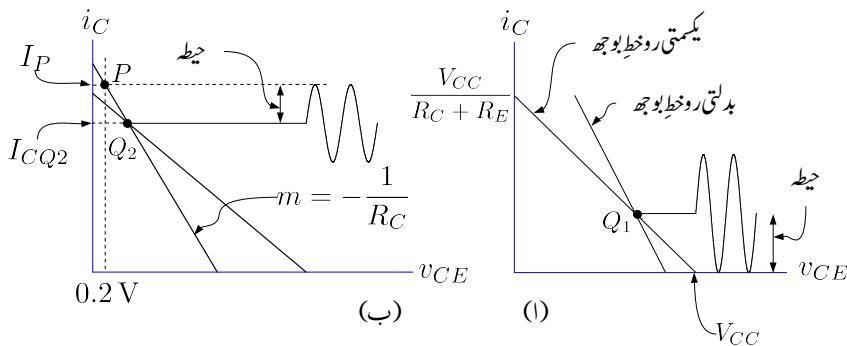
$$(3.71) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

جہاں  $I_{CQ} \approx I_{EQ}$  لیا گیا ہے۔ آپ تسلی کر لیں کہ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں مندرجہ بالا مساوات اور مساوات 3.69 ایک ہی خط کو ظاہر کرتے ہیں لہذا مساوات 3.71 بھی یک سمت رو، خط بوجہ کی مساوات ہے۔

شکل 3.45 ب سے بھی مساوات 3.71 حاصل ہوتا ہے لہذا شکل 3.45 ب در حقیقت شکل 3.45 الف کا مساوی یک سمت دور ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یک سمت دور حاصل کرنے کی خاطر کپیسٹر کو کھلے سرے اور بدلتے اشارہ  $v_i$  کو صفر کرتے ہوئے بقیا دور لیا جاتا ہے۔

بدلتے اشارے کے موجودگی میں مساوات 3.70 کے یک سمت اجزاء کو مساوات کے ایک جانب جکہ بدلتے اجزاء کو دوسرے جانب لکھتے ہیں۔

$$(3.72) \quad i_c R_C + v_{ce} = \underbrace{V_{CC} - I_{CQ} R_C - V_{CEQ} - I_{EQ} R_E}_0$$



شکل 3.47: بدلتارو، خط بوجھ پر چیل قدمی

مساوات 3.71 کو  $V_{CC} - I_{CQ}R_C - V_{CEQ} - I_{CQ}R_E = 0$  لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مندرجہ بالا مساوات میں مساوی نشان کے دائیں جانب صفر لکھا جاسکتا ہے المذا اس سے

$$(3.73) \quad i_c R_C + v_{ce} = 0 \quad \text{بدلتارو، خط بوجھ}$$

حاصل ہوتا ہے جو بدلتارو، خط بوجھ ہے جسے عموماً بدلتارو خط بوجھ<sup>32</sup> پکارا جاتا ہے۔ شکل 3.45 پ سے بھی یہی مساوات حاصل ہوتا ہے۔ بدلتارو، مساوی شکل حاصل کرتے وقت تمام یک سمت برقی دباؤ کی منبع اور تمام کپیسٹروں کو قصر دور کرتے ہوئے دور کا باقیا حصہ لیا جاتا ہے۔

مساوات 3.71 سے یک سمت رو خط بوجھ کی مزاحمت  $R = R_C + R_E$  یکمیتی  $R$  جبکہ مساوات 3.73 سے بدلتارو خط بوجھ کی مزاحمت  $R_E = \text{بدلتارو } R$  حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ایک دلچسپ صورت ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں دور کا نقطہ کارکردگی یک سمت رو خط بوجھ پر پایا جائے گا جبکہ بدلتے اشارے کے موجودگی میں دور بدلتارو خط بوجھ پر چیل قدمی کرے گا۔

شکل 3.47 انف میں یک سمت رو خط بوجھ پر  $Q_1$  نقطہ کارکردگی ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں ٹرانزسٹر اسی نقطے پر رہے گا۔ بدلتارو، خط بوجھ اسی نقطے پر کھینچا جاتا ہے۔ یک سمت رو، خط بوجھ کی ڈھلوان  $\frac{1}{R}$  یکمیتی ہے۔ اسی طرح بدلتارو، خط بوجھ کی ڈھلوان  $m = -\frac{1}{R}$  ہے۔

AC load line<sup>32</sup>

بدلتے اشارے کے موجودگی میں ٹرانزسٹر بدلتارو، خط بوجھ پر چہل قدمی کرے گا۔ سائن نما بدلتے اشارے کے موجودگی میں  $i_C$  دکھایا گیا ہے۔ شکل میں زیادہ سے زیادہ ممکنہ منقی جیٹے کا  $i_C$  دکھایا گیا ہے۔ اگر داخلی اشارے کو مزید بڑھایا جائے تو  $i_C$  کا نچلا یعنی ممکنہ منقی حصہ تراشاجائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی کو ( $V_{CEQ}, I_{CQ}$ ) پر رکھتے ہوئے زیادہ سے زیادہ ممکنہ منقی جیٹے  $I_{CQ}$  حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.47 ب میں یک سمت رو خط بوجھ پر  $Q_2$  نقطہ کارکردگی ہے۔ سائن نما بدلتے اشارے کے موجودگی میں  $i_C$  دکھایا گیا ہے۔ غیر افزانہ  $V_{CE}$  یعنی  $0.2V$  پر نقطے دار عمودی لکیر لگائی گئی ہے جسے بدلتارو، خط بوجھ  $P$  پر لکراتا 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  $I_P$  پر تراشی جائے گی۔ اس طرح  $i_C$  کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹے  $I_P - I_{CQ2}$  کے برابر ہو گا۔

اکیں بدلتارو خط بوجھ کے خط کی مساوات حاصل کریں۔  $y - x$  محدود پر  $m$  ڈھلوان اور نقطے  $(x' - y')$  سے گزرتے خط کی مساوات  $(y - x') = m(x - x')$  ہوتی ہے۔ موجودہ مسئلہ میں  $i_C - v_{CE}$  محدود پر نقطے  $(V_{CEQ}, I_{CQ})$  پر بدلتارو خط بوجھ کی مساوات درکار ہے۔ بدلتارو خط بوجھ کے خط کی ڈھلوان  $\frac{1}{R_c} -$  ہے لہذا اس کی مساوات

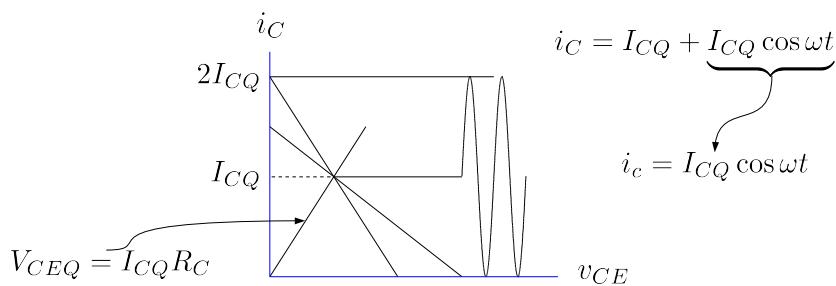
$$(3.74) \quad i_C - I_{CQ} = -\frac{1}{R_c} (v_{CE} - V_{CEQ})$$

شکل 3.47 میں نقطہ کارکردگی کو  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان یوں رکھا جا سکتا ہے کہ  $i_C$  کا جیٹہ دونوں جانب برابر تراشاجائے۔ اس طرح زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹے کا  $i_C$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مساوات 3.74 کو استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کو حاصل کرتے ہیں۔ شکل 3.48 میں یک سمت رو، خط بوجھ اور بدلتارو، خط بوجھ دکھائے گئے ہیں۔ غیر افزانہ  $V_{CE}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اگر بدلتارو، خط بوجھ عمودی محدود کو  $2I_{CQ}$  پر چھوئے تب  $i_C$  کے دونوں جانب نا تراشاجیٹے  $I_{CQ}$  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 3.48: 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 سمت رو خط بوجھ آپس میں ملتے ہیں وہ درکار نقطہ کار کردگی ہے۔ مساوات 3.71 میں  $I_{EQ} \approx I_{CQ}$  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 رہے۔

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_C + R_E}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات میں  $R = R_C + R_E$  اور  $R_{EQ} = R_C + R_E$  بدلتا ہے ایسا مساوات حاصل ہوتا ہے جو یاد رکھنے کے لئے زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے یعنی

$$(3.76) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R + R_{EQ}}$$

اس مساوات کو مساوات 3.75 کے ساتھ ملاتے ہوئے

$$(3.77) \quad V_{CEQ} = \frac{R_{EQ} V_{CC}}{R + R_{EQ}}$$

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 3.45 اف 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 جیطہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.76 اور مساوات 3.77 میں  $R_{BQ} = 1000 + 200 = 1200$  اور  $R = 1000$  یکمیتی استعمال کرتے ہوئے

$$I_{CQ} = \frac{12}{1200 + 1000} = 5.45 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = \frac{12 \times 1000}{1200 + 1000} = 5.45 \text{ V}$$

نقطہ کارکردگی حاصل ہوتا ہے۔ یوں خارجی برتنی روکا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیطہ 5.45 mA ہے۔

---



---

مثال 3.30: مندرجہ بالا مثال میں  $\beta = 37$  لیتے ہوئے  $R_B$  اور  $V_{BB}$  حاصل کریں۔

حل:  $R_E = \frac{10R_B}{\beta+1}$  کے استعمال سے  $R_B = 760 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برتنی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left( \frac{R_B}{\beta+1} + R_E \right)$$

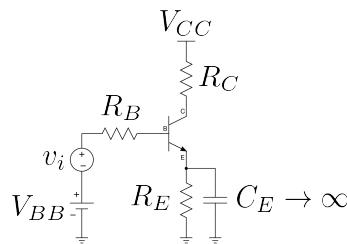
$$= 0.7 + 5.45 \times 10^{-3} \left( \frac{760}{37+1} + 200 \right) = 1.899 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

---



---



شکل 3.49: بدلتارو، خط بوجھ کی مثال

مثال 3.31: شکل 3.49 میں  $V_{CC} = 17\text{V}$ ,  $R_C = 1.2\text{k}\Omega$ ,  $V_{BE}$  جبکہ کپیسٹر کی قیمت لامحدود ہے۔ ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کی قیمت 50 تا 150 جبکہ  $V_{CE}$  کی قیمت 0.6 تا 0.8 ممکن ہے۔ غیر افزائندہ  $V_{CE}$  کو 0.2V لیتے ہوئے  $R_E$  اور  $R_B$  کے ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ  $i_C$  کم از کم  $\pm 4\text{mA}$  تک ممکن ہو۔

حل: شکل 3.50 میں صورت حال دکھائی گئی ہے۔ یہ سخت رو، خط بوجھ افی محور کو  $V_{CC}$  پر جبکہ عمودی محور کو  $\frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$  پر چھوتا ہے۔ بدلتارو، خط بوجھ کی ڈھلوان  $\frac{1}{R_C}$  ہے۔ جب تک بدلتارو، خط بوجھ  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان یک سمت رو خط بوجھ کو نکل رائے اس وقت تک  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  ممکن ہے۔  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان کسی اور مقام پر بدلتارو، خط بوجھ پائے جانے کی صورت میں  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  یا اس سے زیادہ ممکن ہو گا۔

$I_{CQ1}$  پر پائے جانے والا بدلتارو، خط بوجھ کی صورت میں  $i_C$  کا حیطہ  $I_{CQ1}$  کے برابر ہو گا۔ اگر  $Q_1$  کی قیمت 4mA ہوتی ہے تو  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  ممکن ہو گا۔ یوں

$$(3.78) \quad I_{CQ1} = 4\text{mA}$$

$Q_2$  پر پائے جانے والا بدلتارو، خط بوجھ، غیر افزائندہ  $V_{CE}$  پر عمودی کھینچ خط کو نقطے P پر نکرتا ہے۔ چونکہ  $V_{CE}$  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  $I_{CQ2} + 4\text{mA}$  پر نقطے P پر ہوتی ہے تو  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  ممکن ہو گا۔

کسی بھی سیدھے خط کی مساوات (3.49) کے حاصل ہوتا ہے جہاں  $m = \frac{\Delta y}{\Delta x}$  اور  $\Delta x$  اس خط پر کسی دو نقطوں سے حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ بدلتارو، خط بوجھ پر  $Q_2$  اور  $P$  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 سمت رو، خط بوجھ کی مساوات شکل 3.49 کے خارجی جانب کرخوف کے قانون سے یوں لکھی جاسکتی 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

$$(3.81) \quad I_{CQ2} = \frac{V_{CC} - 5}{R_C + R_E} = \frac{12}{1200 + R_E}$$

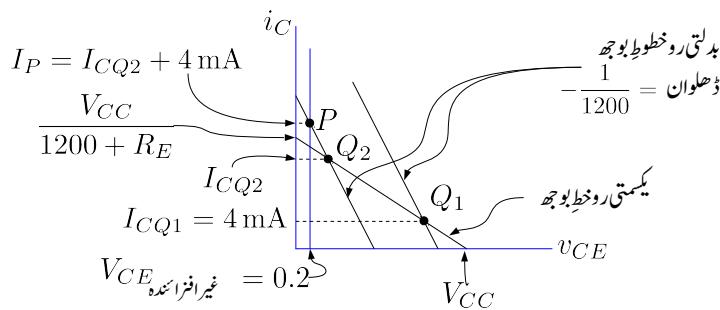
حاصل ہوتی ہے۔ نقطہ کارکردگی کو  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان رکھنے کی خاطر  $I_{CQ}$  کا مندرجہ ذیل مساوات پر پورا اترتہ لازم ہے۔

$$(3.82) \quad I_{CQ1} < I_{CQ} < I_{CQ2}$$

$$4 \text{ mA} < I_{CQ} < \frac{12}{1200 + R_E}$$

جس سے  $R_E$  حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب  $\beta$  اور  $V_{BE}$  میں تبدیلی کے اثرات کو دیکھیں۔ شکل 3.49 کے داخلی جانب



شکل 3.50

$$(3.83) \quad V_{BB} = V_{BE} + I_{CQ} \left( \frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right)$$

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

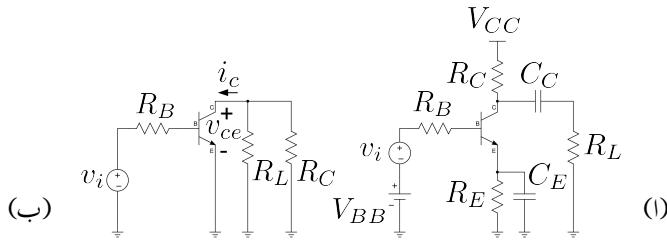
$$I_{CQ} = \frac{5.2 - 0.6}{\frac{5100}{150+1} + 1000} = 4.45\text{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $R_E = 1\text{k}\Omega$  پر مساوات  $I_{CQ2} = 5.45\text{mA}$  حاصل ہوتا ہے جو کہ  $4.45\text{mA}$  سے زیادہ ہے۔ یوں

$$R_E = 1\text{k}\Omega$$

$$R_B = 5.1\text{k}\Omega$$

$$V_{BB} = 5.2\text{V}$$



شکل 3.51

مطلوبہ جوابات ہیں۔

مثال 3.32: شکل 3.51 میں  $C_C$  کے ذریعہ ایپلیکیشن کو برقرار بوجھ  $R_L$  کے ساتھ وابستہ کیا گیا ہے۔ ایسا کپیسٹر جو دھنوموں کی وابستگی پیدا کرتے ہوئے ایک حصے سے دوسرے حصے میں اشارے کی منتقلی کرنے جفتھ کی پیٹر کی پیٹر<sup>33</sup> لکرا جاتا ہے۔ شکل میں  $i_C$  کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیطہ اور اس کے لئے درکار نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔ کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: یک سمت رو کے لئے کپیسٹروں کو کھلے سرے کرتے ہوئے یک سمت رو، خط بوجھ کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.85) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E$$

$$(3.86) \quad \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E)$$

بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.87) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

<sup>33</sup> coupling capacitor

شکل ب میں بدلتا رو، خطِ بوجھ حاصل کرنے کی خاطر  $V_{CC}$  اور کمپیسٹروں 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 بدلتا رو، خطِ بوجھ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.88) \quad v_{ce} + i_c \left( \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \right)$$

چونکہ  $i_c = I_{CQ} + i_c$  اور  $v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce}$  ہوتے ہیں لہذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.89) \quad i_c - I_{CQ} = - \left( \frac{R_C + R_L}{R_C R_L} \right) (v_{CE} - V_{CEQ}) \quad \text{بوجھ خط رو، بدلتا}$$

جو کہ درکار بدلتا رو، خطِ بوجھ ہے۔ یہ مساوات 3.74 کے طرز کی مساوات ہے لہذا مساوات 3.75 کی طرز پر یہاں بھی مساوات 3.87 اور

$$(3.90) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{ب}} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

کو آپس میں حل کرتے ہوئے نقطہ کار کردگی حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{CC} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

جس سے

$$(3.91) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{ب}} + R} \text{ یکمی}$$

$$(3.92) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{ب}} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R}{R_{\text{ب}}}}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ زیادہ سے زیادہ مکانہ جیٹھ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی ہے۔ جیسے شکل 3.48 میں دکھایا گیا ہے یوں  $i_c$  کا زیادہ سے زیادہ ناتراشنا جیٹھ مندرجہ بالا مساوات میں دئے گئے  $I_{CQ}$  کے برابر ہو گا۔ چونکہ  $i_c$  متوازی جڑے  $R_C$  اور  $R_L$  سے گزرتا ہے لہذا تقسیم برتنی رو سے  $R_L$  میں برتنی رو  $i_{RL}$  کی قیمت 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۔

مثلاً 3.33: شکل 3.51 میں  $R_E = 400\Omega$  اور  $R_C = R_L = 2k\Omega$ ،  $V_{CC} = 12V$  اور  $i_C$  حاصل کرنے کے لئے درکار نظر کارکردگی حاصل کریں۔

حل: چونکہ  $R_C = \frac{12}{2400 + 1000} = 3.529mA$  جبکہ  $R_L$  کیمیقی  $= 2.4k\Omega$  ہے لہذا مساوات 3.91 کے تحت نقطہ کارکردگی

$$I_{CQ} = \frac{12}{2400 + 1000} = 3.529 mA$$

$$V_{CEQ} = 3.529 \times 10^{-3} \times 1000 = 3.529 V$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $i_c$  کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھے 3.529 mA اور  $R_L$  سے گزرتے برقی رو  $i_{RL}$  کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھے 1.765 mA ہو گا۔

### 3.11 ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے وسیع اشارات

تلمیں و کاغذ استعمال کرتے ہوئے ٹرانزسٹر اوداڑ 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 افراستنہ، غیر افراستنہ اور منتفع تینوں خطوں میں نہایت عمدگی سے بیان کرتا ہے اور اسے استعمال کرتے ہوئے حقیقت کے بہت قریب نتائج حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ریاضی نمونہ کم تعداد کے اشارات کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ کمپیوٹر کا پروگرام سانپتھ<sup>34</sup> 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  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کے مختلف مساوات لکھتے وقت مساوات میں (F) بطور زیر نوشت استعمال کیا جائے گا جو عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کو ظاہر کرے گا۔

عمومی طرز پر مائل کردہ  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کے لکھتے وقت 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 ایکثر برقی رو  $i_{EF}$  اور بیس برقی رو  $i_{BF}$  حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.95) \quad i_{EF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.96) \quad i_{BF} = i_{EF} - i_{CF} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

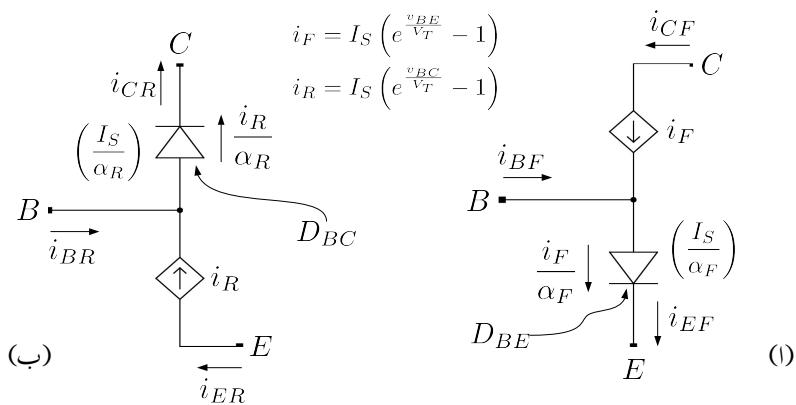
اس آخری مساوات کو حاصل کرتے وقت مساوات 3.94 اور مساوات 3.95 استعمال کئے گئے۔ اس آخری مساوات کو مزید حل کر کے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.97) \quad i_{BF} = I_S \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

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۔



شکل 3.52: npn ٹرانزسٹر کے ایبر-مال ریاضی نمونہ کا حصول

ان مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $i_{CF} = \beta_F i_{BF}$  اور  $i_{ER} = \alpha_R i_R$  ہیں جو کہ ٹرانزسٹر کے جانے پچانے مساوات ہیں۔ یوں شکل 3.52 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 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 قصور کیا جاتا ہے۔

شکل 3.52 الف میں تالیخ مخفی رو<sup>35</sup> کا استعمال کیا گیا ہے جس کی تابو 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 ڈائوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ جیسا کہ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ ٹرانزسٹر کے میں-ایٹر جوڑ کا ڈائوڈ  $D_{BE}$  ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈائوڈ کے لبریزی برقی رو کو یہاں  $I_{SBE}$  لکھتے ہوئے اس ڈائوڈ میں برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.100) \quad i_D = I_{SBE} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

---

spice<sup>34</sup>  
dependent current source<sup>35</sup>

جہاں  $I_{SBE}$  میں-ایمپٹر جوڑ کے ڈائیوڈ کا لبریزی برقی رو ہے جس کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.101) \quad I_{SBE} = \frac{I_S}{\alpha_F}$$

شکل میں  $I_{SBE}$  کی اس قیمت کو یاد دہانی کی خاطر ڈائیوڈ کے قریب قوسین میں بند لکھا گیا ہے۔

آئین شکل 3.52 الف کے تین سروں پر برقی رو حاصل کریں۔ ہم دیکھتے ہیں کہ  $i_{CF}$  اور  $i_F$  برابر ہیں یعنی

$$(3.102) \quad i_{CF} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ایمپٹر سرے کی برقی رو  $i_{EF}$  اور ڈائیوڈ  $D_{BE}$  میں گزرتی برقی رو  $i_{D_{BE}}$  بھی آپس میں برابر ہیں یعنی

$$(3.103) \quad i_{EF} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

بیس 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 ہو ٹرانزسٹر کے مساوات 3.94، مساوات 3.95 اور مساوات 3.96 ہی ہیں۔ یوں شکل 3.52 الف میں دکھائے دور کو عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کاریاضی نمونہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

اب تصور کریں کہ ٹرانزسٹر کے ایمپٹر اور گلکٹر سروں کو استعمال کے نقطے سے آپس میں بدل دیا جائے یعنی بیس-ایمپٹر جوڑ کو غیر چالو جکبہ ہیں۔ 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  $i_{ER}$  اور  $\alpha_R$  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 ایمپٹر اور گلکٹر سروں پر برقی رو کی سمتیں الٹی ہوں گی۔

شکل ب میں بیس-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 تابع منبع رو  $i_R$  کا بھی استعمال کیا گیا ہے جس کی قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.107) \quad i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس شکل کے تین سروں پر برقی رو حاصل کرتے ہیں۔

ہم دیکھتے ہیں کہ 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 کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے  $i_{BR}$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.110) \quad i_{BR} = i_{CR} - i_{ER} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس آخری مساوات کو حاصل کرتے وقت مساوات 3.108 اور مساوات 3.109 استعمال کئے گئے۔ اس آخری مساوات کو مزید حل کر کے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

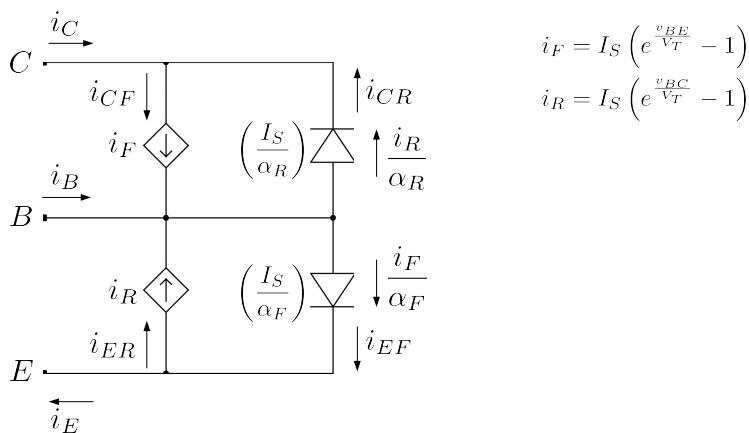
$$(3.111) \quad i_{BR} = I_S \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

جہاں

$$(3.112) \quad \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) = \left( \frac{1 - \alpha_R}{\alpha_R} \right) = \frac{1}{\beta_R}$$

کا استعمال کیا گیا۔

3.52 الف اور شکل ب کے ادوار آپس میں متوازی جوڑ کر شکل 3.53 حاصل کیا جاتا ہے جو  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کا



شکل 3.53: npn کاٹرانز سٹر کا اپر-مال ماذل

ایبر-مال ریاضی نمونہ ہے۔ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کا بیس-ایکٹر جوڑ سیدھا مائل (یعنی  $v_{BE} \geq 0V$ ) ہوتا ہے جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ غیر چالو (یعنی  $v_{BC} \leq 0.5V$ ) ہوتا ہے۔ یوں مثلاً اگر  $v_{BE} = 0.65V$  اور  $v_{BC} = -0.5V$  ہوں تو  $I_S = 10^{-14} A$  لیتے ہوئے ہوئے ہوں تو  $i_F = 1.957 \text{ mA}$  اور  $i_R \approx I_S$  حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح  $i_R$  اور اس پر منحصر جزو نظر انداز کئے جاسکتے ہیں۔ شکل 3.54 الف میں ایسا ہی کرتے ہوئے ریاضی نمونہ کے وہ حصے دکھائے گئے ہیں جو عمومی طرز پر مائل  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کی کارکردگی دیتے ہیں۔ ریاضی نمونہ کے بقایا حصوں پر کاتا 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 کاتا لگایا گیا ہے۔

$i_F$  اور  $i_R$  کے مساوات ایک جیسے اشکال رکھتے ہیں اور یوں معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے دونوں جانب کی کارکردگی یکساں ہو گی۔ حقیقت میں ایسا نہیں۔ فرض کریں کہ  $\alpha_F = 0.99$ ،  $\alpha_R = 0.01$  اور  $A_{IS} = 10^{-14} \text{ A}$  اور اس ٹرانزسٹر کو عمومی طرز پر ہیں۔

$$V_{BE} = 0.65 \text{ V}$$

پر مائل کیا جاتا ہے۔ یوں

$$I_E = 1.9573 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$I_C = 1.9573 \text{ mA}$$

$$I_E = 1.9771 \text{ mA}$$

$$I_B = 19.573 \mu\text{A}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس کے برعکس اگر اسی ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر

$$V_{BC} = 0.65 \text{ V}$$

پر مائل کیا جائے تب

$$I_R = 1.9573 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ (ٹرانزسٹر کے سروں کے نام تبدیل کئے بغیر) اس سے

$$I_E = -1.9573 \text{ mA}$$

$$I_C = -195.73 \text{ mA}$$

$$I_B = 197.76 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ فرق صاف ظاہر ہے۔

غیر افزائندہ خطے میں بیس۔ ایمپٹر جوڑ اور بیس۔ کلکٹر جوڑ دونوں سیدھے مائل ہو سکتے ہیں۔ ایسی صورت میں  $i_F$  اور  $i_R$  کی قیمتیں ناقابلِ نظر انداز ہوں گی اور پورا ریاضی نمونہ استعمال ہو گا۔ شکل 3.53 کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.113) \quad i_E = i_{EF} - i_{ER} = i_{EF} - \alpha_R i_{CR}$$

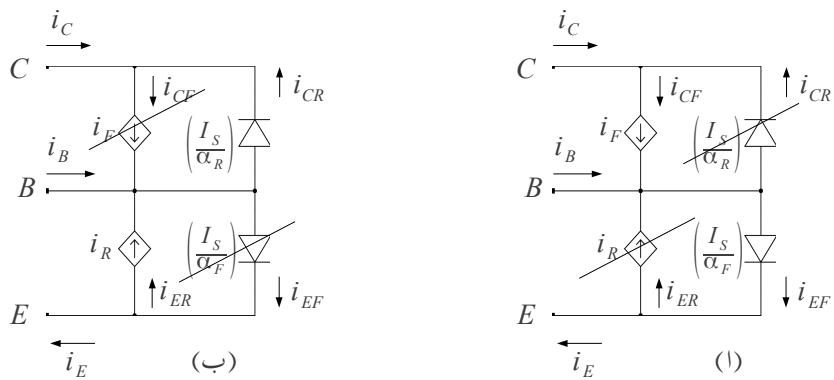
$$(3.114) \quad i_C = i_{CF} - i_{CR} = \alpha_F i_{EF} - i_{CR}$$

$$(3.115) \quad i_B = i_E - i_C$$

مساوات 3.102 اور مساوات 3.108 کے استعمال سے مساوات 3.114 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.116) \quad i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.117) \quad \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$$



شکل 3.54: npn ایجمنال ریاضی محدود کی کارکردگی

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

$$(3.119) \quad \begin{aligned} i_B &\approx \left( \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \left( I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) \\ &= \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \\ &= \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \frac{I_S}{\beta_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \end{aligned}$$

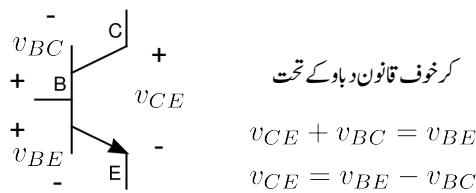
مساوات 3.116 میں  $e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$  کو توسین کے باہر نکالنے سے اسے یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.120) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( e^{\frac{v_{BE}-v_{BC}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)$$

شکل 3.55 میں ٹرانزسٹر پر بر قی دہاو 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



شکل 3.55: ٹرانزسٹر پر برقی دہاو کا آپس میں تعلق

$$(3.122) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)$$

یہی طریقہ مساوات 3.119 پر استعمال کرتے ہیں یعنی

$$(3.123) \quad i_B = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( \frac{e^{\frac{v_{BE}-v_{BC}}{V_T}}}{\beta_R} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$

$$(3.124) \quad = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( \frac{e^{\frac{v_{CE}}{V_T}}}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$

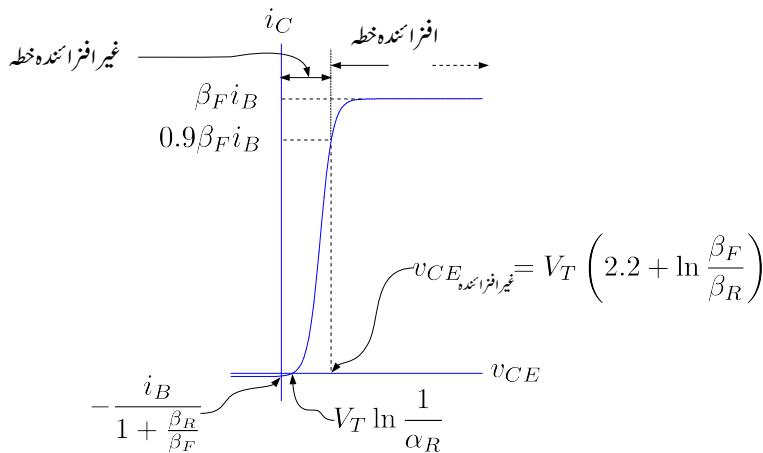
مساوات 3.122 کو مساوات 3.123 پر تقسیم کرنے سے حاصل ہوتا ہے

$$(3.125) \quad \frac{i_C}{i_B} = \frac{I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( \frac{e^{\frac{v_{CE}}{V_T}}}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right)} = \beta_F \frac{\left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{\left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} + \frac{\beta_F}{\beta_R} \right)}$$

اس مساوات سے  $v_{CE}$  کی مساوات حاصل کی جاسکتی ہے یعنی

$$(3.126) \quad v_{CE} = V_T \ln \left( \frac{\frac{1}{\alpha_R} + \frac{(i_C/i_B)}{\beta_R}}{1 - \frac{(i_C/i_B)}{\beta_F}} \right)$$

مندرجہ بالا الجبرا سے ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے انہیں اور ٹرانزسٹر سروں کو آپس میں بدلنا جاسکتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹر یوں بنائے جاتے ہیں کہ عموماً  $\alpha_F \approx 1$  اور  $\alpha_R \approx 0.01$  ہوتے ہیں۔ یوں  $\beta_F$  کی



شکل 3.56: ایبریز-مال ریاضی نمونے سے حاصل کردہ ٹرانزسٹر کا خط

قیمت  $\beta_R$  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 3.56 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل سے واضح ہے کہ  $v_{CE}$  کو زیادہ بڑھانے سے برقرار رکھنے کے لئے  $i_C$  بڑھتے بڑھتے برقرار قیمت ( $\beta_F i_B$ ) حاصل کر لیتی ہے۔ شکل میں افزائشہ اور غیر افزائشہ خطوں کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ شکل میں ان دو خطوں کے سرحد کو طے کرنا دکھایا گیا ہے۔ جہاں  $i_C$  کی قیمت اس کے بلند تر قیمت کے نوے نی صد ہو (یعنی جہاں  $i_C = 0.9\beta_F i_B$  ہو) بھی ان دو خطوں کے مابین حد ہے۔ مساوات 3.126 سے اس حد پر برقرار رکھنے والے  $v_{CE}$  یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

$$(3.127) \quad V_{CE} = V_{CE, \text{غير افزائشہ}} = V_T \ln \left( \frac{\frac{1+\beta_R}{\beta_R} + \frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right)$$

جسے  $V_{CE, \text{غير افزائشہ}}$  لکھتے ہیں۔ عموماً  $\beta_F$  کی قیمت  $\beta_R$  سے کئی گناہ زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو اس طرح بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.128) \quad V_{CE} \approx V_T \ln \left( \frac{\frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right) = V_T \ln \frac{9\beta_F}{\beta_R} = V_T \left[ 2.2 + \ln \left( \frac{\beta_F}{\beta_R} \right) \right]$$

اگر  $\beta_F = 180$  اور  $\beta_R = 0.01$  ہوں تو  $V_{CE} = 0.2995 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

اگر  $\beta_F = 100$  اور  $\beta_R = 0.15$  ہوں تب  $V_{CE} = 0.21756 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اس کتاب میں جہاں خاص طور بتلایا نہ جائے وہاں  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  لیا جائے گا۔

صفحہ 276 پر شکل 3.36 میں دئے خطوط سے یہ غلط تاثر ملتا ہے کہ  $v_{CE} = 0 \text{ V}$  پر  $i_C = 0 \text{ A}$  ہوتا ہے۔ شکل 3.56 سے صاف ظاہر ہے کہ ایسا ہرگز نہیں۔  $v_{CE} = V_T \ln \frac{1}{\alpha_R}$  پر  $i_C = 0 \text{ A}$  کے برابر ہوتا ہے۔ اسی طرح  $i_C$  پر  $v_{CE} = 0 \text{ V}$  کی قیمت بھی بیہاں شکل پر دکھائی گئی ہے۔

کچھ ادوار مثلاً ٹرانزسٹر-ٹرانزسٹر منطق<sup>36</sup> 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۔

### 3.11.2 ٹرانزسٹر کا ایبرز-مال ماؤل $pnp$

شکل 3.57 میں ایبرز-مال ریاضی نمونہ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل الف میں عمومی طرز پر مائل کردہ  $pnp$  ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ان دونوں کو متوالی 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 ایکثر میں  $(E - B)$  جوڑ سیدھا مائل کیا جاتا ہے لہذا ٹرانزسٹر کے مساوات لکھتے وقت  $v_{EB}$  کا استعمال کیا جاتا ہے لہذا

$$i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{EB}}{V_T}} - 1 \right)$$

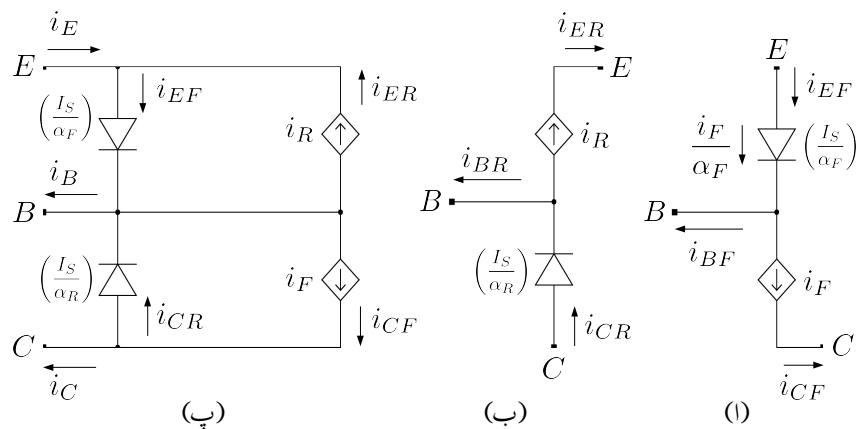
$$i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1 \right)$$

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 3.59 الف میں عمومی طرز پر مائل (یعنی سیدھا مائل)  $npn$  ٹرانزسٹر کا ایک اور ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جہاں  $i_{CF}$ ،  $i_{EF}$  وغیرہ لکھتے ہوئے (F) کو بطور زیر نوشت استعمال کیا گیا ہے جو کہ عمومی طرز پر مائل

TTL<sup>36</sup>



شکل 3.57: pnp ٹرانزسٹر کا ایکر ز-مال ماذل

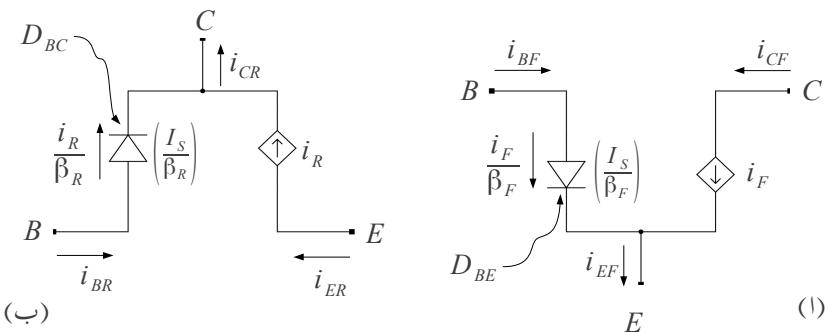
ٹرانزسٹر کو ظاہر کرتا ہے۔ عمومی طرز پر مائل کردہ (یعنی سیدھا مائل کردہ) ٹرانزسٹر کا بیس-ایمپٹر جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا بیس-کلکٹر جوڑ غیر چالو رکھتا ہے۔ اس شکل میں تابع منبع رو  $i_F$  استعمال کیا گیا ہے۔ وہ برتنی رو ہے جو ایمپٹر خطے اور کلکٹر خطے کے مابین بیس خطے کے ذریعہ باروں کی مال برداری سے پیدا ہوتا ہے۔ اسے سیدھے رخ مال برداری سے پیدا برتنی رو کہہ سکتے ہیں۔

اس ریاضی نمونہ میں ایک عدد ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے جو دراصل ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپٹر جوڑ کے ڈائیوڈ  $D_{BE}$  کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈائیوڈ کے لبریزی برتنی رو کو  $I_{SBE}$  لکھتے ہیں۔ موجودہ استعمال میں  $I_{SBE}$  کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.129) \quad I_{SBE} = \frac{I_S}{\beta_F}$$

شکل الف میں ڈائیوڈ  $D_{BE}$  کے قریب قوسین میں بند  $\frac{I_S}{\beta_F}$  کی قیمت  $I_{SBE}$  کو یاد دہانی کے خاطر لکھا گیا ہے۔ اس طرح ڈائیوڈ  $D_{BE}$  کے مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.130) \quad i_{DF} = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$



شکل 3.58: npn ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

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 3.59 ب میں ٹرانزسٹر کے بیس۔ ٹلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل جکہ بیس۔ ایمپر جوڑ کو غیر چالو رکھ کر ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر (یعنی الٹا) مائل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ڈائیوڈ  $D_{BC}$  استعمال کیا گیا ہے جو ٹرانزسٹر کے بیس۔ ٹلکٹر جوڑ کے ڈائیوڈ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس ڈائیوڈ کے لبریزی بر قی رو  $I_{SBC}$  کی قیمت مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.134) \quad I_{SBC} = \frac{I_S}{\beta_R}$$

شکل (ب) میں یادہانی کی خاطر ڈائیوڈ کے قریب اس قیمت کو قوسین میں بند کھا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کے علاوہ ایک عدد قابو منبع بر قی رو  $i_R$  استعمال کیا گیا ہے جو ایمپر اور ٹلکٹر خطوط کے مابین، بیس خطے کے ذریعہ، باروں کے مال برداری سے پیدا بر قی 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 افراستنده، غیر افراستنده اور منقطع تینوں خطوں میں ظاہر کرنے کی خاطر شکل 3.58 اور شکل ب کو متوازی جوڑ کر شکل 3.59 حاصل کیا گیا ہے جو  $npn$  ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ ہے۔ دونوں انشکال کو متوازی جوڑتے وقت  $i_F$  اور  $i_R$  کے مجموعہ کو  $i_T$  کہا گیا ہے یعنی

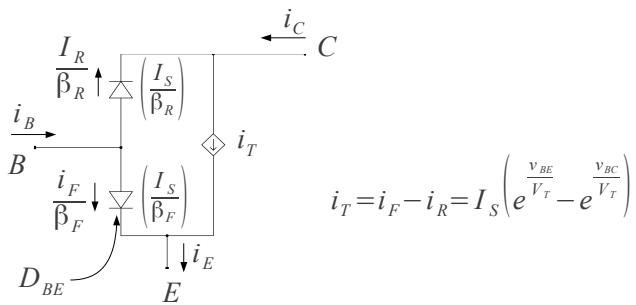
$$(3.139) \quad \begin{aligned} i_T &= i_F - i_R \\ &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\ &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) \end{aligned}$$

یوں  $i_T$  کو کسی بھی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر میں باروں کے مال برداری سے حاصل برقی رو تصور کیا جا سکتا ہے۔ شکل 3.59 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 کرنے جا سکتے ہیں۔ آئیں ان مساوات کو حاصل کریں۔ ایسا کرتے وقت وھیاں رہے کہ  $i_{EF}$  کا رخ ٹرانزسٹر کے سرے پر باہر جانب کو ہے،  $i_{ER}$  کا رخ اندر کی جانب کو ہے،  $i_{CF}$  کا رخ اندر جانب کو جبکہ  $i_{CR}$  کا رخ باہر جانب کو ہے۔ یوں

$$(3.140) \quad i_C = i_{CF} - i_{CR}$$

$$(3.141) \quad i_E = i_{EF} - i_{ER}$$

$$(3.142) \quad i_B = i_{BF} - i_{BR}$$



شکل 3.59: npn ٹرانزسٹر کا مل برداری ماذل

$$\begin{aligned}
 i_C &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( 1 + \frac{1}{\beta_R} \right) \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S - \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &\approx I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)
 \end{aligned} \tag{3.143}$$

اس مساوات کے حصول میں دوسری قدم پر  $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$  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  $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$  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 قسمیں بیس خطے میں کل باروں کی مال برداری سے پیدا برتنی رو  $i_T$  کو ظاہر کرتا ہے جس کی قیمت ٹکل 3.58 الف اور ٹکل ب سے یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(3.146) \quad i_T = i_F - i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right)$$

یوں مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 کو اس طرح لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.147) \quad i_C = i_T - \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.148) \quad i_E = i_T + \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

مثال 3.34: مال برداری ریاضی نمونہ سے  $npn$  ٹرانزسٹر کے  $i_B$ ،  $i_C$  اور  $i_E$  برتنی رو حاصل کریں۔

حل: ٹکل 3.59 کو دیکھتے ہوئے دو ڈائیوڈ کے برتنی رو یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$i_{D_{BE}} = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$i_{D_{BC}} = \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اور یوں کر خوف کے قانون برائے برتنی رو سے  $i_B$  حاصل کیا جاسکتا ہے یعنی

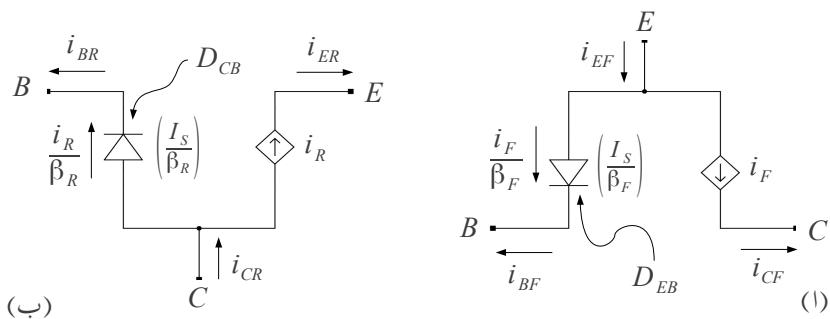
$$(3.149) \quad i_B = i_{D_{BE}} + i_{D_{BC}}$$

$$(3.150) \quad = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

یہ بالکل مساوات 3.145 ہی حاصل ہوا ہے۔ اسی طرح ٹکلٹر اور ایمٹر سروں پر کر خوف کے قانون برائے برتنی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.151) \quad i_C = i_T - i_{D_{BC}} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.152) \quad i_E = i_T + i_{D_{BE}} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$



شکل 3.60: pnp ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

یہ بالکل مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 کے جواب ہی ہیں۔

مشق 3.1: مشق: شکل 3.60 کی مدد سے pnp ٹرانزسٹر کے مساوات لکھیں اور ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ حاصل کریں جسے شکل 3.61 میں دکھایا گیا ہے۔

عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر میں ایکٹر-بیس جوڑ کو سیدھا مائل  $v_{EB} \geq 0V$  جبکہ مکلٹر-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 ائے رُخ بادوں کے مال برداری سے پیدا بر قی رو کے مساوات مندرجہ ذیل ہوں گے۔

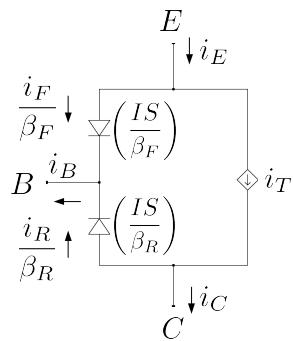
$$(3.153) \quad i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{EB}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.154) \quad i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1 \right)$$

ڈائوڈ کے بہریزی بر قررو  
مندرجہ ذیل ہیں

$$I_{SD_{EB}} = \frac{I_S}{\beta_F}$$

$$I_{SD_{CB}} = \frac{I_S}{\beta_R}$$



شکل 3.61: pnp ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ

نفی کار 3.12

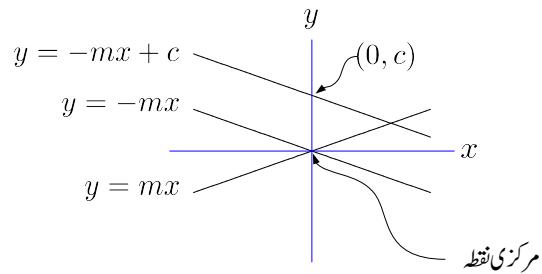
شکل 3.62 میں چند خطوط دکھائے گئے ہیں۔ آپ  $y = mx$  کے خط سے بخوبی واقف ہیں۔ یہ خط کار تیمی محمد کے مبدأ  $(0,0)$  سے گرتا ہے۔ اسی شکل میں  $-mx = y$  کو بھی دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $x$  محور میں کا عکس لینے سے  $y = -mx$  حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $y = mx$  کو  $(0,0)$  سے  $(0,c)$  منتقل کیا جائے تو  $y = -mx + c$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح  $y = -mx + c$  کو  $(0,0)$  سے  $(0,c)$  منتقل کرنے سے  $y = mx + c$  حاصل ہوتا ہے۔

اسی طرح  $y = f(x)$  کا  $y$  محور میں عکس  $x = -f(y)$  ہو گا اور خط کو ثابت  $x$  جانب  $c$  اکائی منتقل کرنے سے  $x = f(y) + c$  حاصل ہوتا ہے۔ ان حقائق کو یوں بیان کیا جا سکتا ہے۔

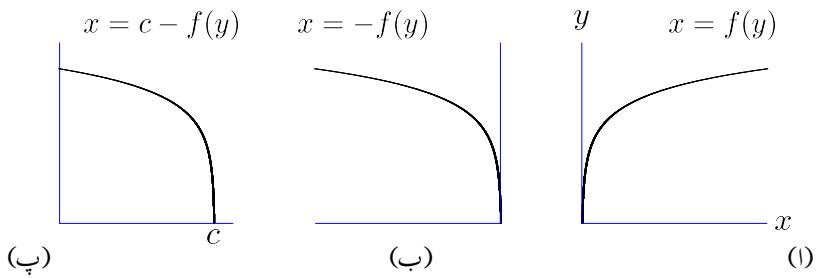
•  $y$  محور میں  $x = f(y)$  کا عکس لینے سے  $x = -f(y)$  حاصل ہوتا ہے۔

•  $x$  کو  $y$  محور پر ثابت  $x = f(y) + c$  اکائی منتقل کرنے سے  $x = f(y)$  حاصل ہوتا ہے۔

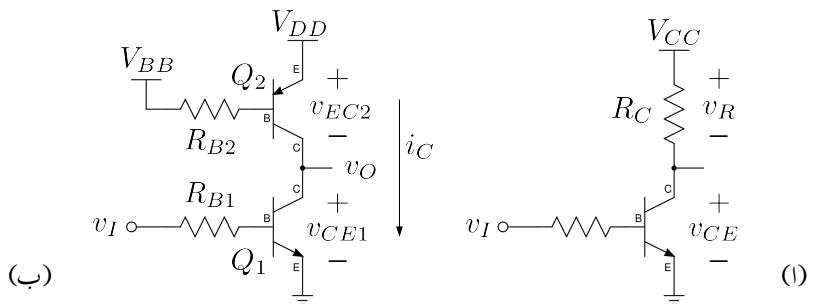
شکل 3.63 الگ میں  $x = f(y)$  میں اسی کا عمودی محور میں عکس  $x = -f(y)$  دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں عکس کو دائیں جانب  $c$  اکائی منتقل کرتے ہوئے  $x = c - f(y)$  حاصل کیا گیا ہے۔



شکل 3.62: افقی محور میں عکس اور عمودی سمت میں منتقلی



شکل 3.63: عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی



شکل 3.64: نفی کار

ان معلومات کو مد نظر رکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ شکل 3.64 میں ٹرانزسٹر کا سادہ دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور پر ہم تفصیلیًا بحث کر چکے ہیں۔ آئیں اس کے خط بو جھ کھپیں۔ اس دور کے لئے لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_{CE} = V_{CC} - v_R$$

یہاں  $i_C R_C = v_R$  کے برابر ہے لہذا اسی مساوات کو پوں لکھا جا سکتا ہے

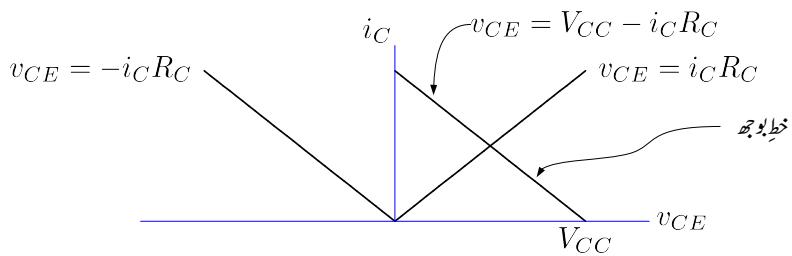
$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$$

3.62 کو افقی محور اور  $i_C$  کو عمودی محور پر رکھتے ہوئے  $v_{CE} = f(i_C)$  کو  $v_{CE}$  کے طرز پر کھینچا جا سکتا ہے۔ عمودی محور میں اس خط کا عکس لینے سے  $v_{CE} = -i_C R_C$  حاصل ہوتا ہے جسے  $V_{CC}$  کا یاں افقی محور پر دائیں منتقل کرتے ہوئے خط بوچھ  $v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$  حاصل ہوتا۔ شکل 3.65 میں تدمبا قدم ایسا کرننا دکھایا گیا ہے۔

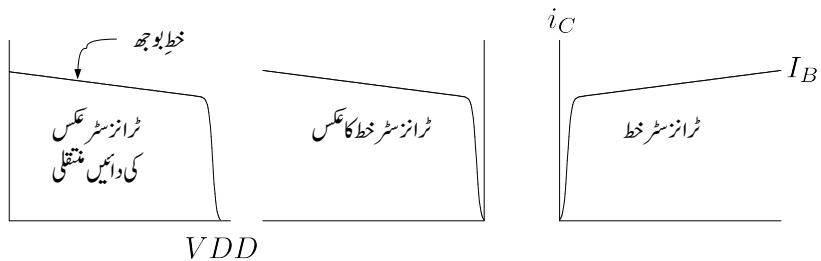
آئیں اب اصل موضوع پر غور کریں۔ شکل 3.64 ب میں نفی کار<sup>37</sup> دکھایا گیا ہے جو عددی ادوار<sup>38</sup> کا اہم ترین دور ہے۔ عددی ادوار میں ثابت منبع کو عموماً  $V_{DD}$  لکھا جاتا ہے۔ اسی لئے شکل میں  $V_{CC}$  میں  $V_{EE}$  یا  $V_{DD}$  کی جگہ  $V_{DD}$  لکھا گیا ہے۔ یہاں Q<sub>2</sub> بطور مرقبی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_{CE1} = V_{DD} - v_{EC2}$$

NOT gate<sup>37</sup>  
digital circuits<sup>38</sup>



شکل 3.65: خط بوجھ کا حصول۔



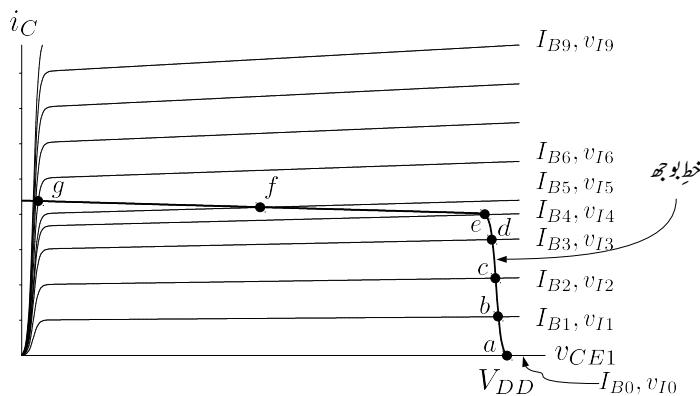
شکل 3.66: ٹرانزسٹر کے خط کی عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی۔

لکھا جا سکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی خط بوجھ کی مساوات ہے۔ عمودی محور میں  $v_{EC2} = f(i_C)$  کے خط کے عکس کو افقی محور پر دائیں جانب  $V_{DD}$  منتقل کرنے سے مندرجہ بالا مساوات کھینچا جا سکتا ہے۔ اس عمل کو شکل 3.66 میں قدم باقاعدہ دکھایا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے لیکٹر اور بیس پر یہ سمت برتنی دباؤ مہیا کئے گئے ہیں لہذا اس کے بیس پر برتنی رو  $I_B$  یہ سمت 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 3.37 میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ موجودہ صورت میں  $Q_2$  کے بیس پر برتنی 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 3.67: ترانزستر خطوط پر خطِ بوجھ کھینچا گیا ہے۔

شکل 3.67 میں  $Q_1$  کے خطوط پر خطِ بوجھ کو کھینچا گیا ہے۔ اگر اس دور کو بطور ایمپلیفیئر استعمال کرنا مقصد ہو تو نقطہ کار کردگی کو  $f$  کے قریب رکھ کر زیادہ سے زیادہ حیطے کا خارجی اشارہ حاصل کرنا ممکن بنایا جا سکتا ہے۔ نقطہ کار کردگی کو  $f$  پر رکھنے کی خاطر  $Q_1$  کے بیس پر  $I_{B5}$  برقی رو در کار ہو گی۔ شکل 3.64 کو دیکھتے ہوئے  $Q_2$  کے بیس پر برقی رو کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے

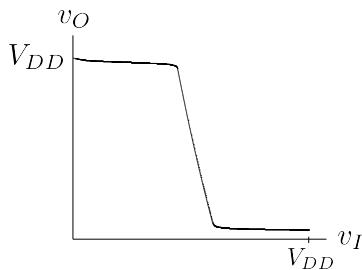
$$i_B = \frac{v_I - v_{BE}}{R_{B1}}$$

جہاں  $v_{BE} = 0.7V$  یا 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 3.67 میں  $Q_1$  کے خطوط پر  $I_{B1}, v_{I2}$  وغیرہ لکھتے ہوئے  $v_{I1}$  وغیرہ بھی لکھے گئے ہیں۔

عددی ادوار میں عموماً  $V_{DD} = 5V$  ہوتا ہے جبکہ  $v_I$  کی دو ہی ممکنہ قیمتیں ہیں۔ یہ یا تو  $0V$  اور یا پھر  $5V$  ہوتا ہے۔ آئیں  $v_I$  کی قیمت  $0V$  تا  $5V$  تبدیل کرتے ہوئے شکل 3.67 کی مدد سے  $v_O$  حاصل کریں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_O$  دراصل  $v_{CE1}$  کے ہی برابر ہے۔

$v_{I0} = 0V$  پر  $Q_1$  کا  $I_{B0} = 0A$  ہو گا اور  $v_O = V_{DD} = 5V$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح مختلف نقاط پر  $v_I$  بال مقابل  $v_O$  حاصل کرتے ہوئے شکل 3.68 میں دکھایا گیا  $v_O$  بال مقابل  $v_I$  کا خط کھینچا جاتا ہے۔

صفحہ 503 پر حصہ 4.12 میں بہتر نفی کار پر غور کیا جائے گا۔



شکل 3.68: نئی کارکارا جی اشارہ بالمقابل داخلی اشارہ خط

### 3.13 باریک اشاراتی تجزیہ

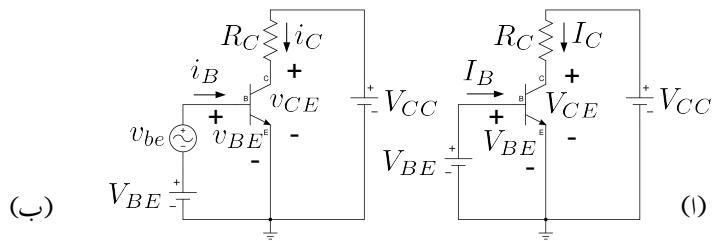
اس حصے میں کم تعداد پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جس کی مدد سے اگلے حصے میں ٹرانزسٹر کا پست تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کیا جائے گا۔ اسی ریاضی نمونے میں ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹروں کی شمولیت سے بلند تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے حصہ 6.11.1 میں حاصل کیا گیا ہے۔

#### 3.13.1 ترسیکی تجزیہ

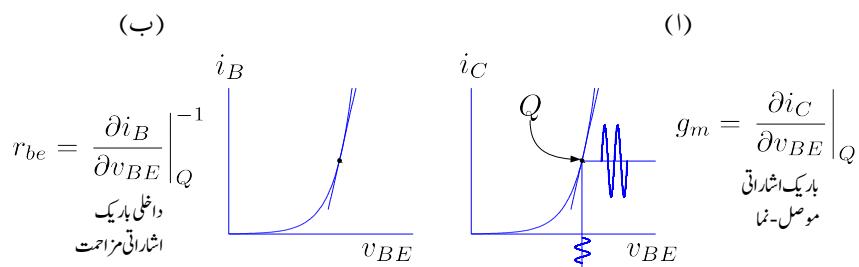
شکل 3.69 میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس کے داخلی جانب مائل کرنے والا برتنی دباؤ ٹرانزسٹر کو  $V_{BE}$  پر مائل کرتا ہے۔ شکل 3.70 الف میں یوں حاصل نقطہ کارکردگی  $Q$  دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.69 ب میں داخلی برتنی دباؤ  $V_{BE}$  کے ساتھ سلسہ وار بدلتا باریک اشارہ  $v_{be}$  جوڑا گیا ہے۔  $v_{be}$  کسی بھی شکل کا ہو سکتا ہے۔ یہاں اسے سائن نما تصویر کیا گیا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر نقطہ مائل کے قریب قریب رہتے ہوئے خط  $i_C - v_{BE}$  پر چال تدی کرتا ہے۔ شکل 3.70 ب میں اس عمل سے پیدا باریک اشاراتی برتنی دباؤ  $v_{be}$  اور باریک اشاراتی برتنی رو  $i_c$  دکھائے گئے ہیں۔ یہاں طلبہ سے گزارش کی جانی ہے کہ وہ صفحہ 133 پر دئے حصہ 2.11 کو ایک مرتبہ دوبارہ دیکھیں۔

شکل 3.70 الف سے صاف واضح ہے کہ

$$(3.155) \quad i_c = g_m v_{be}$$



شکل 3.69: نقطه مائق پر ترانزستور کی کار کردگی



شکل 3.70: بایک اشاراتی افزایش موصل-نمایور بایک اشاراتی دایری مزاحمت

ہے جہاں

$$(3.156) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q$$

ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات حصہ 2.11 میں بطور مساوات 2.20 اور مساوات 2.21 پیش کئے گئے۔ مساوات 3.155 میں  $i_c(t)$  اور  $v_{be}(t)$  کی جگہ  $i_c$  اور  $v_{be}$  لکھا گیا ہے۔ مساوات میں بار بار قوسین میں بند 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 افراٹر موصلیت۔ نما<sup>39</sup> کہتے ہیں جسے عموماً چھوٹا کر کے افراٹر موصلیت۔ نما یا صرف موصلیت۔ نما<sup>40</sup> لپکرا جاتا ہے۔

برقی رو تقسم برقی دباؤ کو موصلیت کہتے ہیں۔  $g_m$  ٹرانزسٹر کے خارجی جانب کے برقی رو اور اس کے داخلی جانب کے برقی دباؤ سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں یہ حقیقی موصلیت نہیں ہے بلکہ اس کی مساوات موصلیت کی مساوات سے مشابہت رکھتا ہے۔ یوں اسے  $g_m$  لکھا اور موصلیت۔ نما<sup>41</sup> لپکرا جاتا ہے۔  $g_m$  کی اکائی موصلیت کی اکائی  $\frac{A}{V}$  یا سینٹر<sup>42</sup> ہی ہے۔

### 3.13.2 باریک اشاراتی داخلی مزاحمت $r_e$ اور $r_{be}$

ٹرانزسٹر کے داخلی جانب برقی دباؤ  $v_{BE}$  مہیا کرنے سے اس کے بیس سرے پر برقی رو  $i_B$  اور ایکٹر سرے پر برقی رو  $i_E$  پیدا ہوتا ہے۔ شکل 3.70 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 gain<sup>39</sup>

transconductance gain<sup>40</sup>

transconductance<sup>41</sup>

Siemens<sup>42</sup>

ہو گا۔ اس کو یوں لکھا جا سکتا 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  $r_\pi$  لکھا جاتا ہے۔

ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کرتے وقت  $i_B$  کے بجائے اگر  $i_E$  لیا جائے تو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت  $r_e$  حاصل ہو گا یعنی

$$(3.159) \quad r_e = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_Q$$

اگر نقطہ کارکردگی پر  $i_E v_{BE}$  خط کی ڈھلوان  $m_1$  ہو تو

$$(3.160) \quad r_e = \frac{1}{m_1}$$

ہو گا۔ اس کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(3.161) \quad r_e = \left. \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

### 3.13.3 تحلیلی تجربہ

اس حصے میں الٹے برقے دباؤ  $V_A$  کو نظر انداز کیا جائے گا تیجتاً  $v_{CE}$  کا  $i_C$  پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس اثر کو بعد میں شامل کیا جائے گا۔ شکل 3.69 الف کے لئے مساوات 3.55 اور کرنوف کا قانون استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.162) \quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.163) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

جبکہ شکل ب میں

$$(3.164) \quad v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

اور

(3.165)  $i_C = I_C + i_c$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned}
 (3.166) \quad i_C &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
 &= I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} \\
 &= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T} e^{\frac{v_{be}}{V_T}}}
 \end{aligned}$$

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 مکاران کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

(3.168)  $i_C = I_C \left[ 1 + \frac{1}{1!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right) + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$

اگر مساوات 3.168 کے تیرے جزو کی قیمت اس کے دوسرے جزو کی قیمت سے بہت کم ہو یعنی

$$\begin{aligned}
 (3.169) \quad \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 &\ll \frac{1}{1!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right) \\
 v_{be} &\ll 2 \times V_T
 \end{aligned}$$

تب اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

(3.170)  $i_C \approx I_C \left( 1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right)$

مساوات 3.169 باریک اشارہ کی تخلیلی تعریف ہے۔ چونکہ

$$2 \times V_T = 2 \times 0.025 = 0.05 \text{ V}$$

کے برابر ہے لہذا  $v_{be}$  کو اس صورت باریک اشارہ تصور کیا جائے گا جب اس کی قیمت  $0.05 \text{ V}$  (یعنی پچاس ملی ولٹ) سے بہت کم ہو۔ حقیقت میں اگر  $v_{be}$  کی قیمت  $10 \text{ mV}$  سے کم ہو تو اسے باریک اشارہ تصور کیا جاتا ہے۔ مساوات 3.170 کو ٹرانزیستر کا باریک اشاراتی مساواط کہتے ہیں۔

مثلاً  $v_{be} = 3.35$  مساوات 3.168 اور مساوات 3.170 میں  $I_C = 1 \text{ mA}$  لیتے ہوئے کے باریک اشارہ کے لئے  $i_C$  کی قیمت حاصل کریں اور دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔  $10 \text{ mV}$

حل: مساوات 3.168 سے

$$i_C = 10^{-3} \left[ 1 + \frac{1}{1!} \left( \frac{0.01}{0.025} \right) + \frac{1}{2!} \left( \frac{0.01}{0.025} \right)^2 + \dots \right] \approx 1.48 \text{ mA}$$

جبکہ مساوات 3.170 سے

$$i_C = 10^{-3} \left( 1 + \frac{0.01}{0.025} \right) = 1.4 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں باریک اشاراتی مساوات کے استعمال سے جواب میں

$$\frac{1.48 - 1.4}{1.48} \times 100 = 5.4\%$$

کافی فرق آتا ہے جو کہ قابل قبول ہے۔ یاد رہے کہ  $10 \text{ mV}$  سے کم اشارات کے لئے یہ فرق مزید کم ہو گا۔

مساوات 3.170 کو یوں لکھا جاسکتا 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 سمت برتنی رو  $I_C$  ہے جسے ٹکل 3.69 ب میں حاصل کیا گیا جبکہ اس کا دوسرا جزو  $\left( \frac{I_C}{V_T} v_{be} \right)$  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 جاسکتا ہے

$$(3.173) \quad i_c = g_m v_{be}$$

جہاں

$$(3.174) \quad g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

لیا گیا ہے۔ مساوات 3.173 سے ہم دیکھتے ہیں کہ بدلہ کلکٹر برقی رو  $i_c$  کی قیمت داخلی اشارہ  $v_{be}$  کے  $g_m$  گناہ ہے۔ جیسے کہ پہلے ذکر ہوا  $g_m$  کو ٹرانزسٹر کی افزائش موصلیت۔ نما یا صرف موصلیت۔ نما<sup>43</sup> کہا جاتا ہے اور اس کی پیمائش سینٹ سیمینز<sup>44</sup> S میں کی جاتی ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات درحقیقت مساوات 3.155 اور مساوات 3.156 ہی ہیں۔ مساوات 3.174 سے ہم دیکھتے ہیں کہ افزائش موصلیت۔ نما کی قیمت ٹرانزسٹر کے یک سمت برقی رو  $I_C$  کے برابر است متناسب ہے۔ یوں  $I_C$  کی قیمت دگنی کرنے سے  $g_m$  کی قیمت بھی دگنی ہو جائے گی۔

مثلاً 3.36: افزائش موصلیت۔ نما کی قیمت  $1 \text{ mA}$ ,  $0.1 \text{ mA}$  اور  $10 \text{ mA}$  کے یک سمت برقی رو پر حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.174 کی مدد سے  $I_C = 0.1 \text{ mA}$  پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4 \text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح  $I_C = 1 \text{ mA}$  پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS}$$

اور  $I_C = 10 \text{ mA}$  پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{10 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.4 \text{ S}$$

transconductance<sup>43</sup>  
siemens<sup>44</sup>

حاصل ہوتا ہے۔

---

مساوات 3.173 کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.175) \quad g_m = \frac{i_c}{v_{be}}$$

جہاں  $i_c$  اور  $v_{be}$  باریک اشارات ہیں۔ مساوات 3.164 میں باریک اشارہ  $v_{be}$  کو  $\Delta v_{be}$  لکھتے ہوئے یوں لکھا جاسکتا 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 جاسکتا ہے۔

$$(3.181) \quad g_m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}}$$

جیسا کہ شکل 3.70 میں دکھایا گیا ہے، مندرجہ بالا مساوات کے مطابق  $g_m = i_C / v_{BE}$  ٹرانزسٹر کے خط کے مماس کی ڈھلوان ہے۔ اس مساوات کو مزید بہتر یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.182) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q$$

مساوات 3.182 افراش موصیت-نما  $g_m$  کی ترسیلی تعریف ہے۔

جیسا کہ شکل 3.70 سے واضح ہے کہ  $v_{BE} - i_C$  خط کی ڈھلوان ہر نقطے پر مختلف ہے۔ یوں  $g_m$  کی مقدار اسی نقطے پر حاصل کرنا ضروری ہے جس پر ٹرانزسٹر مائل کیا گیا ہو۔ مساوات 3.182 میں دائیں ہاتھ تفرق لیتے وقت نقطہ کارکردگی  $Q$  کو بھی مد نظر رکھا گیا ہے۔

مساوات 3.182 استعمال کرتے ہوئے مساوات 3.174 کو نہیت آسانی سے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

پہلے لکھر بر قی 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 3.70 ب میں ٹرانزسٹر کا  $i_B - v_{BE}$  خط گراف کیا گیا ہے۔ نقطہ مائل پر خط کے ڈھلوان سے ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت  $r_{be}$  حاصل کیا جاسکتا ہے یعنی

$$(3.185) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

چونکہ  $i_C = \beta i_B$  ہوتا ہے لہذا

$$(3.186) \quad i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

لکھا جائے گا۔ ان دو مساوات کی مدد سے  $r_{be}$  کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ مساوات 3.186 کا تفرق لیتے ہیں

$$\frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} = \frac{I_S}{\beta V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

اور اس تفرق کی نقطہ کارکردگی پر قیمت حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $v_{be} = V_{BE}$  استعمال کرنا ہو گا۔ یوں

$$\left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{BE}=V_{BE}} = \frac{I_S}{\beta V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 3.162 کا سہارا لیتے ہوئے اسے یوں لکھا 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  $\beta$  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 جا سکتا 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 جا سکتا ہے۔

$$(3.194) \quad r_{be} = (\beta + 1) r_e$$

$r_e$  اور  $r_{be}$  دراصل ایک ہی مزاحمت کے دو شکلیں ہیں۔ آئیں اس حقیقت پر غور کریں۔ آپ نے حصہ میں دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے ایمپر پر جڑے مزاحمت  $R_E$  کا عکس بیس جانب  $R_E (\beta + 1)$  نظر آتا ہے۔ اسی طرح اس کے بیس جانب مزاحمت  $R_B$  کا عکس ایمپر جانب  $\frac{R_B}{(\beta+1)}$  نظر آتا ہے۔ ان نتائج کو یہاں استعمال کرتے ہیں۔

$r_{be}$  وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے بیس جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے جبکہ  $r_e$  وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے ایمپر جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے۔ اگر  $r_{be}$  کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت تصور کیا جائے تو ٹرانزسٹر کے بیس جانب  $r_{be}$  نظر آئے گا جبکہ اس کے ایمپر جانب سے دیکھتے ہوئے ہمیں  $\frac{r_{be}}{(\beta+1)}$  نظر آئے گا۔

$$(b) \quad r = (\beta + 1) r_e \quad \xrightarrow{\hspace{1cm}} \quad \begin{array}{c} \text{B} \\ \text{C} \\ \text{E} \end{array} \\ r_e \quad \uparrow \quad r = r_e \\ (i) \quad r = r_{be} \quad \xrightarrow{\hspace{1cm}} \quad \begin{array}{c} \text{B} \\ \text{C} \\ \text{E} \end{array} \\ r_{be} \quad \uparrow \quad r = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$$

شکل 3.71: باریک اشاراتی داخلی مزاحمت اور ان کے عکس

گا۔ مساوات 3.193 یہی کچھ کہتا ہے۔ اسی طرح اگر  $r_e$  کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت تصور کیا جائے تو ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب سے  $r_e$  نظر آئے گا جبکہ اس کے بیس جانب سے دیکھتے ہوئے ہمیں  $(\beta + 1) r_e$  نظر آئے گا۔ مساوات 3.194 یہی کہتا ہے۔ شکل 3.71 ان حقائق کے تصوراتی اشکال پیش کرتا ہے۔

مثال 3.37: مساوات 3.55 کو استعمال کرتے ہوئے

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{EB}} \right|_Q \\ = \frac{I_S e^{\frac{V_{EB}}{V_T}}}{V_T}$$

یعنی

$$(3.195) \quad g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح  $i_B = \frac{i_C}{\beta}$  لکھتے ہوئے

$$(3.196) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial v_{EB}}{\partial i_B} \right|_Q = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{EB}} \right|_Q^{-1} = \frac{\beta V_T}{I_C} = \frac{\beta}{g_m}$$

اور  $i_E = \frac{i_C}{\alpha}$  لکھتے ہوئے

$$(3.197) \quad r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C} = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ خارجی مزاحمت  $r_o$  ایزمال بر قہ دباؤ سے یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.198) \quad r_o = \left. \frac{\Delta v_{EC}}{\Delta i_C} \right|_Q = \frac{V_A + V_{EC}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$


---

### 3.14 پست تعدادی ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے باریک اشارات

گزشتہ حصے میں ہم نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی پر اس کی افزائش موصل-نما  $g_m$  اور داخلی مزاحمت  $r_{be}$  حاصل کی جاسکتی ہے۔ ان دونوں مساواتوں کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$(3.199) \quad g_m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}} = \frac{i_c}{v_{be}}$$

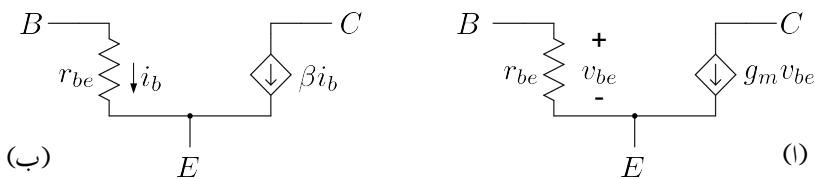
$$(3.200) \quad r_{be} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} = \frac{v_{be}}{i_b}$$

جنہیں یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.201) \quad i_c = g_m v_{be}$$

$$(3.202) \quad i_b = \frac{v_{be}}{r_{be}}$$

ان مساوات کے مطابق مائل کردہ ٹرانزسٹر پر داخلی جانب باریک اشارہ  $v_{be}$  لاگو کرنے سے اس کے داخلی جانب میں سرے پر بر قہ رو  $i_b$  پیدا ہوتا ہے جبکہ اس کے خارجی جانب بر قہ رو  $i_c$  پیدا ہوتا ہے۔ یہ دو مساوات ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی کارکردگی بیان کرتے ہیں۔ اگرچہ مساوات 3.201 کے مطابق  $i_c$  صرف  $v_{be}$  پر منحصر ہے، حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور  $i_c$  کی قیمت خارجی بر قہ دباؤ  $v_{CE}$  پر بھی منحصر ہوتا ہے۔ فی الحال  $i_c$  پر  $v_{CE}$



شكل 3.72: پست تعددی پاریک اشاراتی پائے ریاضی نمونہ

کے اثر کے بحث کو ملتوی کرتے ہیں اور مندرجہ بالا دو مساوات کو ٹرانزسٹر کی مکمل باریک اشاراتی کارکردگی بیان کرنے والے مساوات مان لئے ہیں۔

شکل 3.72 3.72 الف پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس دور سے

$$i_c = g_m v_{be}$$

مساوات حاصل ہوتے ہیں جو کہ مساوات 3.201 اور مساوات 3.202 ہی ہیں۔ یوں یہ دور ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی کارکردگی ہی بیان کرتا ہے، لہذا یہ دور ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ ہی ہے۔ اس کا عمومی نام ٹرانزسٹر کا پستہ تعدادی باریک اشاراتی پائے (π) ریاضی نمونہ<sup>45</sup> ہے جسے چھوٹا کر کے صرف π ریاضی نمونہ یا پائے ریاضی نمونہ لکارا جاتا ہے۔

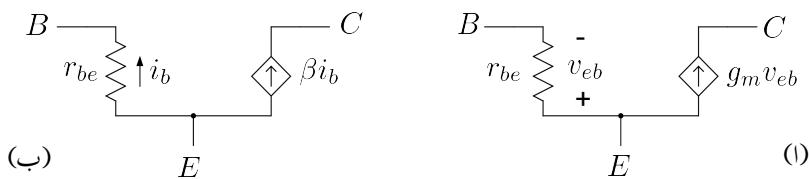
شکل 3.72 ب میں  $\pi$  ریاضی نمونہ کا قدر مختلف دور دکھایا گیا ہے۔ مساوات 188.3 اور مساوات 3.202 کے استعمال سے

$$\beta i_b = \beta \frac{v_{be}}{r_{he}} = g_m v_{be}$$

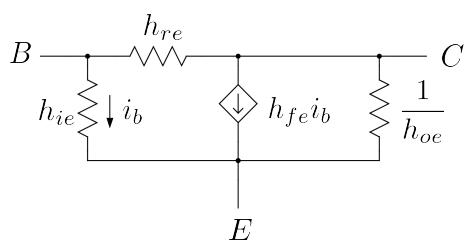
لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ دونوں اشکال سے حاصل جوابات یکساں ہیں۔ ٹکل 3.72 الف اور ٹکل ب اس کتاب میں بار بار استعمال کئے جائیں گے۔

شکل 3.73 میں  $pnp$  ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونے دکھائے گئے ہیں جہاں برتنی روکی سمتیں شکل 3.72 کے الٹ ہیں۔ اسی طرح یہاں  $v_{be}$  کی جگہ  $v_{eb}$  استعمال کیا گیا ہے۔ اگر  $pnp$  کے ان ریاضی نمونوں میں

low frequency small signal  $\pi$  model<sup>45</sup>



شکل 3.73: کا باریک اشارتی  $\pi$  ریاضی نمونہ



شکل 3.74: پائے ریاضی نمونے کی ایک اور مقبول شکل

$v_{be}$  کی جگہ  $v_{be}$  لکھا جائے تو تابع منج روکی سمت الٹ ہو جائے گی اور یوں شکل 3.72 ہی حاصل ہو گا۔ اس طرح ہم دیکھتے ہیں کہ  $pnp$  کے لئے بھی شکل 3.72 کے ریاضی نمونے استعمال کئے جاسکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔ شکل 3.74 میں پائے ریاضی نمونے کی ایک اور نہیت مقبول شکل دکھائی گئی ہیں جہاں تمام اجزاء کے نام  $h$  سے شروع ہوتے ہیں۔ ان اجزاء کو  $h$  اجزاء ہی پکارا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دراصل

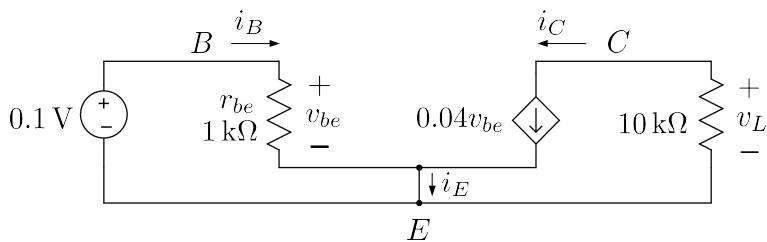
$$h_{ie} = r_{be}$$

$$h_{fe} = \beta$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o}$$

$$h_{re} = \infty$$

ہیں۔ صنعت کار عموماً ٹرانزسٹر کے  $h$  اجزاء فراہم کرتے ہیں۔  $h$  ریاضی نمونے پر مزید کوئی بات نہیں کی جائے گی۔



شکل 3.75

مثال 3.38: شکل 3.72 میں  $B$  اور  $E$  کے درمیان  $0.1\text{V}$  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 کے گئے مزاحمت پر برقی دباؤ کیا ہو گا۔ شکل 3.72 کی جگہ شکل 3.73 استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔

حل: شکل 3.75 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

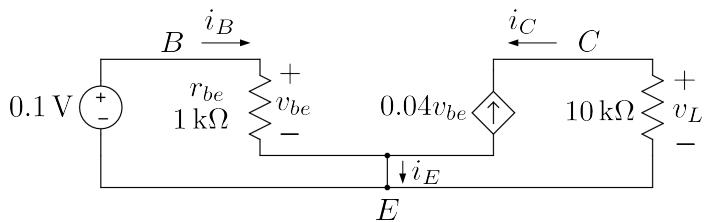
$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40\text{ V}$$

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 3.76 کو استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ اس شکل میں شکل 3.73 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ یہاں



شکل 3.76

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$v_{eb} = -0.1 \text{ V}$$

ہیں۔ چونکہ یہاں  $i_C = -g_m v_{eb}$  کے سمتیں آپس میں الٹ بین لہذا  $i_C = -0.04 \times (-0.1) = 4 \text{ mA}$

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

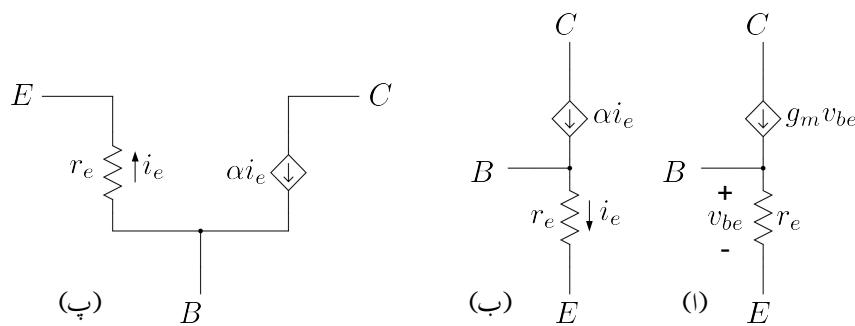
$$i_E = i_B + i_C = 4.1 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

دونوں اشکال کے جوابات بالکل یکساں ہیں۔ یہی وجہ ہے کہ  $pnp$  کے لئے بھی شکل 3.72 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔

### 3.14.1 $\dot{\cup} T$ 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 جاسکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے



شکل 3.77: ریاضی نمونہ

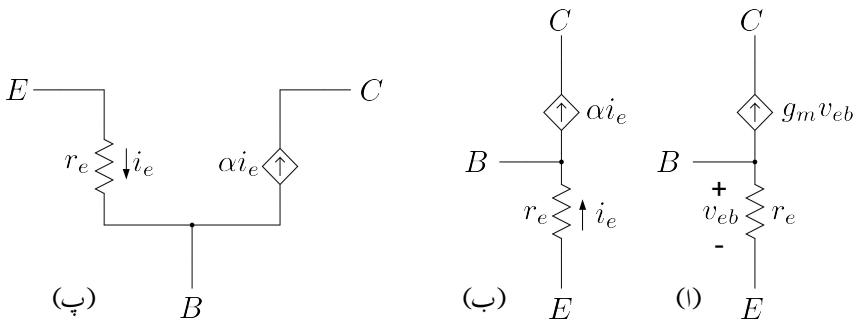
کے علاوہ بھی ادوار بنائے جاسکتے ہیں جن سے انہیں مساوات کا حصول ممکن ہے۔ ایسے تمام ادوار کو بھی ٹرانزسٹر کے ریاضی نمونے تصور کیا جا سکتا ہے۔ ان میں T ریاضی نمونہ<sup>46</sup> خاص مقبول ہے۔ ایمٹر مشترک<sup>47</sup> اور کلکٹر مشترک ادوار حل کرتے ہوئے عموماً پائے ریاضی نمونے ہی استعمال کیا جاتا ہے جبکہ بیئر مشترک ادوار کو T ریاضی نمونے کی مدد سے زیادہ آسانی سے حل کرنا ممکن ہوتا ہے۔  $r_0$  کو نظر انداز کرتے ہوئے کہ T ریاضی نمونے کے مختلف اشکال کو شکل 3.77 میں دکھایا گیا ہے۔ انہیں ریاضی نمونے میں C اور E کے مابین  $r_0$  نسب کرتے ہوئے  $r_0$  کے اثر کو بھی شامل کیا جا سکتا ہے۔

شکل 3.77 اف میں چونکہ C سرے کے ساتھ تابع منع روسلسلہ وار جڑا ہے لہذا  $i_c = g_m v_{be}$  ہو گا۔ اُہم کے قانون کے مطابق اگر  $r_e$  پر برقی دباؤ پایا جائے تو  $i_e = \frac{v_{be}}{r_e}$  ہو گا۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت  $i_b = i_e - i_c$  ہو گا۔ آئیں اس کی قیمت حاصل کریں۔ چونکہ

$$\begin{aligned} r_{be} &= \frac{\beta V_T}{I_C} \\ r_e &= \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha V_T}{I_C} \\ g_m &= \frac{I_C}{V_T} \end{aligned}$$

<sup>46</sup> ریاضی نمونے کی شکل انگریزی کے حروف تہجی T کی مانند ہے۔ اس کو ریاضی نمونہ کہتے ہیں۔

<sup>47</sup> مشترک ایمٹر، مشترک کلکٹر اور مشترک میں کی پیچان حصہ 3.19 میں کی گئی ہے۔



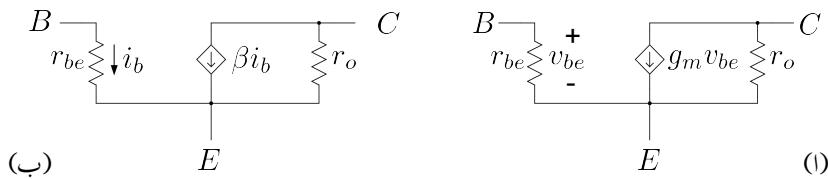
شکل 3.78: pnp T ریاضی نمونہ

ہیں لہذا

$$\begin{aligned}
 i_b &= i_e - i_c \\
 &= \frac{v_{be}}{r_e} - g_m v_{be} \\
 &= v_{be} \left( \frac{I_C}{\alpha V_T} - \frac{I_C}{V_T} \right) \\
 &= \frac{I_C}{V_T} v_{be} \left( \frac{1 - \alpha}{\alpha} \right) \\
 &= \frac{I_C}{V_T} v_{be} \frac{1}{\beta} \\
 &= \frac{v_{be}}{r_{be}}
 \end{aligned}$$

پس  $T$  ریاضی نمونے سے بھی ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی مساوات حاصل ہوتے ہیں اور یوں اسے بطور ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ استعمال کیا جا سکتا ہے۔ شکل ب میں  $\pi$ -ریاضی نمونے کی دوسری مکانہ صورت دکھائی گئی ہے جہاں  $i_c = \alpha i_e$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ شکل پ میں  $\pi$ -ریاضی نمونے کو پائے  $\pi$  طرز پر بنایا گیا ہے۔

شکل 3.78 میں  $T$  ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ یہاں بھی اگر  $v_{be}$  کی جگہ  $v_{eb}$  لکھا جائے تو شکل میں تابع منع روکی سمت الٹ ہو جائے گی اور یوں اس سے شکل 3.77 ہی حاصل ہو گا۔ اس کا مطلب ہے کہ شکل 3.77 کے لئے بھی شکل 3.78 کے ریاضی نمونے استعمال کئے جاسکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔

شکل 3.79: پائے ریاضی نمونہ بعده خارجی مزاحمت  $r_0$ 3.14.2 پائے ریاضی نمونہ بعده خارجی مزاحمت  $r_0$ 

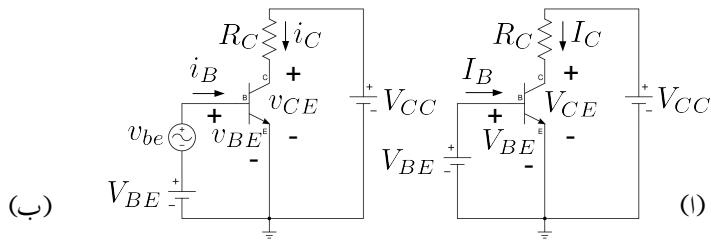
مساوات 3.62 ٹرانزسٹر کا پاریک اشاراتی خارجی مزاحمت  $r_0$  دیتا ہے۔  $i_C$  پر  $v_{ce}$  کے اثرات کو ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ میں  $r_0$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ شکل 3.79 میں پائے ریاضی نمونہ بعده خارجی مزاحمت  $r_0$  دکھائے گئے ہیں۔

## 3.15 یک سمت اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

شکل 3.80 میں ٹرانزسٹر کا یک سمت دور دکھایا گیا ہے جہاں  $V_{BE}$  ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردو گی تعین کرتا ہے۔ شکل ب میں  $V_{BE}$  کے ساتھ سلسہ وار باریک اشارہ  $v_{be}$  جوڑا گیا ہے جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر نقطہ مائل کے قریب-قریب  $i_C - v_{BE}$  خط پر چال تدمی کرتا ہے۔ شکل الف میں تمام متغیرات یک سمت میں 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 دباو استعمال کرتے ہوئے شکل الف کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

(3.203) 
$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{VT}}$$

(3.204) 
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$



شکل 3.80: یک سمت اور بدل لئے متغیرات کی علیحدگی

جبکہ شکل ب کے لئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned}
 i_C &= I_C + i_c \\
 &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
 &= I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} \\
 &= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \\
 &= I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}}
 \end{aligned}$$

چہاں آخری قدم پر مساوات 3.203 کا سہارا لیا گیا۔ سلسلہ مکاران کی مدد سے اس کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$i_C = I_C \left[ 1 + \frac{1}{1!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right) + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

پارک 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۔

$$I_C + i_c = I_C + g_m v_{be}$$

اور یوں

(3.205)  $i_c = g_m v_{be}$

اسی طرح شکل 3.80 ب کے خارجی جانب

$$\begin{aligned} v_{CE} &= V_{CC} - i_C R_C \\ V_{CE} + v_{ce} &= V_{CC} - (I_C + i_c) R_C \\ V_{CE} + v_{ce} &= V_{CC} - I_C R_C - i_c R_C \\ \underbrace{V_{CE} - V_{CC} + I_C R_C}_{=0} + v_{ce} &= -i_c R_C \end{aligned}$$

جبکہ 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 انفرائیش بر قی دباؤ  $A_v$  حاصل کی جاسکتی ہے۔

(3.207)  $A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_C$

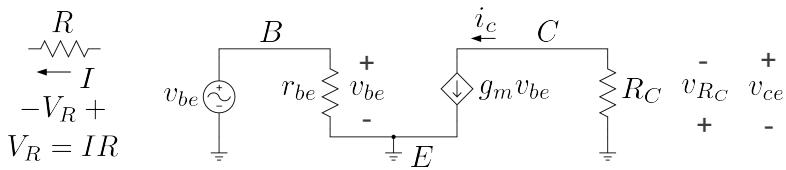
مساوات 3.203 اور مساوات 3.204 سے شکل 3.80 میں یک سمت متغیرات  $I_C$  اور  $V_{CE}$  حاصل ہوتے ہیں جبکہ مساوات 3.205 اور مساوات 3.206 سے اسی شکل کے بدلتے متغیرات  $i_c$  اور  $v_{ce}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یک سمت متغیرات شکل الف سے حاصل کئے گئے جہاں بدلتے متغیرات موجود نہیں۔

شکل 3.72 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 3.81 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 اوہم کے قانون کی مدد سے حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں باہمی جانب اوہم کے قانون کا صحیح استعمال دکھایا گیا ہے جہاں مزاحمت  $R$  میں اگر بر قی رو  $I$  دائیں سرے سے داخل ہو تو اوہم کا قانون استعمال کرتے وقت بر قی دباؤ  $V_R$  کا ثابت طرف مزاحمت کا وہ سراہیا جاتا ہے جہاں سے مزاحمت میں بر قی رو داخل ہو۔ یوں اوہم کے قانون سے



شکل 3.81: باریک اشاراتی مساوی دور

$$(3.209) \quad \begin{aligned} v_{R_C} &= i_c R_C \\ &= g_m R_C v_{be} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر یہیں  $v_{ce}$  حاصل کرنا ہو تو ہم شکل سے دیکھتے ہیں کہ یہ  $v_{R_C}$  کے الٹ ہے (یعنی  $v_{ce} = -v_{R_C}$ )۔ یوں

$$(3.210) \quad v_{ce} = -g_m R_C v_{be}$$

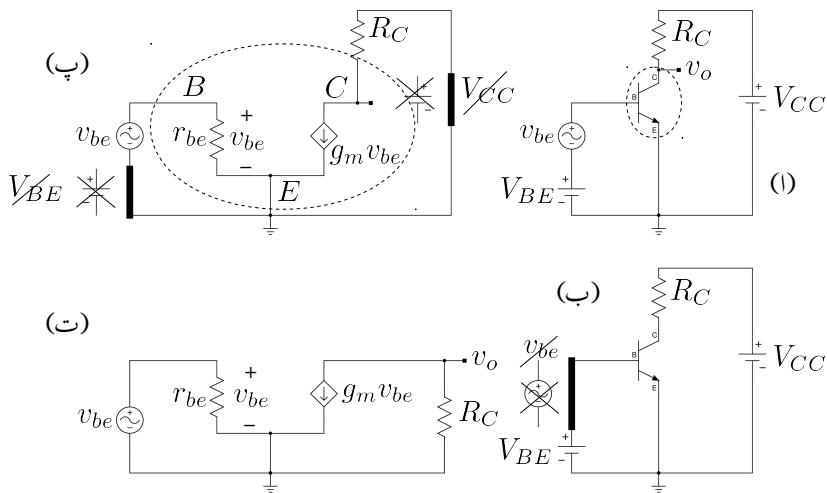
حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات ہی ہے جسے اصل ٹرانزسٹر کا دور حل کرتے حاصل کیا گیا تھا۔

مندرجہ بالا مساوات سے باریک اشاراتی افراکش 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 3.80 ب میں دئے گئے دور کے بدلتے متغیرات شکل 3.82 کو حل کرنے سے بھی حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ یہ ایک انتہائی اہم نتیجہ ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے ادوار کو قلم و کاغذ پر حل کرتے استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل 3.82 میں دکھایا دور شکل 3.80 ب کا مساوی پاریک اشاراتی دور ہے۔

آئیں شکل 3.82 کی مدد سے دیکھیں کہ کسی بھی ٹرانزسٹر دور کے مساوی یک سمت اور مساوی باریک اشاراتی ادوار کیسے حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہم نے اوپر دیکھا کہ بدلتے متغیرات کے مساوات میں تمام یک سمت متغیرات کث جاتے ہیں۔ یوں کسی بھی دور کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کرتے وقت دور میں تمام یک سمت منبع کی قیمتیں صفر کر دیں جاتی ہیں اور ٹرانزسٹر کی جگہ ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کر دیا جاتا ہے۔ یک سمت 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 سمت منبع بر قی رو استعمال نہیں کیا گیا لیکن اگر ایسا کیا جائے تو یک سمت منبع بر قی رو کی قیمت صفر کرنے کی خاطر اس کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔



شکل 3.82: (أ) اصل دور، (ب) مساوی یک سمت دور، (ت) مساوی باریک اشاراتی دور

آئین اب شکل 3.82 اف میں دئے دور کے مساوی ادوار حاصل کریں۔ شروع مساوی یک سمت دور کے حصول سے کرتے ہیں۔

جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے کہ تمام بدلتے اشارات کی قیمت صفر کرنے سے دور کا مساوی یک سمت 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 برتن تاروں کے ساتھ  $v_{be}$  جڑا تھا ان تاروں کو آپس میں جوڑ دیا گیا ہے جبکہ یہاں سے کوئی تکال دیا گیا ہے۔ جوڑ کو وضاحت کی خاطر موٹی تار سے دکھایا گیا ہے)

شکل (پ) میں مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کی جگہ اس کا باریک اشاراتی  $\pi$  ریاضی نمونہ نسب کیا گا ہے جبکہ تمام یک سمت منبع کو قصر دور کر دیا گیا ہے۔ چونکہ اصل دور یعنی شکل اف میں  $V_{BE}$  اور  $V_{CC}$  یک سمت 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 یک سمت دور حل کیا جائے۔ یوں حاصل یک سمت متغیرات سے نقطہ کار کر دگی پر ٹرانزسٹر

کے  $r_{be}$  اور  $g_m$  حاصل کئے جائیں اور پھر دور میں یک سمت 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 طریقہ کی مشتق کرائی جائے گی۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ ان مشقوں سے فائدہ اٹھاتے ہوئے اس طریقہ 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 ایک پلیفارٹ کو پائے ( $\pi$ ) ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے ایک منظم طریقہ سے حل کیا جاتا ہے۔ اس طریقہ کار کے اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

1. اصل ٹرانزسٹر دور کا مساوی یک سمت دور حاصل کر کے اسے حل کرتے ہوئے  $I_C$  اور  $V_{CE}$  حاصل کریں۔ یہ نقطہ کار کر دگی پر ٹرانزسٹر کے متغیرات ہیں۔

2. آگے بڑھنے سے پہلے تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر افزاں نہ خطے میں ہے (یعنی  $V_{CE} > V_{CE, \text{non-sat}}$ )۔

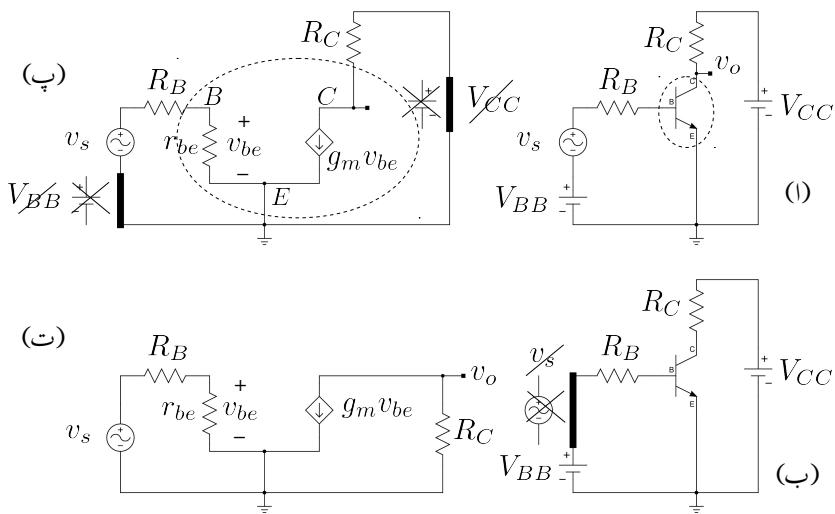
3. حاصل کردہ  $I_C$  استعمال کرتے ہوئے نقطہ کار کر دگی پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں یعنی۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{1}{g_m}$$

4. اصل ٹرانزسٹر دور میں تمام شیع برقی دباؤ کو قصر دور اور شیع 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 3.83: (ا) اصل دور، (ب) مساوی پاریک سمت، (ت) مساوی پاریک اشاراتی

5. حاصل مساوی پاریک اشاراتی دور کو حل کرتے ہوئے ایمپلینیٹر کے خاصیت حاصل کریں۔ (مثلاً افراکش برقراری دباو  $A_v$ ، داخلی مزاحمت  $R_i$ ، خارجی مزاحمت  $R_o$  وغیرہ)

6. آخر میں اس بات کی بھی تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردنگی یوں منتخب ہو کہ خارجی اشارہ ( $v_o$  لکھا جائے گا) کے حیطے کے مثبت اور منفی چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افراکنڈہ ہی رہے۔ (یعنی کہ خارجی اشارہ  $v_o$  کے چوٹیاں تراشی نہیں جاتیں)

اس عمل کے پہلے تین اقدام آپ دیکھ چکے ہیں۔ آئیں اب مساوی پاریک اشاراتی دور کو حل کرنا۔ یکھیں۔ ایسا شکل 3.83 کی مدد سے کرتے ہیں جس میں مزاحمت  $R_B$  بھی نسب کیا گیا ہے۔ یہاں ٹرانزسٹر کی افراکش برقراری روکو  $\beta_0$  تصور کریں۔

شکل ب میں اس دور کا مساوی پاریک سمت 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 ٹرانزسٹر کے ایٹر جانب منتقل کرتے ہوئے  $\frac{R_B}{\beta_0}$  لکھ کر بھی حاصل کیا جاسکتا تھا یعنی

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left( \frac{R_B}{\beta_0} \right)}$$

خارجی جانب سے

$$(3.213) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

حاصل ہوتا ہے۔ باریک اشاراتی متغیرات حاصل کرنے سے پہلے یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر افزائندہ خطے میں ہے۔ اگر حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$ <sub>افزائندہ</sub> سے کم ہوتی ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو گا اور اشارہ کو بڑھانے سے قادر ہو گا۔ اس صورت میں باریک اشاراتی تجربی کرنے کی ضرورت نہیں۔

حاصل  $I_C$  سے ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ کے جزو  $g_m$  اور  $r_{be}$  حاصل کرنے کے بعد شکل ت سے 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  $v_o$  لکھا جاسکتا ہے یعنی

$$v_o = -i_c R_C = - (g_m v_{be}) R_C = -g_m R_C \left( \frac{v_s r_{be}}{R_B + r_{be}} \right)$$

جس سے 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 افراںندہ خطے میں ہی رہتا ہے یا نہیں۔ میرے خیال میں یہ بات مثال کی مدد سے زیادہ آسانی سے سمجھ آئے گی۔

---

### مثال 3.39 میں شکل 3.83 میں

$$\begin{aligned}\beta_0 &= 100 \\ V_{CC} &= 15 \text{ V} \\ V_{BB} &= 2.5 \text{ V} \\ R_C &= 7.5 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 180 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

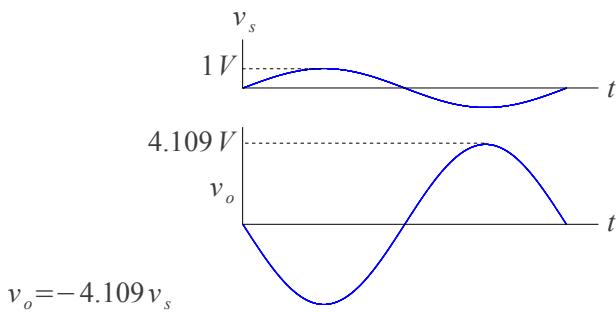
لیتے ہوئے باریک اشاراتی افراش برتنی دباؤ  $A_v$  حاصل کریں۔ زیادہ سے زیادہ نا تراشیدہ خارجی اشارے حاصل ہوتے وقت داخلی اشارے کا جیٹہ دریافت کریں۔

حل: پہلے یک سمت 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  $V_{CE, \text{افراںندہ}} = 0.2 \text{ V}$  (یعنی  $0.2 \text{ V}$ ) سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراںندہ ہے اور یہ داخلی اشارے کو بڑھا سکتا ہے۔ آئین ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں۔

$$\begin{aligned}g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS} \\ r_{be} &= \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{40 \times 10^{-3}} = 2.5 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{40 \times 10^{-3}} = 25 \Omega\end{aligned}$$



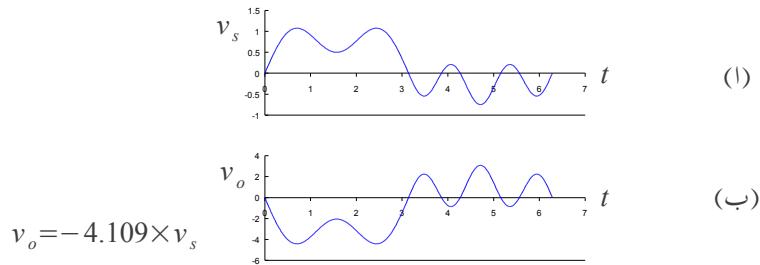
شکل 3.84: سائن-نمایشات

اور انہیں استعمال کرتے ہوئے باریک اشارات کی انفرائش بر قی دباؤ  $A_v$  حاصل کریں۔

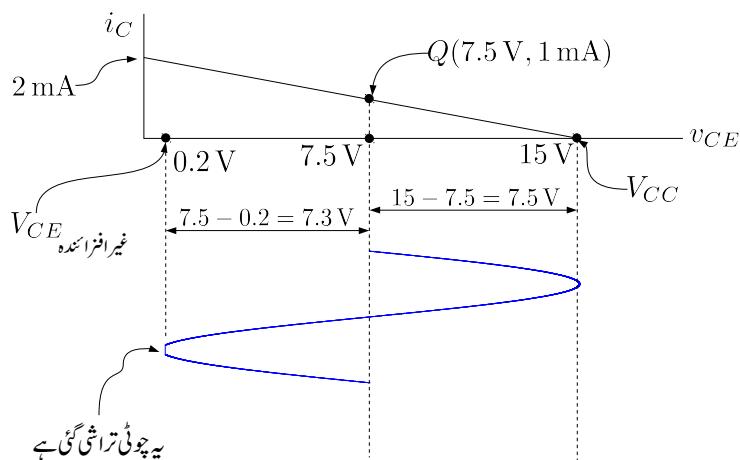
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} = -\frac{0.04 \times 2500 \times 7.5 \times 10^3}{180 \times 10^3 + 2500} = -4.109 \frac{V}{V}$$

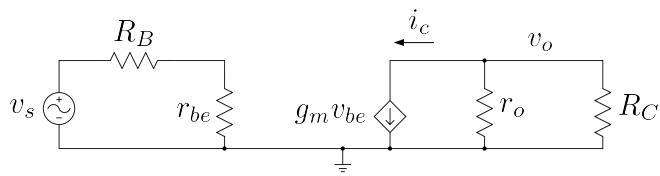
اس مساوات کے مطابق یہ ٹرانزسٹر ایمپلیفیگر داخلي اشاره  $v_s$  کے جیتے کو 4.109 گناہ بڑھائے گا۔  $A_v$  کی قیمت منفی ہونے کا مطلب یہ ہے کہ جس لمحہ داخلي اشارہ ثابت ہو گا اس لمحہ خارجي اشارہ منفی ہو گا۔ شکل میں داخلي اشارہ کو سائن نما تصور کرتے ہوئے اس حقیقت کی وضاحت کی گئی ہے۔ سائن نما اشارہ کی صورت میں یہ کہا جاسکتا ہے کہ داخلي اور خارجي اشارات آپس میں 180 پر ہیں۔ داخلي اشارہ کی شکل کچھ بھی ہو سکتی ہے۔ شکل 3.85 میں غیر سائن-نمای اشارہ دکھایا گیا ہے جہاں دونوں گرافوں میں بر قی دباؤ کے محمد 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 جانے کے لئے کہ اس ایمپلیفیگر سے کتنے جیتے کا زیادہ سے زیادہ خارجي اشارہ  $v_o$  حاصل کیا جاسکتا ہے ہم خط بوجہ کی مدد حاصل کرتے ہیں جسے شکل 3.86 میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کار کردگی کے ایک جانب خارجي اشارہ 7.5V کا جیٹے رکھ سکتا ہے جبکہ دوسری جانب 7.3V کا۔ یوں جیسے ہی خارجي اشارے کا جیٹے 7.3V سے بڑھ جائے اس کا ایک طرف کئٹے شروع ہو جائے گا۔ 7.3V کے جیٹے کا خارجي اشارہ اس وقت حاصل ہو گا جب داخلي اشارے کا جیٹے 1.777V ہو گا یعنی

$$|v_s| = \left| \frac{v_o}{A_v} \right| = \left| \frac{7.3}{4.109} \right| = 1.777 V$$



شکل 3.85: غیر سائن-نمایش





شکل 3.87: ٹرانزسٹر کا خارجی مزاحمت شامل کرتے مساوی دور

مثال 3.40: مثال 3.39 میں ٹرانزسٹر کا الٹہ برقی دباؤ  $V_A = 200 \text{ V}$  ہے۔ شکل 3.79 اف کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے  $A_v$  دوبارہ حاصل کریں۔

حل:  $r_o$  کی شمولیت سے یک سمت متغیرات متاثر نہیں ہوتے لہذا مثال 3.39 میں حاصل کی گئی قیمتیں بہانے 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 3.87 حاصل ہوتا ہے۔ اس دور کو حل کرتے ہیں۔ خارجی جانب متوازی جذے  $R_C$  اور  $r_o$  کی کل مزاحمت  $\frac{r_o R_C}{r_o + R_C}$  ہے جسے عموماً لکھا جاتا ہے۔ یوں اس شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_o = -i_c \left( \frac{r_o R_C}{r_o + R_C} \right) = -i_c \left( \frac{200000 \times 7500}{200000 + 7500} \right) = -7229 i_c$$

$$i_c = g_m v_{be} = 40 \times 10^{-3} v_{be}$$

$$v_{be} = \left( \frac{r_{be}}{R_B + r_{be}} \right) v_s = \left( \frac{2500}{180000 + 2500} \right) v_s = 0.0137 v_s$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس طرح

$$v_o = -7229 \times 40 \times 10^{-3} \times 0.0137 v_s = -3.96 v_s$$

حاصل ہوتا ہے یعنی

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -3.96 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 3.39 میں  $A_v = -4.109 \frac{V}{V}$  حاصل ہوا تھا۔ یوں  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے جواب میں صرف

$$\left| \frac{3.96 - 4.109}{3.96} \right| \times 100 = 3.76 \%$$

تبدیلی آئی۔

---

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرنے سے قابل نظر انداز غلطی پیدا ہوتی ہے۔ یہ اہم نتیجہ ہے جس کی بنا پر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر حل کرتے ہوئے عموماً  $r_o$  کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں جہاں  $r_o$  کا کردار اہم نہ ہو، اسے نظر انداز کیا جائے گا۔ یاد رہے کہ حقیقت میں  $r_o$  پایا جاتا ہے لہذا  $\infty \rightarrow R_C$  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 3.88 الف کے ایمپلیفائر میں  $R_E$  کا اضافہ کیا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کی افزائش  $A_v$  اور داخلی مزاجمت  $r_i$  حاصل کریں۔

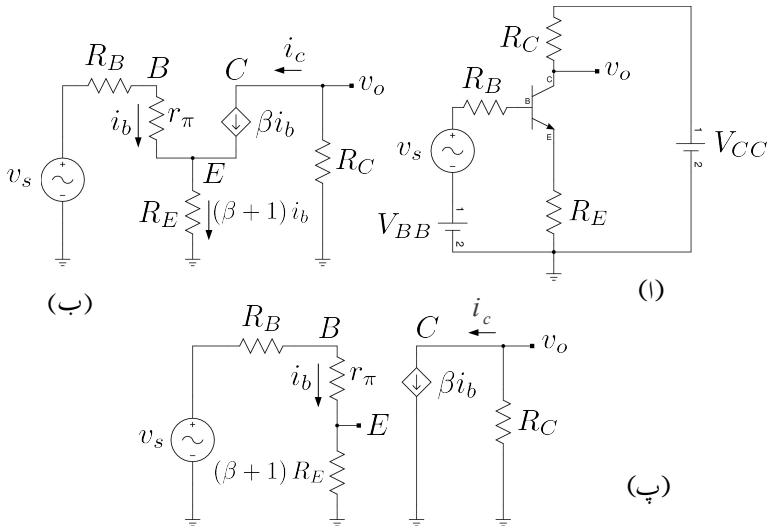
حل: ایمپلیفائر میں بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے پہلے یک سمت متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

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 3.88: ایک پیغامبر بھے

حاصل  $I_C$  سے ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونے 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 تینیں استعمال نہیں کی گئیں کیونکہ ان کو پھر بھی حاصل کیا گیا ہے۔ تمام جزو حاصل کرنے کی عادت اچھی ثابت ہوتی ہے۔

شکل b میں پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل اف 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 کرنوف 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  $i_c = \beta i_b$  یہ لذا

$$v_o = -\beta R_C i_b = -\frac{\beta R_C v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

اور

$$(3.215) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس مساوات کو

$$\begin{aligned} (3.216) \quad A_v &= -\frac{\beta}{\beta + 1} \frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \\ &= -\frac{\alpha R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \\ &\approx -\frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \end{aligned}$$

بھی لکھا جا سکتا ہے جہاں  $\frac{r_\pi}{\beta+1} = r_e$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

آئیں شکل 3.88 پ کو حل کریں جہاں مزاحمت کی قیمت بڑھا کر  $R_E (\beta + 1)$  کرتے ہوئے داخلی اور خارجی دائرے کو جدا کر دیا گیا ہے۔

جوڑ  $E$  پر شکل 3.88 ب میں بر قی دباؤ پایا جاتا ہے۔ شکل 3.88 پ میں بیہاں  $i_b \times (\beta + 1) R_E$  پایا جاتا ہے۔ یہ دونوں مقدار برابر ہیں۔

$$v_E = (\beta + 1) i_b \times R_E = i_b \times (\beta + 1) R_E$$

شکل 3.88 پ کے داخلی دائرے پر کر خوف کا قانون 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 بیہاں 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 ٹرانزسٹر کے ایمیٹر مشترک<sup>48</sup> یا کلکٹر مشترک ایمپلینیٹر میں مزاحمت  $R_E$  استعمال کیا جائے، اس کا مساوی باریک اشاراتی دور بنتے وقت داخلی اور خارجی دائرے کو جدا کرتے ہوئے داخلی دائرے میں  $(\beta + 1) R_E$  مزاحمت نسب کرتے ہوئے حل کریں۔ تمام حاصل جوابات درست ہوں گے۔ جیسا آپ باب 6 میں دیکھیں گے کہ بلند تعدد پر چلتے ایمپلینیٹر کے لئے ایسا کر کے جواب حاصل کرنا ممکن نہ ہو گا۔

<sup>48</sup> مشترک ایمیٹر، مشترک کلکٹر اور مشترک میں کی پیچان حصہ 3.19 میں کی گئی ہے

افراش بر قی دباؤ کے مساوات کو یوں بھی لکھا جاسکتا 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 قدم پر  $r_e \frac{r_{be}}{\beta+1}$  کو لکھا گیا۔ اس مساوات کا انتہائی آسان مطلب ہے جس کی مدد سے اسے با آسانی یاد رکھا جاسکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے گلکٹر پر کل مزاحمت  $R_C$  ہے جبکہ اس کے اینپٹ پر مزاحمت  $R_E$  کے ساتھ سلسلہ وار  $R_B$  اور  $r_{be}$  کے عکس  $\frac{R_B}{\beta+1}$  اور  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  منسلک ہیں۔  $r_e$  کو لکھا جاسکتا ہے۔ یوں اینپٹ پر کل مزاحمت  $\sum R_E$  کی قیمت

$$\sum R_E = \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E$$

ہے۔ اس مساوات میں  $R_B$  داخلی اشارہ  $v_s$  کے ساتھ سلسلہ وار جزوی مزاحمت ہے۔ گلکٹر پر کل مزاحمت کو  $\sum R_C$  لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.217) \quad A_v = -\alpha \left( \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -\alpha \left( \frac{\text{گلکٹر پر کل مزاحمت}}{\text{اینپٹ پر کل مزاحمت}} \right)$$

مساوات 3.217 نہیت اہمیت کا حامل ہے جو آپ کو زبانی یاد ہونا چاہیے۔ اس مساوات کو استعمال کرتے ہوئے عموماً  $\alpha$  کی قیمت (1) تصور کی جاتی ہے۔ اگر 3.88 الف کا بدلتا رو مساوی دور بنایا جائے تو ٹرانزسٹر کے بین جانب  $V_{BB}$  قصر دور ہو جائے گا اور داخلی اشارہ  $v_s$  کے ساتھ صرف ایک عدد مزاحمت  $R_B$  پایا جائے گا۔ مساوات 3.217 کے صحیح استعمال کے لئے یہ ضروری ہے کہ ایک پلیفائر کے بین جانب حصے کا مساوی دور اسی طرز پر ہو۔

یہ دیکھنے کی خاطر کہ مندرجہ بالا مساوات واقعی عمومی مساوات ہے ہم مساوات 3.214 کو بھی اسی صورت میں

بدلتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 A_v &= -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} \\
 &= -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \\
 &= -\frac{\beta R_C}{(\beta + 1) \left( \frac{R_B}{\beta+1} + \frac{r_{be}}{\beta+1} \right)} \\
 &= -\frac{\alpha R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e} \\
 &= -\alpha \left( \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right)
 \end{aligned}$$


---

مثلاً 3.42: مکمل 3.88 الاف 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 سمت 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 افراہندہ  $0.2 \text{ V}$  یعنی  $0.2 \text{ V}$  سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراہندہ ہے اور اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ خط بوچ کھینچ کر آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خارجی اشارے کی زیادہ سے زیادہ ناتراشیدہ چوٹی نقطہ کار کردگی کے ایک جانب  $0.2 = 2.8 - 3$  اور دوسری جانب  $12 - 3 = 9 \text{ V}$  ہوں گیں۔ یوں سائن۔ نما اشارہ کی زیادہ سے زیادہ خارجی ناتراشیدہ چوٹی  $2.8 \text{ V}$  ممکن ہو گی۔

حاصل  $I_C$  سے ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نموہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4 \text{ mS}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{99}{0.004} = 24.75 \text{ k}\Omega$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m} = \frac{0.99}{0.004} = 247.5 \Omega$$

باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} r_i &= \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E \\ &= 150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000 \\ &= 1.67475 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

ایمپلیفیگر کی افزائش برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

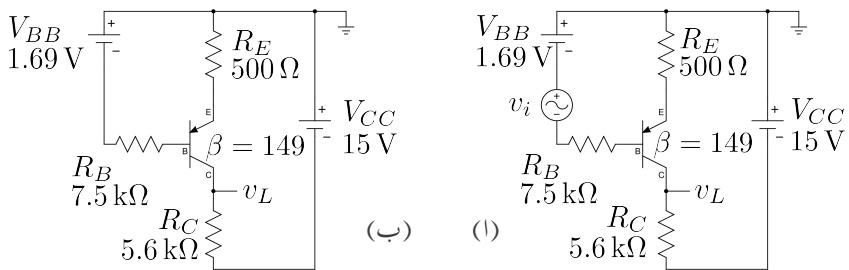
$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ &= -\frac{99 \times 75000}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\ &= -4.4335 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

مساوات 3.217 کی مدد سے یہی جواب سیدھو سیدھ حاصل کیا جا سکتا ہے جہاں

$$\sum R_C = R_C = 75 \text{ k}\Omega$$

اور

$$\begin{aligned} \sum R_E &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \\ &= \frac{150000}{99 + 1} + 247.5 + 15000 \\ &= 16747.5 \Omega \end{aligned}$$



شکل 3.89: جن-منقی-جن ایپلینفائز

لئے جائیں گے اور یوں

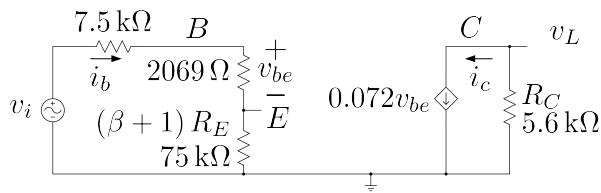
$$A_v = -\alpha \left( \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -0.99 \times \left( \frac{75000}{16747.5} \right) = -4.4335 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.43: شکل 3.89 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  کیا ہو گا؟

حل: بدلتے متغیرات کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل 3.89 ب سے یک سمت 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 3.90: جمع-متفاوتی میکروپلینائر مساوی بارکیک اشاراتی دور

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$I_C \approx I_E = \frac{1.69 - 0.7}{500 + \frac{7500}{149+1}} = 1.8 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\ &\approx V_{EC} + I_C (R_E + R_C) \end{aligned}$$

۔

$$V_{EC} = 15 - 1.8 \times 10^{-3} \times (500 + 5600) = 4.02 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ  $V_{EC}$  سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراہندہ خطے میں ہے۔

ان قیتوں 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 3.90 کا بارکیک اشاراتی مساوی دور حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوی دور میں مثال 3.41 کے شکل 3.88 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 جاسکتا 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 جاسکتا 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 تھیک تھیک قیمت حاصل کرتے دوبارہ جوابات حاصل کرتے ہیں۔

$$I_C = \alpha I_E = \left( \frac{\beta}{\beta + 1} \right) I_E = 1.788 \text{ mA}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.788 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.07152 \text{ S}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = 2083.33 \Omega$$

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۔

$$\text{اگر } v_i = 0.001 \sin \omega t \text{ ہو تو}$$

$$v_L = -9.864 \times 0.001 \sin \omega t = -0.009864 \sin \omega t$$

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 ایکلینیفارٹر حل کرتے وقت ہم ٹرانزسٹر کے بیس جانب تمام مزاحمت کو ایکلینیفارٹر کا حصہ تصور کرتے ہوئے مساوات 3.217 استعمال کرتے آ رہے ہیں۔ آئیں اسی مسئلے کو قدر مختلف نظر سے دیکھیں۔ ایسا کرنے سے مساوات 3.217 میں  $\sum R_E$  کا مطلب کچھ تبدیل ہو جائے گا۔

شکل 3.88 کو مثال بناتے ہوئے یہاں دوبارہ شکل 3.91 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 بین 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 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

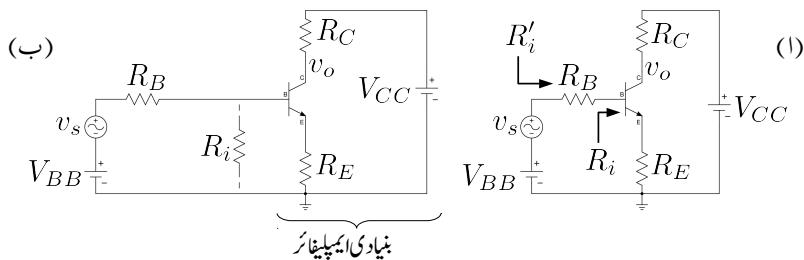
$$\begin{aligned} \frac{R_i}{\beta + 1} &= r_e + R_E \\ \frac{R'_i}{\beta + 1} &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \end{aligned}$$

ہیں۔ مساوات 3.217 میں  $\sum R_E$  سے مراد داخلی مزاحمت  $R'_i$  کا عکس ہے۔ آئیں اب اسی ایکٹلیفائر کو دوسری نظر سے دیکھیں۔

شکل 3.91 ب میں بنیادی ایکٹلیفائر کی نشانہ ہی کی گئی ہے۔  $R_B$  اس بنیادی ایکٹلیفائر کا حصہ نہیں ہے۔ ٹرانزسٹر کے بین سے دیکھتے ہوئے ایکٹلیفائر مزاحمت  $R_i$  نظر آتا ہے۔ اس حقیقت کی وضاحت شکل ب میں ٹرانزسٹر کے بین جانب  $R_i$  دکھائکر کی گئی ہے۔

شکل 3.92 میں ایکٹلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے اس کے دو ٹکڑے بھی کر دئے گئے ہیں۔ یوں شکل 3.92 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 3.91

جہاں مساوات 3.218 سے  $R_i$  کی قیمت پر کی گئی۔ شکل 3.92 ب کو دیکھتے ہوئے ہم

$$(3.220) \quad \begin{aligned} \sum R_C &= R_C \\ \sum R_E &= r_e + R_E \\ A'_v &= \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{R_C}{r_e + R_E} \end{aligned}$$

لکھ سکتے ہیں جس سے

$$(3.221) \quad v_o = -\left(\frac{R_C}{r_e + R_E}\right) v_b$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں  $v_b$  کی قیمت مساوات 3.219 سے پُر کرتے ہوئے

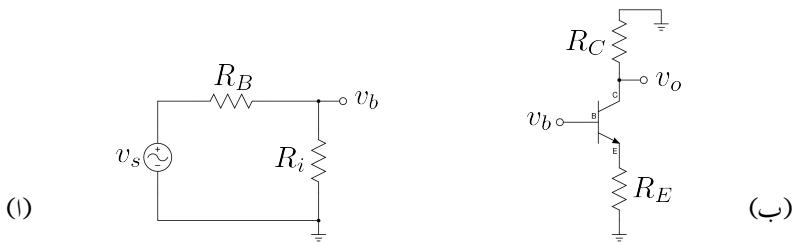
$$(3.222) \quad v_o = -\left(\frac{R_C}{r_e + R_E}\right) \left(\frac{(\beta+1)(r_e + R_E)}{R_B + (\beta+1)(r_e + R_E)}\right) v_s$$

یعنی

$$(3.223) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ مساوات ہو بہو مساوات 3.216 ہی ہے۔

مساوات 3.223 میں کسر کے نچلے حصے میں  $r_e + R_E$  کو خود داخلی مزاحمت کا لبیٹر جانب عکس ہے یعنی  $\sum R_E = \frac{R_i}{\beta+1}$  یوں اگر داخلی مزاحمت بڑھائی جائے تو افراکش  $A_v$  کھٹے گی۔ یہ ایک اہم نتیجہ

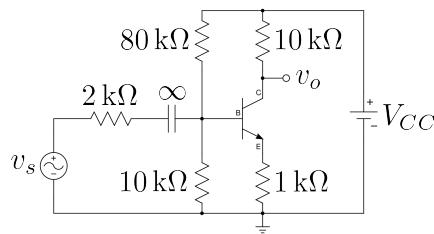


شکل 3.92

ہے۔ ایکلیفائر 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 ایکلیفائر استعمال کرتے ہوئے کسی بھی قیمت کے داخلی مزاحمت اور افزائش حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ اس طرح کے ایکلیفائر آپ آگے جا کر دیکھیں گے۔

ایکلیفائر حل کرنے کا یہ طریقہ نہیت اہم ہے۔ اس طریقے کو آگے بابوں 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 ایکلیفائر کا داخلی مزاحمت  $R_i$  حاصل کریں۔
- دور میں بنیادی ٹرانزسٹر ایکلیفائر کی جگہ اس کا داخلی مزاحمت  $R_i$  نسب کرتے ہوئے سادہ داخلی دور حاصل کریں۔
- اس سادہ داخلی دور میں  $v_b$  حاصل کریں۔  $v_b$  سے مراد  $R_i$  پر پائے جانے والا باریک اشارہ ہے۔
- بنیادی ایکلیفائر کی افزائش  $A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$  سے حاصل کریں۔  $\sum R_E$  سے مراد بنیادی ایکلیفائر کا  $\sum R_E$  ہے۔
- کل افزائش  $A_v = \frac{v_o}{v_s}$  کو  $A'_v$  اور  $v_b$  کی مدد سے حاصل کریں۔



شکل 3.93

مثال 3.44: شکل 3.93 میں بنیادی ایمپلینیٹر کا داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہوئے افزائش حاصل کریں۔ باریک اشاراتی دور میں کپیسٹر کو قصر دور تصور کریں۔

حل: شکل 3.94 میں بدلتا رو مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی مزاحمت ہے۔

$$R_i = (100 + 1) \times (25 + 1000) = 103.525 \text{ k}\Omega$$

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

$$v_b = \left( \frac{8186}{2000 + 8186} \right) v_s = 0.8036 v_s$$

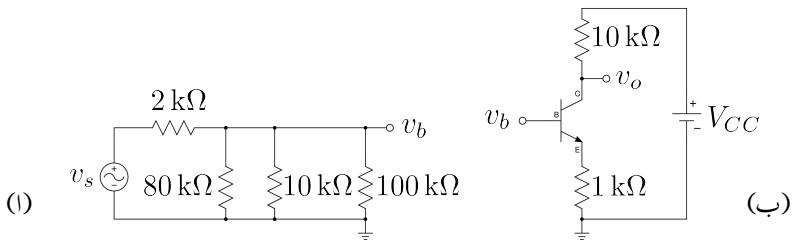
حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب سے

$$A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{10000}{25 + 1000} = -9.756 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

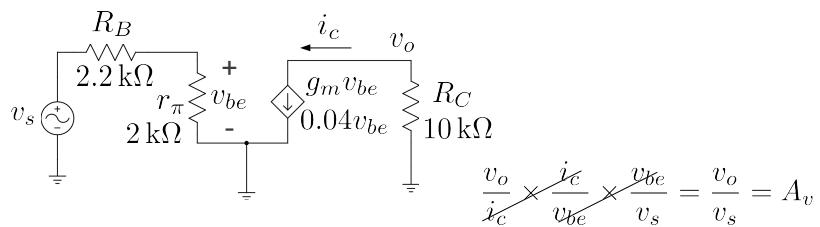
حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_b} \times \frac{v_b}{v_s} = -9.756 \times 0.8036 = -7.839 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.94

شکل 3.95: زنجیری ضرب سے  $A_v$  کا حصول

## 3.16.1 زنجیری ضرب کا طریقہ

ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کو استعمال کرتے ہوئے افرائش بر قی دباؤ  $A_v$  حاصل کرنا ہم نے دیکھا۔ اس سے پہلے کے ایسے مزید مثال دیکھیں ہم ایک نہایت عمده طریقہ کار بکھتے ہیں جس کی مدد سے  $A_v$  کا حصول بہت آسان ہو جاتا ہے۔

شکل 3.95 میں باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم تین مساوات لکھ سکتے ہیں یعنی

$$(3.224)$$

$$v_o = -i_c R_C$$

$$i_c = g_m v_{be}$$

$$v_{be} = \frac{r_\pi v_s}{r_\pi + R_B}$$

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 باکیں ہاتھ کے دو متغیرات  $v_o$  اور  $i_c$  کے قیمتیں دور حل کرنے کے بعد ہی ہمیں معلوم ہوتی ہیں جبکہ مساوات کے باکیں 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  $v_o$  کی قیمت معلوم ہے اور تاہی  $i_c$  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 باکیں ہاتھ  $i_c$  اور  $v_{be}$  کی قیمتیں صرف دور حل کرنے کے بعد ہی ہمیں معلوم ہوتی ہیں جبکہ باکیں ہاتھ  $g_m$  کی قیمت 0.04 ہمیں پہلے سے معلوم ہے۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے پہلے ہمیں نہ  $i_c$  کی قیمت معلوم ہے اور تاہی  $v_{be}$  کی، مگر ہم جانتے ہیں کہ ہر  $\frac{i_c}{v_{be}}$  صورت 0.04 کے برابر ہو گا۔

اسی طرح مساوات کے تیسرے جزو سے ہم جانتے ہیں کہ  $\frac{v_{be}}{v_s}$  کی قیمت ہر صورت 0.4762 رہے گی۔

آئیں ان معلومات کو زیر استعمال لاتے ہوئے  $A_v$  حاصل کریں۔ جیسے شکل 3.95 میں دکھایا گیا ہے،  $A_v$  کو زنجیری ضرب سے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.226) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \times \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

مندرجہ بالا مساوات میں تینوں قوسمیں میں بند تابع کے قیمتیں مساوات 3.225 میں دی گئی ہیں۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے قبل، مساوات 3.226 کے باکیں جانب متغیرات (یعنی  $i_c$ ,  $v_o$ ,  $v_{be}$  وغیرہ) کی قیمتیں ہم نہیں جانتے لیکن مساوات 3.225 کی مدد سے ان تینوں نسبت کے قیمتیں ہم جانتے ہیں اور یوں ہم اس سے  $A_v$  کی قیمت حاصل کر سکتے ہیں یعنی

$$(3.227) \quad A_v = -10000 \times 0.04 \times 0.4762 = -190 \frac{V}{V}$$

زنجری ضرب لکھنے وقت مندرجہ ذیل نقطہ یاد رکھیں۔

1. باریک اشاراتی دور حل کرنے سے پہلے ہمیں دور میں کہیں پر بھی بر قی دباؤ یا بر قی رو کے مقدار معلوم نہیں ہوتے۔ (یہاں اگرچہ آپ کہہ سکتے ہیں کہ  $v_s$  داخلی اشارہ ہونے کے ناطے ہمیں قبل از حل معلوم ہے لیکن یاد رہے کہ ایسی صورت بھی پیدا ہو سکتی ہے جہاں  $v_s$  بھی معلوم نہ ہو)۔
2. اس کے برعکس دور کے تمام مزاحمت کے قیمت اور ریاضی نمونے کے تمام جزو (مسئلاً  $g_m$ ،  $r_\pi$  اور  $\beta$ ) کے قیمت ہمیں پہلے سے معلوم ہوتے ہیں۔
3. یوں زنجیری ضرب کی خاطر تو سین لکھتے ہوئے مساواتوں کے باعث ہاتھ پر صرف نامعلوم مقدار یعنی بر قی دباؤ یا بر قی رو پائے جائیں گے جبکہ ان کے دائیں ہاتھ معلوم متغیرات یعنی مزاحمت یا ریاضی نمونے کے جزو پائے جائیں گے۔
4. زنجیری ضرب لکھتے ہوئے ایک پلیگار 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 دبادہ غور کرتے ہیں۔ زنجیری ضرب شکل 3.95 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 بر قی دباؤ یا بر قی رو ہیں۔ مزید یہ کہ دوسرا توسین یعنی  $\left( \frac{i_c}{v_s} \right)$  میں اوپر  $i_c$  لکھا گیا ہے جو اس سے پہلے توسین میں نیچے لکھا گیا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات

میں اگرچہ ہمیں پہلی قوسین کی قیمت معلوم ہے لیکن مسئلہ ابھی بھی حل نہیں ہوا چونکہ دوسری قوسین کی قیمت ہمیں معلوم نہیں۔ شکل سے ہم دیکھتے ہیں کہ اگرچہ  $i_c$  کی قیمت ہم نہیں جانتے لیکن ہم جانتے ہیں کہ

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.04$$

کے برابر ہے۔ اس طرح  $A_v$  کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

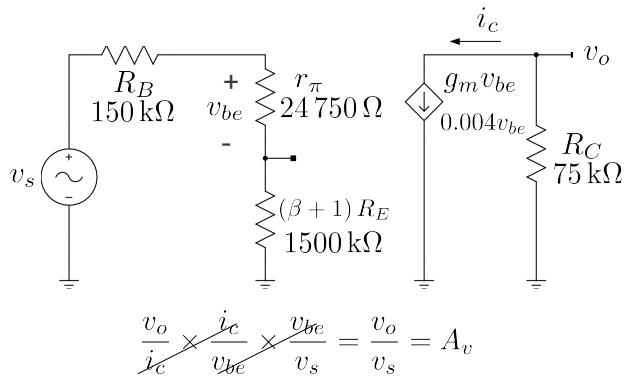
$$A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \times \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

یہاں پہنچ کر ہم دیکھتے ہیں کہ تمام قوسین کی قیمتیں ہم جانتے ہیں اور یوں  $A_v$  کی قیمت حاصل کی جاسکتی ہے۔ اس بات پر بھی توجہ دیں کہ تیسرا قوسین میں کسر میں اپر  $v_{be}$  لکھا گیا ہے جو کہ اس سے پہلے قوسین میں بند کسر میں نیچے لکھا گیا ہے۔

آپ اس طریقہ کار پر ایک مرتبہ دوبارہ نظر ڈالیں۔ ہم دور کے خارجی جانب  $v_o$  سے شروع کرتے ہوئے داخلی جانب  $v_s$  کی طرف قدم بڑھاتے ہوئے قوسین شامل کئے جاتے ہیں۔ اس عمل کا مشق کرنے کے بعد آپ دیکھیں گے کہ آپ مساوات 3.226 کے طرز کی مساوات شکل کو دیکھتے ہی لکھ سکیں گے۔ زنجیری ضرب کا یہ طریقہ نہایت اہم ہے جسے ہم عموماً استعمال کریں گے۔

مثال 3.45: مثال 3.42 کو زنجیری ضرب کے طریقے سے حل کریں۔ حل: شکل 3.96 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 3.96: زنجیری ضرب کی ایک اور مثال

جن سے مندرجہ ذیل کسر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -75000 \\
 \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.004 \\
 (3.229) \quad \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E} \\
 &= \frac{24750}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\
 &= 0.014778325
 \end{aligned}$$

ان کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
 (3.230) \quad A_v &= \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \times \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right) \\
 &= (-75000) \times (0.004) \times (0.014778325) \\
 &= -4.433 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔ خارجی سرے سے شروع کرتے ہم دیکھتے ہیں کہ  $v_o = -i_c R_C$  ہے اور یوں  $v_o$  کو  $i_c$  کی مدد سے لکھا جاسکتا ہے۔ اگلے قدم پر ہم نے یہ دیکھنا ہے کہ  $i_c$  کو کیسے لکھا جاسکتا ہے

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 3.97 اف کے ایکپلینافر میں

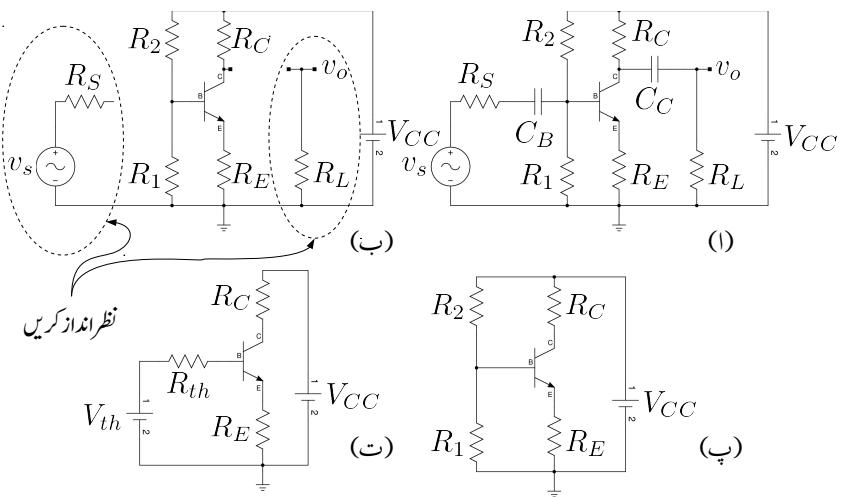
$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$\beta = 179$
$R_C = 75 \text{ k}\Omega$	$R_E = 15 \text{ k}\Omega$
$R_1 = 320 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega$
$R_S = 5 \text{ k}\Omega$	$R_L = 375 \text{ k}\Omega$

ہیں۔ ایکپلینافر کی افزائش برقی دباؤ  $A_v = \frac{v_o}{v_s}$  حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمت متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایکپلینافر میں عموماً کپیسٹر استعمال کئے جاتے ہیں جن کا ایک اہم مقصد یک سمت برقی دباؤ اور یک سمت برقی روکو دور کے محدود حصے کے اندر رکھنا ہوتا ہے۔ عموماً ان کپیسٹر کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ اشارات کے تعدد پر ان کپیسٹر کی برقی رکاوٹ کم سے کم ہو۔ یوں اشارات بغیر لگھنے ان سے گزر سکتے ہیں۔ چونکہ کپیسٹر یک سمت 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 سمت متغیرات کی رسائی نہیں ہوتی۔ ہم ایکپلینافر ادوار میں تصور کریں گے کہ بدلتے اشارات کے لئے کپیسٹر قصر دور کے طور کام کرتے ہیں اور یک سمت متغیرات کے لئے یہ کھلے دور کے طور کام کرتے ہیں۔ جہاں ایسا تصور نہ کرنا ہو وہاں بتلایا جائے گا۔

مساوی یک سمت 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 سمت دور سے منقطع ہو جاتے ہیں۔ انہیں نقطے دار لکیر وں میں گھیرا دکھایا گیا ہے۔ ان حصوں کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.97 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 ایکپلینافر میں باریک اشارات کو بذریعہ کپیسٹروں کے یوں منتقل کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کر دیگی متاثر نہ ہو۔



شکل 3.97: یک سمٹ اور بدلتے متغیرات کے علیحدگی کی مثال

مسئلہ ہونن کی مدد سے شکل ت میں اسی یک سمٹ دور کو دو بارہ 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 سمٹ 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  $V_{CE} > 0.2\text{ V}$  لہذا ٹرانزسٹر افزاں نہ ہے۔ ٹرانزسٹر کے  $\pi$  ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1016 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4.046 \text{ mS}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{179}{4.064 \times 10^{-3}} = 44.045 \text{ k}\Omega$$

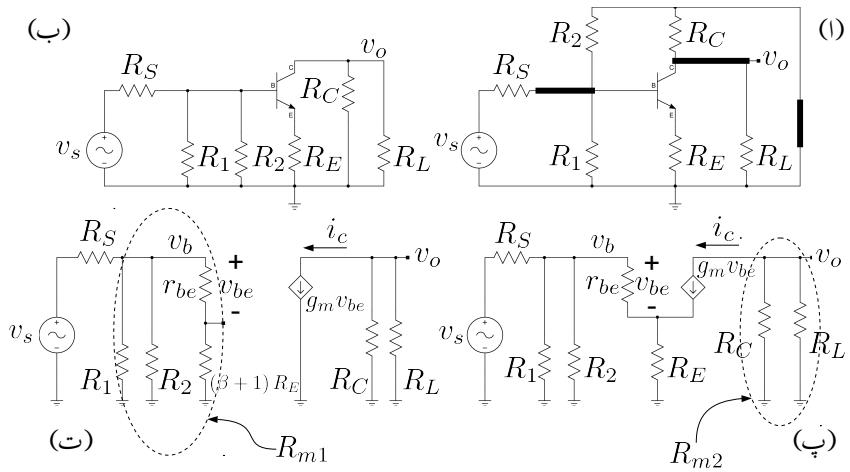
$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = 246 \Omega$$

جیسے پہلے ذکر ہوا کہ ایمپلیفیاٹر 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 بدلتا دور بناتے وقت تمام کپیسٹر کو قصر دور کر دیا جاتا ہے۔ شکل 3.98 الف میں یوں منع برقی دباؤ  $V_{CC}$  کے علاوہ کپیسٹر  $C_C$  اور  $C_B$  کو بھی قصر دور کیا گیا ہے۔ ان قصر دور کو موٹی لکیروں سے واضح کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے  $R_C$  کے علاوہ  $R_2$  کا بھی ایک سرا برقی زمین سے جا جڑتا ہے۔ اسی کو شکل ب میں صاف سترہا بنا کر دکھایا گیا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ آپ کو شکل الف اور شکل ب یکسان نظر آتے ہیں چونکہ اس عمل کی بار بار ضرورت پڑے گی۔ اس شکل میں  $R_L$  اور  $R_C$  صاف متوازی جڑے نظر آتے ہیں۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کی جگہ  $\pi$  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 3.98 ت سے زنجیری ضرب کی ذریعہ  $A_v$  حاصل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے ایک چھوٹے سے لکھنے پر غور کرتے ہیں۔ شکل ت میں ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر برقی دباؤ کو  $v_b$  لکھا گیا ہے۔ شکل ت میں  $R_1$ ،  $R_2$  اور  $[r_{be} + (\beta + 1) R_E]$  آپس میں متوازی جڑے ہیں۔ ان متوازی جڑے مزاجتوں کی کل قیمت کو  $R_{m1}$  لکھتے ہیں جاں

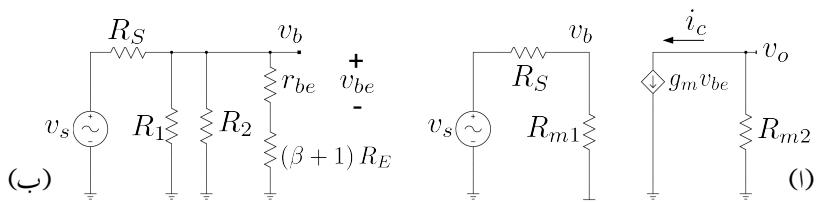
$$(3.231) \quad \frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

شکل (ت) سے زنجیری ضرب لکھ کر  $A_v$  حاصل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے  $v_b$  پر غور کرتے ہیں۔ شکل 3.99 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 3.99 ب میں دور کا صرف داخلی جانب دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.99 الف سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_b = \frac{R_{m1} v_s}{R_{m1} + R_S}$$



کل 3.98 باریک اشاراتی دور



کل  $v_{be}$  اور  $v_b$ : 3.99 حصہ

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 3.98 ت کو دیکھتے ہوئے اور شکل 3.99 کو ذہن میں رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.234) \quad A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_b} \right) \left( \frac{v_b}{v_s} \right)$$

اس مساوات پر غور کریں۔ یہ گزشتہ مثالوں سے قدر مختلف ہے چونکہ یہاں ایک 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۔

آئین اسی افراکش 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 دار جڑے ہونے چاہئے۔ پہلے یہی کرتے ہیں۔

شکل 3.98 ب میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کے حصے کو شکل 3.100 کی مدد سے حاصل کریں۔ اس کا تھونن مساوی دور حاصل کرتے ہیں۔ متوازی جڑے  $R_1$  اور  $R_2$  کی مجموعی مزاحمت کو  $R_{12}$  کہتے ہوئے

$$\begin{aligned} R_{12} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \\ &= \frac{320 \times 10^3 \times 1.7 \times 10^6}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} \\ &= 269.3 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے تھونن مساوی دور میں حاصل مزاحمت کو  $R'_i$  اور حاصل برقی دباؤ کے اشارے کو  $v'_i$  لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{R_S R_{12}}{R_S + R_{12}} \\ &= \frac{5 \times 10^3 \times 269.3 \times 10^3}{5 \times 10^3 + 269.3 \times 10^3} \\ &= 4.91 \text{ k}\Omega \\ v'_i &= \left( \frac{R_{12}}{R_S + R_{12}} \right) v_s \\ &= \left( \frac{269.3 \times 10^3}{5000 + 269.3 \times 10^3} \right) v_s \\ &= 0.98177 v_s \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned}\sum R_C &= \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \\ &= \frac{75 \times 10^3 \times 375 \times 10^3}{75 \times 10^3 + 375 \times 10^3} \\ &= 62.5 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\sum R_E &= \frac{R'_i}{\beta + 1} + r_e + R_E \\ &= \frac{4910}{179 + 1} + 246 + 15000 \\ &= 15.273 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ مساوات 3.217 سے

$$\begin{aligned}\frac{v_o}{v'_i} &= -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\ &= -0.994444 \times \frac{62.5 \times 10^3}{15.273 \times 10^3} \\ &= -4.0693 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

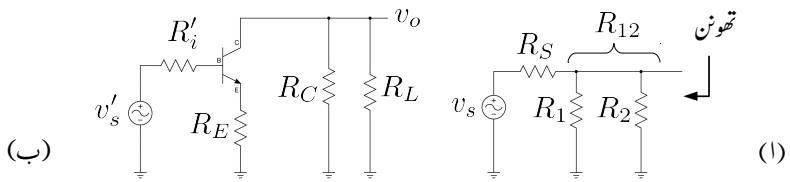
$$\begin{aligned}A_v &= \frac{v_o}{v'_i} \times \frac{v'_i}{v_s} \\ &= -4.0693 \times 0.98177 \\ &= -3.995 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ مساوات 3.217 کی قوت استعمال سے متاثر ہو سکتے ہیں۔

$R_S$  کو ایکلیفائر کا حصہ تصور نہیں کرتے ہوئے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $r_i$  شکل 3.98 ت سے حاصل کرتے ہیں جیسا ہم دیکھتے ہیں کہ یہ دراصل  $R_{m1}$  ہی ہے اور یوں

$$r_i = R_{m1} = 245.2386 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی داخلی مزاحمت کا دارود مراد  $R_1$ ,  $R_2$  اور ٹرانزسٹر کے میں سرے پر دیکھتے ہوئے مزاحمت  $(r_{be} + (\beta + 1)R_E)$  پر ہے۔ ان تمام قیمتیوں میں عموماً  $r_{be}$  کی قیمت نسبتاً کم ہوتی ہے۔



شکل 3.100: کل مکفر اور بیش مرزا جمتوں کے شرح سے افزائش کا حصول

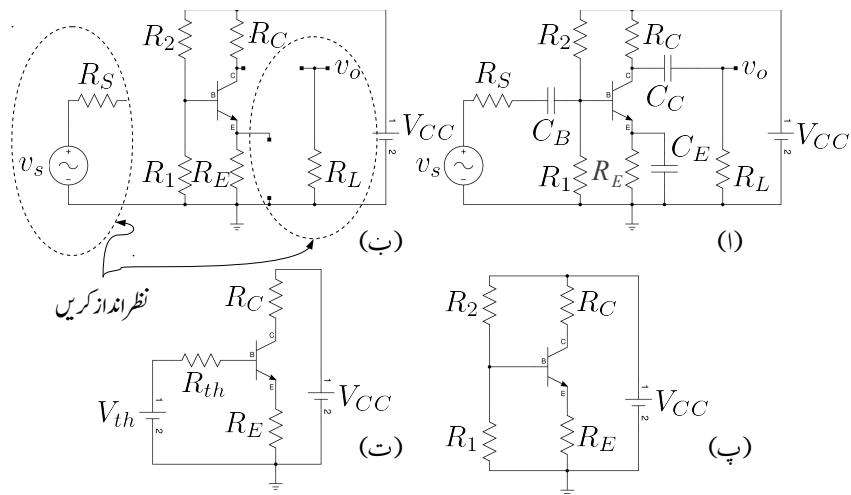
مثال 3.47: شکل 3.97 اف میں  $R_E$  کے متوازی کپیسٹر  $C_E$  نسب کریں جہاں  $C_E$  کی قیمت اتنی ہے کہ یہ اشارہ کو کم سے کم گھٹاتا ہے۔ اس ایکلینیٹر کی داخلی مرزا جمتوں  $r_i$  اور افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔

$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\ R_C = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\ R_S = 5 \text{ k}\Omega & R_L = 375 \text{ k}\Omega \end{array}$$

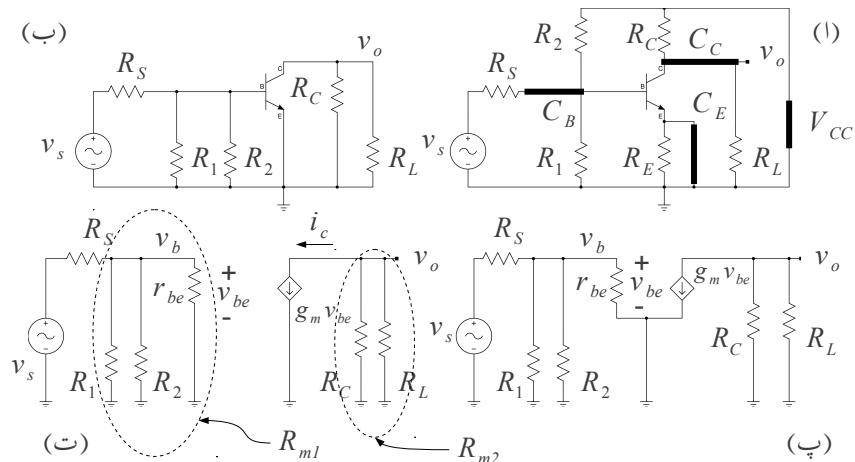
حل: کپیسٹر سمیت دور کو شکل 3.102 کا مساوی یک سست دور حاصل کرنا شکل ب، پ اور ت میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کپیسٹر  $C_E$  کے شمولیت سے بھی ٹرانزیستر کے نقطہ کار کردنگی پر کسی قسم کا کوئی اثر نہیں پڑا۔ یوں پچھلی مثال کے نتائج یہاں استعمال کرنے جا سکتے ہیں یعنی

$$\begin{aligned} g_m &= 4.064 \text{ mS} \\ r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx 246 \Omega \end{aligned}$$

شکل 3.102 میں اس کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کرنا دکھایا گیا ہے۔ جیسا شکل 3.102 اف میں دکھایا گیا ہے، چونکہ  $C_E$  باریک اشارات کے لئے قصر دور ہوتا ہے لہذا  $R_E$  بھی قصر دور ہو جاتا ہے اور یہ باریک اشاراتی



شکل 3.101: مثال کامساوی یک سمت دور



شکل 3.102: مثال کامساوی بار یک اشاراتی دور

دور کا حصہ نہیں بتا۔ 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

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75 \times 10^3} + \frac{1}{37.5 \times 10^3}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

تینیں ملتی ہیں۔ شکل سے زنجیری ضرب لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اس مثال میں  $v_b$  یوں 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۔ گزشنا 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 لہذا

$$\sum R_E = \frac{R_{th}}{\beta + 1} + r_e$$

رہ جاتا ہے جبکہ

$$\sum R_C = R_{m2}$$

ہی ہے۔  $\sum R_E$  کم ہونے کی وجہ سے افراش 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 بیس سرے پر دیکھتے ہوئے ہمیں صرف  $r_{be}$  نظر آتا ہے۔ داخلی مزاحمت متوازی جڑے  $R_1$ ،  $R_2$  اور  $r_{be}$  پیدا کرتے ہیں اور یوں اس کی قیمت کم ہو گئی ہے۔

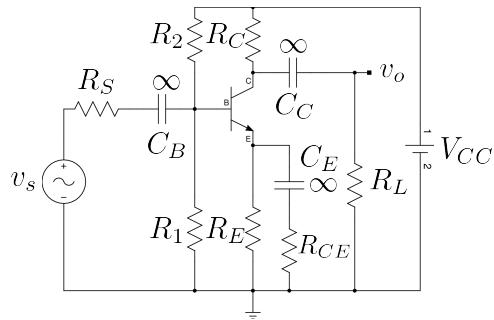
مندرجہ بالا دو مثالوں سے ہم دیکھتے ہیں کہ  $R_E$  اور  $C_E$  کے استعمال سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $r_i$  اور افراش  $A_v$  متاثر ہوتے ہیں۔ ان میں ایک بڑھانے سے دوسرا گھشتتا ہے۔

---

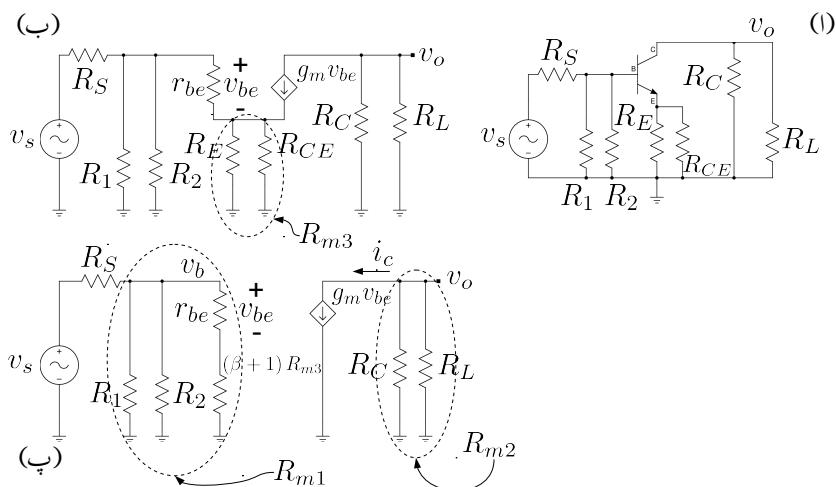


---

مثال 3.48: کپیسٹر  $C_E$  اور مزاحمت  $R_{CE}$  سلسلہ وار جوڑتے ہوئے انہیں شکل 3.97 الف میں  $R_E$  کے متوازی نسب کریں۔ حاصل ایکلیفائر کی داخلی مزاحمت  $r_i$  اور افراش  $A_v$  حاصل کریں۔  $R_{CE}$  کی قیمت  $100 \Omega$  رکھیں۔ حل: شکل 3.103 میں دور دکھایا گیا ہے۔ کپیسٹر کی برقی رکاوٹ  $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$  ہوتی ہے۔ کسی بھی تعداد پر کپیسٹر کی قیمت بڑھا کر اس کی برقی رکاوٹ کی قیمت کم کی جا سکتی 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



شکل 3.103: یک سست اور باریک اشارات کے علیحدگی کی ایک اور مثال



شکل 3.104: مثال کا باریک اشاراتی دور

پر لامدد کا نشان ( $\infty$ ) اسی حقیقت کو بیان کرتا ہے جہاں اس کا مطلب یوں لیا جاتا ہے کہ باریک اشارات کے تعدد پر  $|Z_C|$  کی قیمت صفری جائے۔

اس دور کا بھی یک سمت مساوی دور پہلی مثالوں کی طرح رہے گا اور یوں وہاں کے نتائج یہاں قابل استعمال ہیں۔ باریک اشاراتی دور کا حصول شکل 3.104 میں دکھایا گیا ہے۔ باریک اشاراتی دور میں  $R_E$  اور  $R_{CE}$  متوازی جڑے ہیں جنہیں  $R_{m3}$  کہا گیا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}\frac{1}{R_{m1}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_{m3}} \\ \frac{1}{R_{m2}} &= \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L} \\ \frac{1}{R_{m3}} &= \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{CE}}\end{aligned}$$

لکھا جائے گا جن سے ان تمام کی قیمتیں حاصل کی جائیں گی۔  $R_{m2}$  اور  $R_{m3}$  کی قیمتیں پہلے حاصل کی جائیں 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 سمت 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۔

$$\begin{aligned}\frac{1}{R_{m2}} &= \frac{1}{75000} + \frac{1}{375000} \\ R_{m2} &= 62.5 \text{ k}\Omega \\ \frac{1}{R_{m3}} &= \frac{1}{15000} + \frac{1}{100} \\ R_{m3} &= 99.3377 \Omega\end{aligned}$$

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 3.104 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 متانج کو استعمال کرتے ہوئے شکل پ سے ہی  $A_v$  حاصل کرتے ہیں۔

$$A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_b} \right) \left( \frac{v_b}{v_s} \right)$$

$$= (-62500) \times (0.004064) \times (0.711255) \times (0.9096625)$$

$$= -164 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

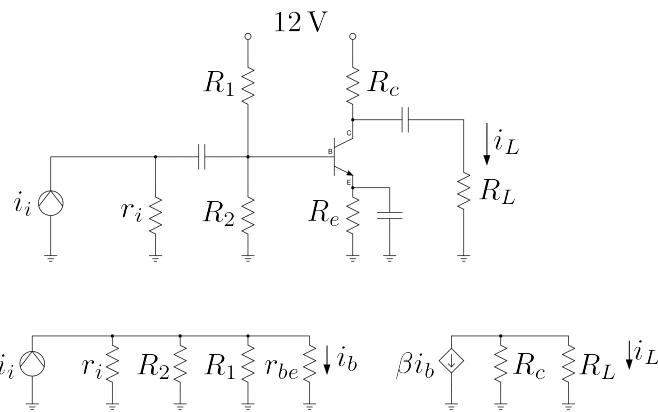
اسی شکل سے ایکپلیفار کی باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں جو کہ  $R_{m1}$  کے برابر ہے۔ یوں

$$r_i = R_{m1} = 50.348 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یاد رہے کہ مزاحمت  $R_S$  کو یہاں ایکپلیفار 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 ایکپلیفار کی افزائش اپنے مرضی سے طے کر سکیں۔ اس مثال میں اگر  $R_{CE}$  کی قیمت صفر کھی جائے تو زیادہ سے زیادہ افزائش حاصل ہوتی ہے اور اگر  $R_{CE}$  کی قیمت لا محدود کر دیا جائے تو کم سے کم افزائش حاصل



شکل 3.105: ایپلیناگر کا تحلیل

ہوتی ہے۔  $R_{CE}$  کی قیمت ان حدود کے درمیان رکھتے ہوئے افزائش بھی دو حدود کے اندر کہیں پر بھی رکھی جا سکتی ہے۔ مساوات 3.217 یعنی

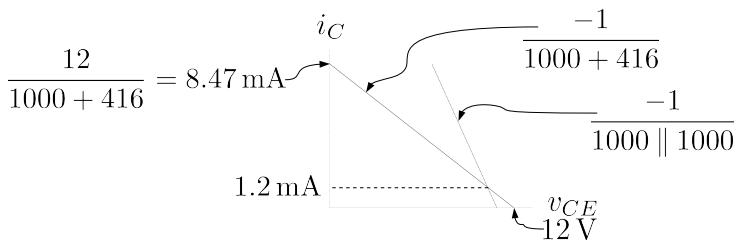
$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے اس حقیقت کو با آسانی سمجھا جاسکتا ہے۔ اس مثال میں متوالی چڑی مزاحمت  $R_E$  اور  $R_{CE}$  کے کل مزاحمت کو  $\sum R_E$  کہیں گے۔ یہاں چونکہ  $R_E$  کو نقطہ کار کر دی گئی تھیں کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا ہے لہذا اس کو تبدیل کئے بغیر  $A_v$  میں تبدیلی  $R_{CE}$  کی مدد سے حاصل کی جاسکتی ہے۔

مثال 3.49: شکل 3.105 میں  $r_i = 5 \text{ k}\Omega$  اور  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  جبکہ  $\beta = 120$  ہیں۔ برقی رو افزائش  $A_i = -30 \frac{\text{A}}{\text{A}}$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: مساوی دور سے افزائش لکھتے ہیں

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = -30 = -120 \left( \frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + r_i \| R_1 \| R_2} \right)$$



شکل 3.106: خطوط بوچھہ

جس سے

$$(3.235) \quad \frac{1}{4} = \left( \frac{R_c}{R_c + 1000} \right) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_1 \parallel R_2} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسی وہ تمام قیمتیں جو اس مساوات پر پورا اتر یہ درست جواب ہیں۔ آئیں ہم دونوں توسمیں کی قیمتیں برابر رکھ کر دیکھیں۔ ایسا کرنے سے عموماً قابل قبول جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

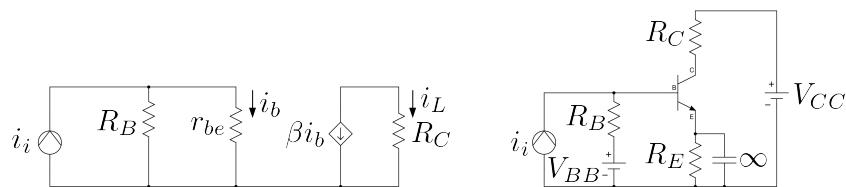
$$\begin{aligned} \frac{1}{2} &= \left( \frac{R_c}{R_c + 1000} \right) \\ \frac{1}{2} &= \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_1 \parallel R_2} \right) \end{aligned}$$

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 تب  $r_{be} = 2.5\text{k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $R_b \rightarrow \infty$  تصور کی جائے تب  $r_{be} = 5\text{k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_b$  تبدیل کرنے سے  $r_{be}$  کی قیمت پر خاص اثر نہیں ہوتا۔ یوں ہم  $R_b = 5\text{k}\Omega$  اور  $r_{be} = 2.5\text{k}\Omega$  رکھتے ہیں۔ مساوات 3.33 کی مدد سے  $I_{CQ} = 1.2\text{mA}$  حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$  ہوتا ہے لہذا  $r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$

شکل 3.106 میں یک سمت اور پرلتا رو خط بوچھہ دکھائے گئے ہیں جہاں سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $i_c$  کے



شکل 3.107: ایمپلینٹر اور اس کا پاریک اشاراتی مساوی دور

جیطے کی حد 1.2 mA ہے۔ یوں  $i_L$  کے جیطے کی حد 0.6 mA ہے۔ اگر زیادہ جیط درکار ہوتا تو تخلیق کو اس نقطہ نظر سے دوبارہ سرانجام دینا ہو گا کہ  $I_{CQ}$  درکار جیط فراہم کر سکے۔

$R_2 = 48 \text{ k}\Omega$  اور  $R_1 = 48 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $V_{BB} = 1.2492 \text{ V}$  سے  $\beta I_{CQ}$ ،  $R_e$  حاصل ہوتے ہیں۔

آئیں شکل 3.107 پر غور کریں۔ اس کی افزائش  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  یوں حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{i_b} \times \frac{i_b}{i_i} \\ &= -\beta \left( \frac{R_B}{R_B + r_{be}} \right) \end{aligned}$$

اس کو یوں

$$A_i = \frac{-\beta}{1 + \frac{r_{be}}{R_B}}$$

لکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ زیادہ سے زیادہ افزائش اس وقت حاصل 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 افراکش کی حقیقت ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کے برابر ہو گی۔ صفحہ 261 پر مساوات 3.32 اور مندرجہ بالا شرط کو اکٹھے لکھتے ہیں۔

$$(3.238) \quad r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B \ll (\beta + 1) R_E$$

مساوات 3.238 ٹرانزسٹر ایکلپیٹیفار تخلیقِ دینی کی بنیادی شرط ہے۔ اگر ایکلپیٹیفار تخلیق دیتے ہوئے اس شرط کو پورا کیا جائے تو تخلیق کردہ ایکلپیٹیفار کی افراکش زیادہ سے زیادہ ہو گی اور ساتھ ہی ساتھ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردنی کے تبدیلی سے قابل قبول حد تک متاثر ہو گا۔ اگر اس شرط کو نجاتا ممکن نہ ہو تو یا تو کم افراکش اور یا پھر  $\beta$  کے تبدیلی سے نقطہ کار کردنی کا اپنی جگہ سے انحراف کو برداشت کرنا ہو گا۔

### 3.17. برقی بار، داخلی مزاحمت اور ایکلپیٹیفار کی افراکش

شکل 3.108 میں ایک ایکلپیٹیفار اور اس کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھائے گئے جہاں تمام کپسیٹروں کی قیمت لا محدود ہے۔ اس کی افراکش

$$\begin{aligned} A_{v1} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\ &= -400 \times 0.39 \times 1 = -156 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

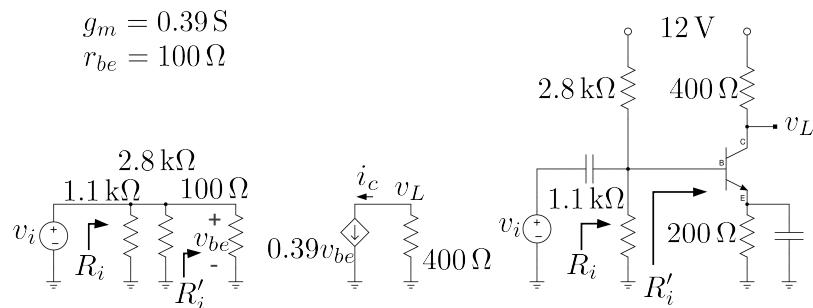
جبکہ داخلی مزاحمت  $R'_i$

$$R'_i = 100 \Omega$$

اور  $R_i$

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_i} &= \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100} \\ R_i &= 88.76 \Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔  $R'_i$  ٹرانزسٹر کے بیس پر دیکھتے ہوئے مزاحمت ہے جبکہ  $R_i$  ٹرانزسٹر کو مائل کرنے والے مزاحتوں کے اثر کو بھی شامل کرتا ہے۔ شکل 3.109 میں خارجی جانب برقی بوجہ  $R_L$  لادا گیا ہے۔ اگر  $R_L$  =



شکل 3.108: سادہ اینپلینیٹر

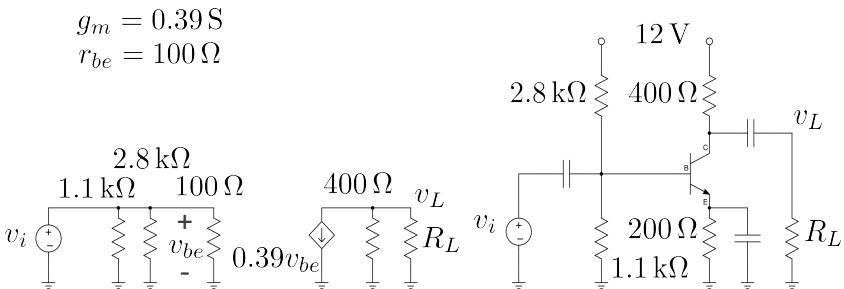
200 Ω ہوتا ہے اس اینپلینیٹر کی افزائش

$$(3.239) \quad A_{v2} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} = -\left(\frac{400 \times 200}{400 + 200}\right) \times 0.39 \times 1 = -52 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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۔ آئیں داخلی اشارے کی مزاحمت کا اثر دیکھیں۔ شکل 3.110 میں اس غرض سے داخلی اشارے کا



شکل 3.109: سادہ بوجھ سے لد ایکلیپس فارک

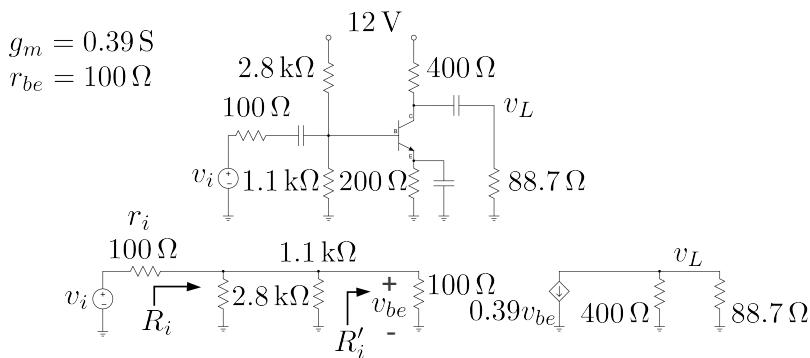
مزاحمت بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس ایکلیپس فارک کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
 A_{v4} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\
 &= -\left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76}\right) \times 0.39 \times \left(\frac{R_i}{r_i + R_i}\right) \\
 &= -\left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76}\right) \times 0.39 \times \left(\frac{88.76}{100 + 88.76}\right) \\
 &= -28 \times 0.47 \\
 &= -13 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

جہاں  $r_i$  اور  $R_i$  کے کردار کی وجہ سے افزائش گزشتہ قیمت کے 0.47 گنراہ گئی ہے۔ یاد رہے کہ حقیقت میں  $r_i$  ہر صورت موجود ہوتا ہے۔  $A_{v4} = 0.47 A_v$  لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس تا کلکٹر کی افزائش  $A_v$  یعنی  $\frac{v_L}{v_{be}}$  میں کوئی تبدیلی رونما نہیں ہوئی۔ کل افزائش  $\frac{v_L}{v_i}$  میں کمی اس وجہ سے پیدا ہوئی کہ ٹرانزسٹر کے بیس تک مکمل داخلی اشارہ نہیں پہنچ پاتا یعنی  $r_i$  کے موجودگی میں

$$\begin{aligned}
 v_{be} &= \left(\frac{R_i}{r_i + R_i}\right) v_i \\
 &= \left(\frac{88.76}{100 + 88.76}\right) v_i \\
 &= 0.47 v_i
 \end{aligned}$$

ہو جاتا ہے جبکہ اس کے غیر موجودگی میں  $v_{be} = v_i$  ہوتا ہے۔



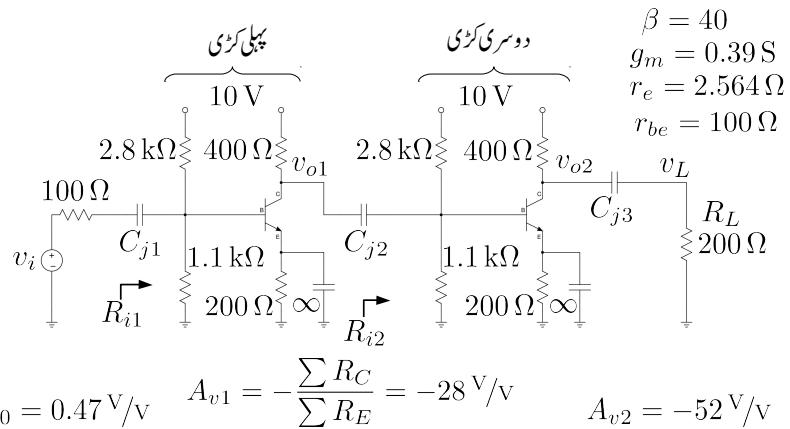
شکل 3.110: داخلي مراجحت کا اثر

ان حقائق کو سمجھنے کے بعد زنجیری ایمپلیفیائر پر غور کرتے ہیں۔

### 3.18 زنجیری ایمپلیفیائر

شکل 3.111 میں دو کڑی زنجیری ایمپلیفیائر<sup>49</sup> دکھایا گیا ہے جس میں دو بالکل یکساں ایمپلیفیائر کو جفت کیپیٹر  $C_{j2}$  کی مدد سے آپس میں جوڑا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردگی متاثر نہیں ہوتا۔ داخلي جانب  $100\ \Omega$  مراجحت والا داخلي اشارہ  $v_i$  جفت کیپیٹر  $C_{j1}$  کی مدد سے ایمپلیفیائر کی کچھ کڑی کے ساتھ جوڑا گیا ہے جبکہ خارجی جانب برقرار بوجھ  $R_L$  تک  $C_{j3}$  کی مدد سے خارجی اشارہ پہنچایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اسی سلسلے میں مزید کڑیاں جوڑتے ہوئے زیادہ کڑیوں والا زنجیری ایمپلیفیائر حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مزید یہ کہ کڑیوں کا یکساں ہونا بالکل ضروری نہیں۔ ہر کڑی مختلف ہو سکتی ہے۔

آئیں جلد یک سمت تجزیہ کریں۔ پونکہ  $V_{th} \approx 2.82\text{ V}$  اور  $R_{th} \approx 790\ \Omega$  ہیں لہذا  $\approx 9.7\text{ mA}$  ہے۔ یوں  $r_{be} \approx 100\ \Omega$  اور  $g_m = 0.39\text{ S}$

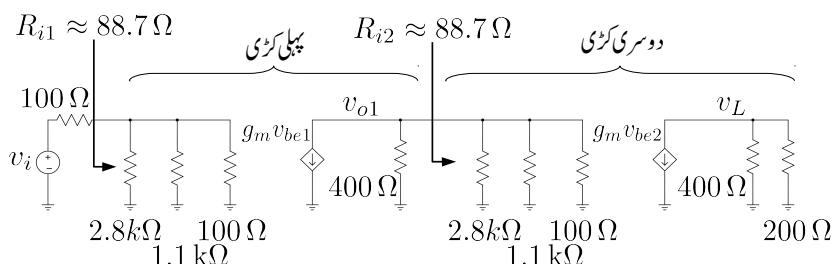


شکل 3.111: دو کریزی زنجیری ایمپلیفیکٹ

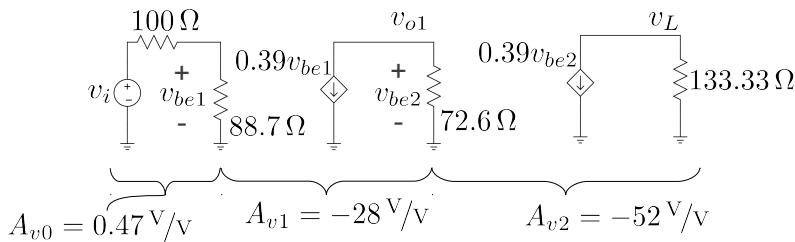
شکل 3.112 میں شکل 3.111 کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی مزاحمتوں کا مجموعہ یعنی

$$\begin{aligned} 2800 &\parallel 1100 \parallel 100 = 88.7\Omega \\ 400 &\parallel 2800 \parallel 1100 \parallel 100 = 72.6\Omega \\ 400 &\parallel 200 = 133.33\Omega \end{aligned}$$

لیتے ہوئے شکل 3.113 حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.112: دو کریزی زنجیری ایمپلیفیکٹ کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.113: دو کڑی زنجیری ایمپلینیٹر کا باریک اشاراتی سادہ مساوی دور

اس شکل میں

$$\begin{aligned} \frac{v_L}{v_{o1}} &= \frac{v_L}{v_{be2}} = A_{v2} = -0.39 \times 133.33 = -52 \frac{V}{V} \\ \frac{v_{o1}}{v_{be1}} &= \frac{v_{be2}}{v_{be1}} = A_{v1} = -0.39 \times 72.6 = -28 \frac{V}{V} \\ \frac{v_{be1}}{v_i} &= A_{v0} = \frac{88.7}{100 + 88.7} = 0.47 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں زنجیری ایمپلینیٹر کی کل افزائش زنجیری ضرب سے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{o1}} \times \frac{v_{o1}}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\ &= A_{v0} A_{v1} A_{v2} \\ &= 0.47 \times (-28) \times (-52) = 684 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

یہاں رک کر دو بارہ غور کریں۔ شکل 3.111 سے سیدھا شکل 3.113 حاصل کرتے ہوئے کل افزائش حاصل کی جاسکتی ہے۔ حقیقت میں اس قدم کی بھی کوئی ضرورت نہیں۔ جیسا کہ شکل 3.111 پر ہی دکھایا گیا ہے، آپ اسی شکل پر ہر کڑی کی افزائش  $\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$  حاصل کر سکتے ہیں۔ کیلکیولیٹر<sup>50</sup> کی مدد سے شکل کو دیکھتے ہوئے اور  $\sum R_C = 133 \Omega$  اور  $\sum R_E$  حاصل کرتے ہوئے افزائش حاصل کی جاسکتی ہے۔ یوں مثلاً دوسری کڑی میں  $A_{v2} = -52 \frac{V}{V}$  حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.111 میں پہلے کڑی اور دوسری کڑی کے ایمپلیگاٹروں کے داخلی مزاحمت  $R_{i1}$  اور  $R_{i2}$  کی وضاحت کی گئی ہے۔ شکل 3.112 میں ان کی قیمتیں

$$\frac{1}{R_{i1}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

$$R_{i1} = 88.7 \Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{i2}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

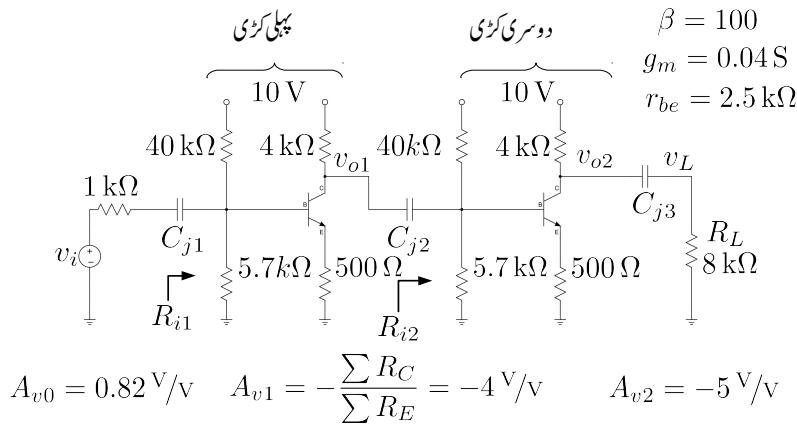
$$R_{i2} = 88.7 \Omega$$

دکھائی گئیں ہیں۔ ایمپلیگاٹر ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر پائے جانے والے اشارے کی افزائش کرتا ہے۔ داخلی جانب ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس پر  $v_i$  کی بجائے  $\frac{88.7v_i}{100+88.7} = 0.47v_i$  پایا جاتا ہے۔ اشارے کے قیمت میں کمی ایمپلیگاٹر کے داخلی مزاحمت  $R_{i1}$  کی بدولت ہے۔  $v_i$  کے نقطہ نظر سے ایمپلیگاٹر  $88.7 \Omega$  کا مزاحمت ہے۔ اسی طرح پہلی کڑی کے ایمپلیگاٹر کو دوسرا ایمپلیگاٹر بطور مزاحمت  $R_{i2}$  نظر آتا ہے۔

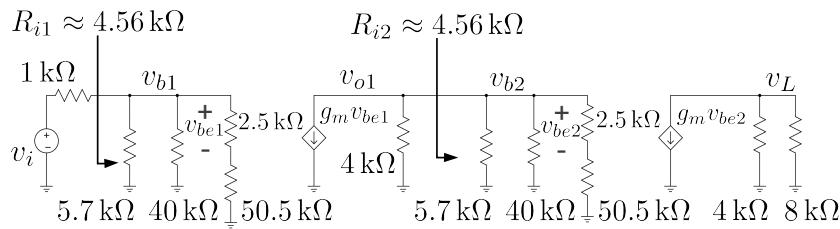
یہاں ایک مرتبہ دوبارہ مساوات 3.239 اور مساوات 3.240 پر نظر ڈالیں جہاں ایک کڑی کے ایمپلیگاٹر پر تجزیہ کرتے ہوئے خارجی جانب برتنی بوجھ لادنے کے اثرات پر غور کیا گیا۔ شکل 3.111 کے دوسری کڑی کے افزائش پر  $200 \Omega$  برتنی بوجھ کا اثر بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل 3.109 میں  $200 \Omega$  کے بوجھ کا ہے۔ اسی طرح شکل 3.111 میں پہلی کڑی پر دوسری کڑی کے  $88.76 \Omega$  کے داخلی مزاحمت کا اثر شکل 3.109 میں  $88.76 \Omega$  کے بوجھ کی طرح ہے۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ  $A_v \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$  ہوتا ہے لہذا زیادہ  $\beta$  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 3.114 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کریں۔



شکل 3.114: دوکری زنجیری ایپلیگار کا برد یک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.115: دوکری زنجیری ایپلیگار کا برد یک اشاراتی مساوی دور

حل: شکل 3.115 میں اس کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں سے 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

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{b2}} \frac{v_{o1}}{v_{b1}} \frac{v_{b1}}{v_i}$$

$$= (-5) (-4) (0.82) = 16.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

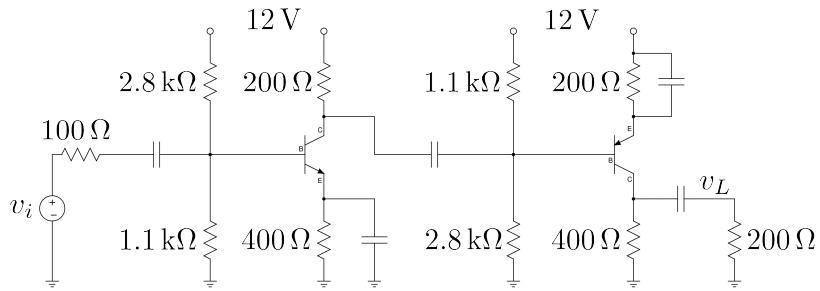
مثال 3.51: شکل 3.111 میں دوسری کڑی  $pnp$  سے بناتے ہوئے شکل 3.116 حاصل ہوتا ہے۔ اس پر اچھی طرح غور کریں۔ شکل 3.111 پر جتنی بحث کی گئی اور اس کے تمام مساوات موجودہ دور پر لاگو ہوتے ہیں۔

مثال 3.52: شکل 3.117 میں دو کڑی زنجیری یک سمت رو ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ اس کے تمام یک سمت متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔ دونوں ٹرانزسٹر کا  $\beta = 99$  ہے۔

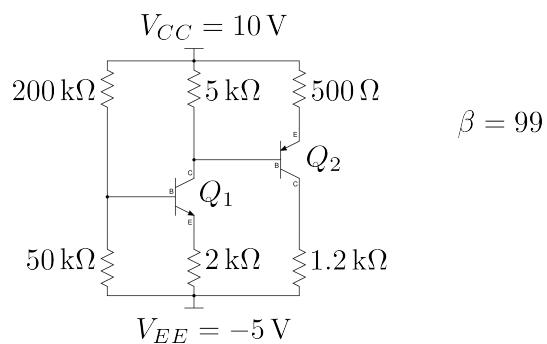
حل:  $Q_1$  کے داخلی جانب مسئلہ تھونن کی مدد سے

$$V_{th} = \left( \frac{50000}{200000 + 50000} \right) \times [10 - (-5)] - 5 = -2 \text{ V}$$

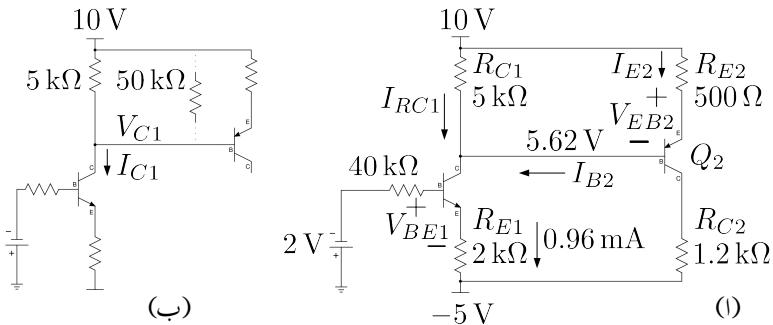
$$R_{th} = \frac{50000 \times 200000}{50000 + 200000} = 40 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.116: دیگری زنجیری ایمپلیکاتر



شکل 3.117: دیگری یک سمت زنجیری ایمپلیکاتر



شکل 3.118: دو کڑی یک سنت زنجیری ایمپلینگ

حاصل ہوتے ہیں جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل 3.118 الف حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.118 الف 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 دراستے 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 دوسرا 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۔  $Q_2$  پر

$$V_{E2} = V_{B2} + V_{EB2} = 5.62 + 0.7 = 6.32 \text{ V}$$

$$V_{C2} = -5 + I_{C2}R_{C2} = -5 + 7.28 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.736 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{E2} - V_{C2} = 6.32 - 3.736 = 2.584 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں  $Q_2$  افراہندہ ہے اور حاصل کردہ جوابات درست ہوں گے۔

اسی مثال کو یوں جلدی حل کیا جا سکتا ہے۔  $I_C \approx I_E$  لیتے ہوئے

$$I_{C1} \approx I_{E1} = 0.95833 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جیسے شکل 3.118 ب میں دکھایا گیا ہے،  $R_{E2}$  کا عکس ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے بین جانب  $(\beta + 1) R_{E2}$  نظر آتا ہے جو  $R_{C1}$  کے متوالی 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

$$V_{E2} = V_{B2} + V_{EB2} = 5.644 + 0.7 = 6.344 \text{ V}$$

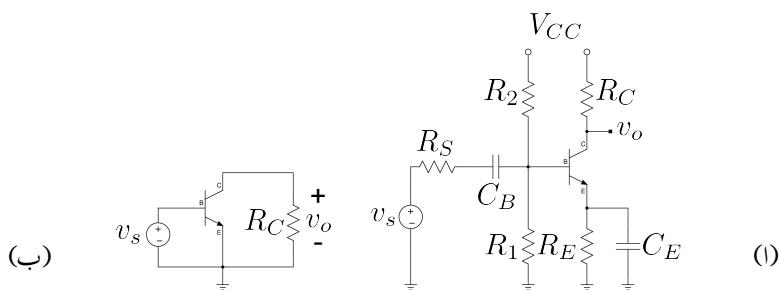
$$I_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{10 - 6.344}{500} = 7.312 \text{ mA}$$

$$V_{C2} = -5 + I_{E2} R_{C2} = -5 + 7.312 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.774 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{E2} - V_{C2} = 6.344 - 3.774 = 2.57 \text{ V}$$

### 3.19 ایمپر مشترک، گلکٹر مشترک اور بین مشترک ایمپلیفیاٹر

شکل الف میں ایمپلیفیاٹر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر مائل کرنے والے رکن نہ دکھاتے ہوئے اسی کا بدلتا رو شکل دکھایا گیا ہے جہاں کپیسٹر و اور یک سمت برقی دباؤ  $V_{CC}$  کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s$  کو بھی نظر انداز کیا گیا ہے تاکہ اصل نقطے پر نظر رکھنا زیادہ آسان ہو۔ اس شکل سے صاف ظاہر ہے کہ داخلی اشارے کو ٹرانزسٹر کے بین  $B$  اور ایمپر  $E$  کے مابین مہبیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی اشارے کو گلکٹر  $C$  اور ایمپر  $E$  کے مابین سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کا ایمپر  $E$  مشترکہ سرا ہے۔ اسی سے اس طرز کے



شکل 3.119: بیٹر مشترک ایمپلینیفار

ایمپلینیفار کو مشترک ایمپلینیفار یا ایمپلینیفار کے ایمپلینیفار<sup>51</sup> پکارا جاتا ہے۔ اگر شکل اف میں کپیسٹر  $C_E$  استعمال نہ کیا جاتا تو ٹرانزسٹر کا ایمپلینیفار بر قی زمین پر نہ ہوتا اور شکل ب میں داخلی اشارہ ہیں اور بر قی زمین کے مابین مہیا کیا جاتا۔ ایسی صورت میں بھی اسے ایمپلینیفار کے ایمپلینیفار ہی پکارا جاتا ہے۔ اس باب میں اب تک جتنے ایمپلینیفار دیکھے گئے وہ تمام ایمپلینیفار کے ایمپلینیفار تھے۔

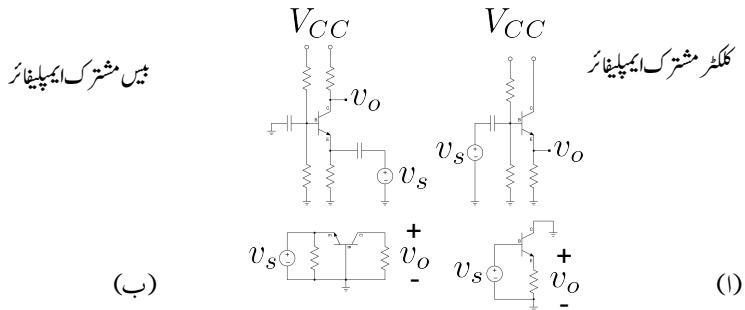
شکل 3.120 اف میں کلکٹر مشترک<sup>52</sup> اور اس کے نیچے اس کا مساوی باریک اشاراتی دور جبکہ شکل ب میں بیٹر مشترک کے<sup>53</sup> ایمپلینیفار اور اس کے نیچے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھائے گئے ہیں۔ ان ایمپلینیفار میں بھی اگر مشترک کہ سرے اور بر قی زمین کے مابین مزاحمت وغیرہ نسب ہوتا، انہیں تب بھی انہیں ناموں سے پکارا جاتا۔

مثال 3.53 میں شکل 3.121 میں

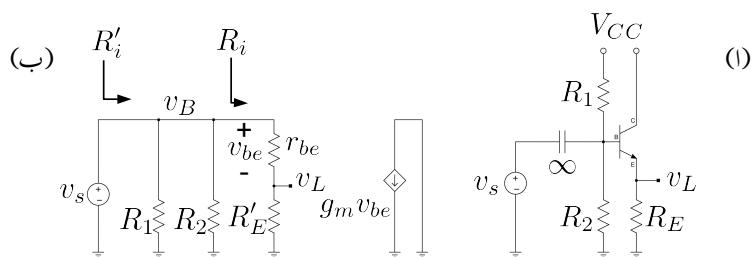
$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega \\ r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

ہیں۔  $R'_i$  اور  $R_i$ ،  $A_v = \frac{v_L}{v_s}$  حاصل کریں۔

common emitter<sup>51</sup>  
common collector<sup>52</sup>  
common base<sup>53</sup>



شکل 3.120: بیس مشترک اور کلکٹر مشترک ایمپلینیٹر



شکل 3.121: کلکٹر مشترک

حل: شکل ب میں مساوی باریک اشاراتی دو دکھایا گیا ہے جہاں  $R'_E$  ٹرانزسٹر کے بین جانب  $R_E$  کا عکس یعنی  $(\beta + 1) R_E$  ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\ &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \\ &= \frac{(99+1) \times 1000}{1000 + (99+1) \times 1000} \\ &= 0.99 \frac{V}{V} \approx 1 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

جبکہ

$$R_i = r_{be} + R'_E = 1000 + 100000 = 101 \text{ k}\Omega$$

اور

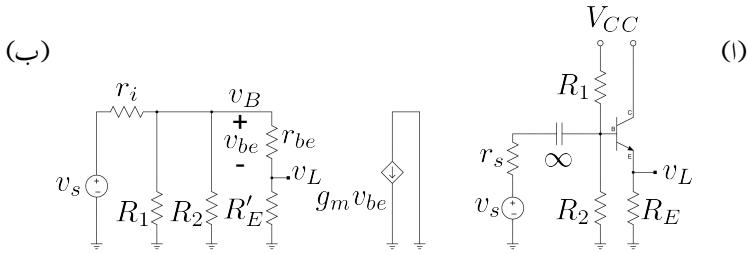
$$\begin{aligned} R'_i &= R_1 \parallel R_2 \parallel R_i \\ &= R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta + 1) R_E \end{aligned}$$

یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R'_i} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i} \\ &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ R'_i &= 8.34 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

- جیل

مثال 3.54: شکل 3.122 میں  $r_i = 5 \text{ k}\Omega$  ہے جبکہ بقیا تمام متغیرات مثال 3.53 کی ہیں۔  $A_v$  حاصل کریں۔



شکل 3.122: مکمل مختصر کی دوسری مثال

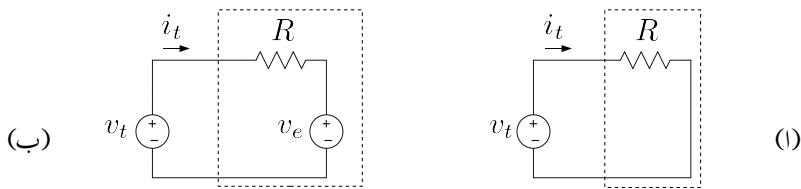
حل: شکل ب سے

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\
 &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \times \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel (r_i + R'_E)}{r_i + [R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{be} + R'_E)]} \\
 &= \frac{100000}{1000 + 100000} \times \frac{8367}{5000 + 8367} \\
 &= 0.99 \times 0.6259 \\
 &= 0.619 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

مثال 3.53 میں ہم نے دیکھا کہ مکمل مختصر کی افزائش بر قی دباؤ تقریباً ایک کے برابر ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ خارجی اشارہ خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کی پیروی کرتا ہے۔ اسی سے اس ایمپلیفیٹر کو پیروکار<sup>54</sup> 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، پیچھیں۔

شکل 3.123 الف میں نقطہ دار کلیر میں بند دور کا داخلی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر اس پر  $v_t$  بر قی دباؤ لاگو کی جاتی ہے۔ بر قی رو  $i_t$  ناپ کر داخلی مزاحمت  $\frac{v_t}{i_t}$  سے حاصل کی جاتی ہے۔ اس دور میں ہم جانتے ہیں کہ  $i_t$  ناپی جائے گی جس سے داخلی مزاحمت کی قیمت  $R$  حاصل ہوتی ہے۔

emitter follower<sup>54</sup>



شكل 3.123: داخلی مزاحمت بڑھانے کا طریقہ

آئیں یہی طریقہ شکل ب کے دور پر استعمال کرتے ہوئے اس کا داخلی مزاجت حاصل کریں۔  $v_t$  لاگو کرنے سے برقبہ رونالپا 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

$$\frac{v_t}{j_t} = \frac{R}{0.1} = 10R$$

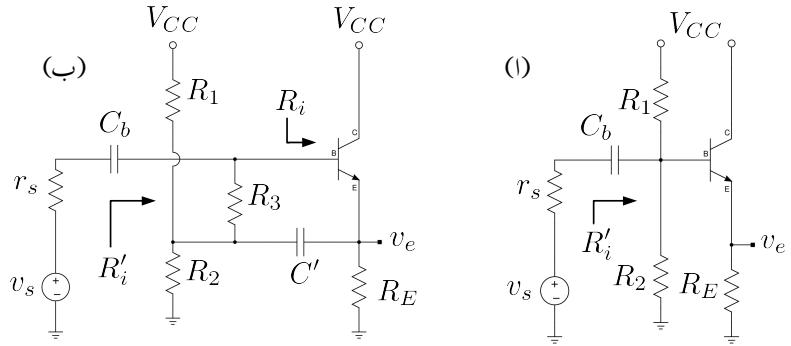
حاصل ہوتا ہے۔ آپ نے دیکھا کہ نقطے دار لکیر میں بند دور میں پائے جانے والے برقی دباد  $v_e$  کی وجہ سے داخلی مزاحمت دس گناہ بڑھ گئی ہے۔ اگر  $v_t = 0.99v_e$  ہوتا تھا داخلی مزاحمت سو گناہ بڑھ جاتی۔

ہم جانتے ہیں کہ کلکٹر مشترک ایک پلیفارم کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہے یوں اس کے ایکٹر پر  $v_e$  تقریباً اس کے بیس پر  $v_b$  کے برابر ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے کلکٹر مشترک ایک پلیفارم کی داخلی مزاحمت بڑھائی جاسکتی ہے۔ آئین مندرجہ ذیل مثال میں ایسا ہوتے دیکھیں۔

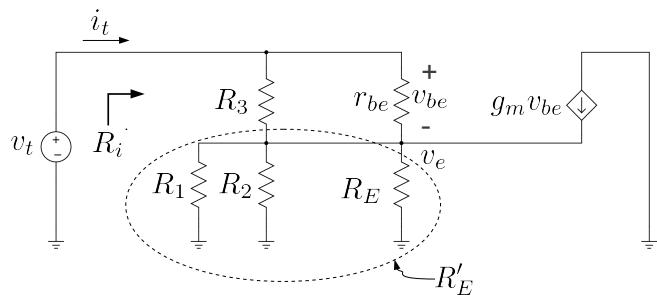
**مثال 3.55:** شکل 3.124 میں مکثر مشترک ایکلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں کچھ تبدیلی کرتے ہوئے شکل ب حاصل کی گئی ہے۔ ثابت کریں کہ شکل 3.124 ب میں دکھائے گئے دور سے داخلی مزاحمت  $R_i$  بڑھ جاتی ہے۔ دونوں اشکال میں

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega, \quad r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$



شکل 3.124: ایکلٹر مشرک کا داخلی مزاجت بڑھایا گیا ہے



شکل 3.125: مساوی دور

ہیں۔

حل: شکل 3.125 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ جوڑ  $v_e$  پر کرخوف کے قانون برائے برتنی رو سے

$$(3.244) \quad \frac{v_e - v_t}{R_3} + \frac{v_e - v_t}{r_{be}} + \frac{v_e}{R_1} + \frac{v_e}{R_2} + \frac{v_e}{R_E} = g_m (v_t - v_e)$$

لکھا جاسکتا ہے۔ شکل میں 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 جاسکتا ہے۔

$$\begin{aligned} v_e &= \left( \frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{\beta}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta}{r_{be}}} \right) v_t \\ &= \left( \frac{\frac{1}{R_3} + \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right) v_t \end{aligned}$$

شکل سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$\begin{aligned} i_t &= \frac{v_t - v_e}{R_3} + \frac{v_t - v_e}{r_{be}} \\ &= (v_t - v_e) \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔  $v_e$  کی قیمت پر کرنے سے

$$\begin{aligned} i_t &= \left[ v_t - \left( \frac{\frac{1}{R_3} + \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right) v_t \right] \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) \\ &= \left[ \frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}} - \frac{1}{R_3} - \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right] \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) v_t \\ &= \left[ \frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}}}{R'_E \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}} \right)} \right] v_t \end{aligned}$$

یعنی

$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{\frac{R'_E}{R_3} + 1 + \frac{(\beta+1)R'_E}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}}}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(3.245) \quad R'_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta+1)R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $R_3 \gg r_{be}$  لہذا  $R'_i$  کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.246) \quad R'_i \approx \frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta+1)R'_E$$

اس کے برعکس ٹکل 3.124 الف سے داخلی مزاحمت کی قیمت

$$R_1 \parallel R_2 \parallel \left[ r_{be} + (\beta+1)R_E \right]$$

حاصل ہوتی ہے جو ہر صورت میں ہے۔

دی گئی تینیں پر کرنے سے ٹکل 3.124 الف کے لئے

$$R_1 \parallel R_2 \parallel \left[ r_{be} + (\beta+1)R_E \right] = 900 \Omega$$

جبکہ دی گئی قیتوں سے  $R'_E = 476 \Omega$  حاصل کرتے ہوئے شکل ب میں

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta + 1) R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3} + 1} \\ &= \frac{\frac{1000 \times 476}{10000} + 1000 + (99 + 1) 476}{\frac{1000}{10000} + 1} \\ &= \frac{47.6 + 1000 + 47600}{0.1 + 1} \\ &= 44.2 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

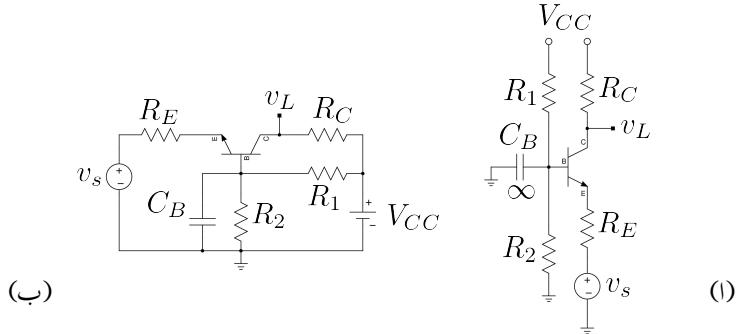
حاصل ہوتا ہے جو کہ سادہ لگٹر مشترک ایمپلیفائر کی  $900 \Omega$  کے داخلی مزاحمت سے بہت زیادہ ہے۔ اس جواب سے یہ حقیقت بھی سامنے آتی ہے کہ  $\frac{r_{be}R'_E}{R_3}$  کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے لہذا مساوات 3.246 کو

$$(3.247) \quad R'_i \approx r_{be} + (\beta + 1) R'_E$$

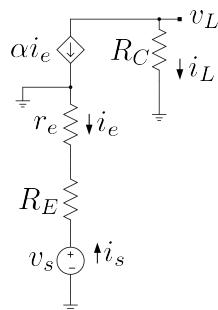
لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کو یاد رکھنا نہایت آسان ہے۔ شکل 3.124 ب کو دیکھتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ  $R'_i$  دراصل دو متوازی جڑے مراحتوں کا مجموعہ ہے۔ اس کا ایک حصہ  $R_3$  اور اس کے ساتھ مسلک اجزاء جبکہ اس کا دوسرا حصہ ٹرانزسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت  $R_i$  چونکہ  $R_3$  کے دونوں سروں پر تقریباً برابر بر قی 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 لیٹر 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 3.126 الف میں بیس مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ اسے عموماً شکل ب کے طرز پر بنایا جاتا ہے جہاں داخلی جانب کو باسیں ہاتھ اور خارجی جانب کو دائیں ہاتھ پر رکھا گیا ہے۔  $A_i = \frac{i_L}{i_s}$  اور  $A_v = \frac{v_L}{v_s}$  حاصل کریں۔

حل: شکل 3.127 میں ٹرانزسٹر کا لٹر-ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 336 پر شکل 3.77 میں لٹر-ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ بیس مشترک ایمپلیفائر کو لٹر-ریاضی نمونہ سے حل کرنے زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس شکل میں



شکل 3.126: بیس مشرک ایمپلینگر



شکل 3.127: بیس مشرک ایمپلینگر باریک اشاراتی مساوی دور

$$i_s = \frac{v_s}{R_E + r_e}$$

ہے۔ یوں

$$i_e = -i_s = -\frac{v_s}{R_E + r_e}$$

اور

$$i_c = \alpha i_e = -\frac{\alpha v_s}{R_E + r_e}$$

ہوں گے جس سے

$$v_L = -i_c R_C = \frac{\alpha R_C v_s}{R_E + r_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{\alpha R_C}{R_E + r_e}$$

ہو گا۔

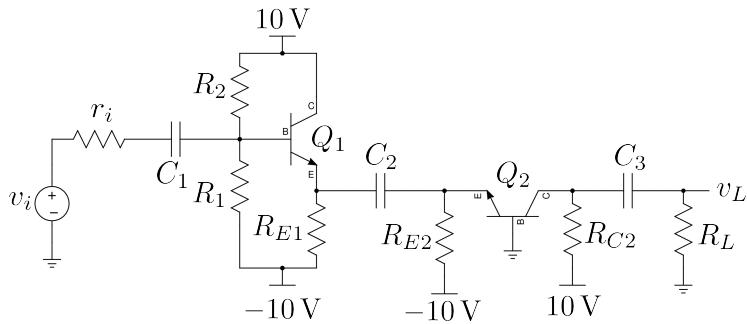
چونکہ

$$i_L = -i_c = -\alpha i_e = \alpha i_s$$

ہے لہذا

$$A_i = \frac{i_L}{i_s} = \alpha$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ میں مشترک ایمپلیفایر بر قی دباؤ کی افزائش کر پاتا ہے جبکہ اس کی بر قی روکی افزائش  $\alpha$  کے برابر ہے۔



شکل 3.128: ایمپر مشترک اور بین مشترک کا زنجیری ایکسپلیفائر

مثال 3.57: شکل 3.128 میں ایمپر مشترک اور بین مشترک کا زنجیری ایکسپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں

$$\begin{aligned} R_1 &= 20 \text{ k}\Omega, & R_2 &= 160 \text{ k}\Omega, & R_{E1} &= 1 \text{ k}\Omega \\ R_{E2} &= 9.3 \text{ k}\Omega, & R_{C2} &= 5 \text{ k}\Omega, & R_L &= 5 \text{ k}\Omega \\ r_i &= 1 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

ہیں جبکہ ٹرانزسٹر کا  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  ہے۔  $\beta = 99$

حل: پہلے یک سمت متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔ یوں دونوں ایکسپلیفائر کو مکمل طور پر عینہ سمجھ کر حل کیا جائے گا۔ پہلے  $Q_1$  پر بین ایمپر مشترک کو حل کرتے ہیں۔

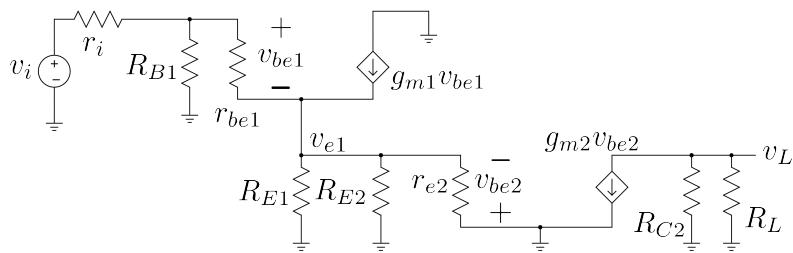
$$\begin{aligned} V_{BB1} &= \left( \frac{10 + 10}{20000 + 160000} \right) \times 20000 - 10 = -7.777 \text{ V} \\ R_{B1} &= \frac{20000 \times 160000}{20000 + 160000} = 17.778 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

اور یوں

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{-7.777 - 0.7 + 10}{\frac{17778}{99+1} + 1000} = 1.29 \text{ mA}$$

$$g_{m1} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.29 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 51.6 \text{ mS}$$

$$r_{be1} = \frac{\beta + 1}{g_m} = \frac{99 + 1}{0.0516} = 1938 \Omega$$



شکل 3.129: ایمپلیفیاٹر کا مساوی بردیک اشاراتی دور

حاصل ہوتے ہیں۔ اب  $Q_2$  پر منی ہیں 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

$$g_{m2} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS}$$

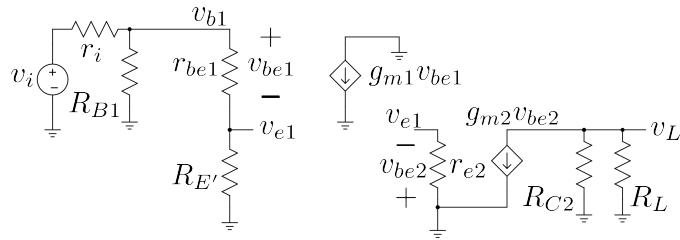
$$r_{e2} \approx \frac{1}{g_{m2}} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ایمپلیفیاٹر کے لئے پائے ریاضی نمونہ جبکہ ہیں مشترک کے لئے نہ ریاضی نمونہ کو پائے ریاضی نمونہ کے طرز پر بناتے ہوئے زنجیری ایمپلیفیاٹر کا بردیک اشاراتی مساوی دور شکل 3.129 میں دکھایا گیا ہے اور  $R_{E1}, R_{E2}$  متوالی جڑے ہیں جن کا مساوی مزاجت  $24 \Omega$  بتا ہے۔ اس کو  $(\beta + 1)$  سے ضرب دیتے ہوئے ایمپلیفیاٹر مشترک کے پائے ریاضی نمونہ میں داخلی اور خارجی دائرہ کو علیحدہ کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل 3.130 حاصل ہوتا ہے جہاں  $R'_E = 2.4 \text{ k}\Omega$  کہا گیا ہے۔ یعنی  $R'_E = (\beta + 1) \times 24$

یوں

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{be2}} \times \frac{v_{be2}}{v_{e2}} \times \frac{v_{e2}}{v_{b1}} \times \frac{v_{b1}}{v_i}$$



3.130 جنگل

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۔ یہ

$$A_v = (-100)(-1) \times 0.553 \times 0.777 = 43 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

### 3.20 خطی لحاظ سے ایکلیفائر کی درجہ بندی

اب تک تمام ایکلیفائر میں ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی کو یوں رکھا گیا کہ ٹرانزسٹر تمام اوقات خطی نقطے میں رہے۔ ایسا ایکلیفائر جو 360 زاویے کے اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے درجہ الف<sup>55</sup> کا ایکلیفائر کہلاتا ہے۔ داخلی اشارے کے عدم موجودگی میں بھی ایسے ایکلیفائر میں  $I_{CQ}$  بر قی رو گزرتی ہے جس سے ٹرانزسٹر میں طاقت کا ضیاع پایا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیٹری سے چلنے والے آلات کے لئے ایسا قطعاً قابل قبول نہیں۔<sup>56</sup>

ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی کو چاول کردہ  $V_{CEQ}$  سے قدر نیچے رکھنے سے  $0 \approx I_{CQ}$  رکھا جاسکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کی صورت میں، ثابت اشارے کی عدم موجودگی میں ٹرانزسٹر چالو ہو جاتا ہے اور ایکلیفائر کام کرنا شروع کر دیتا ہے جبکہ منفی اشارے کی صورت میں ٹرانزسٹر منقطع رہتا ہے اور یوں ایسا ایکلیفائر منفی اشارہ بڑھانے کی صلاحیت نہیں رکھتا۔ ٹرانزسٹر کی صورت میں ایسا ایکلیفائر صرف منفی اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ ایسا ایکلیفائر جو 180 زاویے پر اشارہ بڑھا سکے درجہ بے<sup>57</sup> ایکلیفائر کہلاتا ہے۔

شکل 3.131 الف میں دو عدد درج ب ایکلیفائر جوڑتے ہوئے ایک ایسا ایکلیفائر 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 ضیاع 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 چالونہ ہو پائیں گے۔ شکل ب میں اس مسئلے کو حل کرنا دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں ڈائیود سیدھے مائل ہیں اور یوں ان پر تقریباً 0.7V پایا جائے گا۔ یوں معمولی ثبت حیطے پر ہی  $Q_1$  چالو ہو جائے گا اور اسی طرح معمولی منفی حیطے پر  $Q_2$  چالو ہو جائے گا۔

درجہ ب ایکلیفائر کے خارجی اشارے کی شکل بگوئی ہوتی ہے۔ اس کی شکل درست کرنے کی خاطر درج الف اور درج ب کی درمیانی صورت اختیار کی جاتی ہے جہاں ایکلیفائر 180 سے قدر زیادہ زاویے تک کام کرے۔ ایسے ایکلیفائر کو درجہ الف۔<sup>58</sup> ایکلیفائر کہا جاتا ہے۔

درجہ پے<sup>59</sup> ایکلیفائر سے مراد ایسا ایکلیفائر ہے جو 180 سے کم زاویے پر کام کرتا ہو۔ ایسے ایکلیفائر انتہائی بلند تعداد<sup>60</sup> پر استعمال کئے جاتے ہیں جہاں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب LC کی مدد سے درکار خارجی اشارہ پیدا کیا جاتا ہے۔

class A<sup>55</sup>

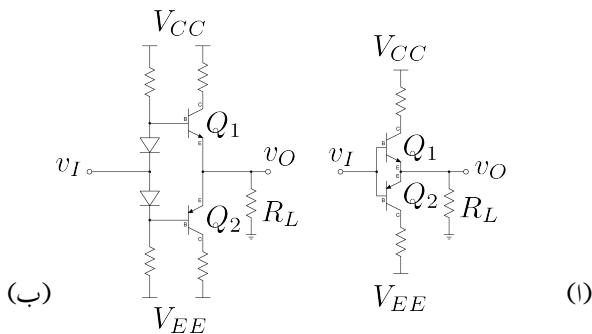
<sup>56</sup> پ کبھی نہیں چاہیں گے کہ آپ کے موبائل کی بیٹری بغیر استعمال کے ختم ہو جائے۔

class B<sup>57</sup>

class AB<sup>58</sup>

class C<sup>59</sup>

RF<sup>60</sup>



شکل 3.131: درجہ ایمپلیفیاٹر

درجہ چھتے<sup>61</sup> ایمپلیفیاٹر سے مراد ایسا ایمپلیفیاٹر ہے جس میں ٹرانزسٹر بطور سوچ کام کرتا ہو۔ ٹرانزسٹر یا مکمل چالو اور یا پھر مکمل منقطع رہتا ہے۔

### 3.21 ٹرانزسٹر سے ڈائیوڈ کا حصول

مغلوط ادوار میں حقیقت میں ڈائیوڈ از خود نہیں بنایا جاتا بلکہ اس کی جگہ ٹرانزسٹر بنایا جاتا ہے اور اس ٹرانزسٹر کے بیس کو کلکٹر کے ساتھ جوڑ کر بطور ڈائیوڈ استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل 3.132 میں npn استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ ساتھ ہی ڈائیوڈ کھا کر ٹرانزسٹر سے حاصل ڈائیوڈ کی سمت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر کے بیس اور کلکٹر آپس میں جڑے ہیں لہذا  $v_{CE} = v_{BE}$  ہو گا اور یہ بالکل ایک ڈائیوڈ کی طرح ہی کردار ادا کرے گا۔ آئیں اس ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کے کلکٹر اور ایمیٹر کے مابین  $v_t$  بر قی دباد 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

$$i_t = \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_{be}$$

$$v_{be} = v_t$$



شکل 3.132: ٹرانزسٹر سے ڈائیوڈ کا حصول

جن سے

$$\begin{aligned} i_t &= \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_t \\ &= \left( \frac{1 + g_m r_{be}}{r_{be}} \right) v_t \\ &= \left( \frac{1 + \beta}{r_{be}} \right) v_t \end{aligned}$$

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  $r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$  کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات سے ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $r_e$  حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.132 الف میں ٹرانزسٹر کے سامنے گلکٹر اور اینٹر کے مابین کو  $r_e$  مزاحمت اسی کو ظاہر کر رہی ہے۔

مثال 3.58: ایک ٹرانزسٹر کے گلکٹر اور میں کو آپس میں جوڑ کر ٹرانزسٹر کو بطور ڈائیوڈ استعمال کیا جا رہا ہے۔ اس ٹرانزسٹر میں  $1 \text{ mA}$  کا یک سست برقی روپیا جاتا ہے۔ اس ڈائیوڈ کی باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔

حل پر  $1 \text{ mA}$ :

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.04 \text{ S} \\ r_e &\approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہے لہذا اس ڈائیوڈ کا ہریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $\Omega = 25$  ہے۔

### 3.22 منبع برقی دباؤ

صفحہ 193 پر مثل 2.20 میں آپ نے دیکھا کہ زیز ڈائیوڈ میں برقی رو کے تبدیلی کی وجہ سے منبع کے برقی دباؤ میں تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ اس حصے میں زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کرتے ہوئے بہتر منبع بنائی جائے گی۔

شکل 3.133 الف مشترکہ انکٹر ایکلینفائر ہے جس کے داخلی جانب بیٹری سے  $V_B$  برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے۔ یوں خارجی جانب  $v_L = V_B - V_{BE}$  ہو گا۔ برقی بوجھ  $R_L$  میں برقی رو  $i_L$  کی قیمت  $\frac{v_L}{R_L}$  ہو گی اور بیٹری سے  $\frac{i_L}{\beta+1}$  برقی رو حاصل کی جائے گی۔

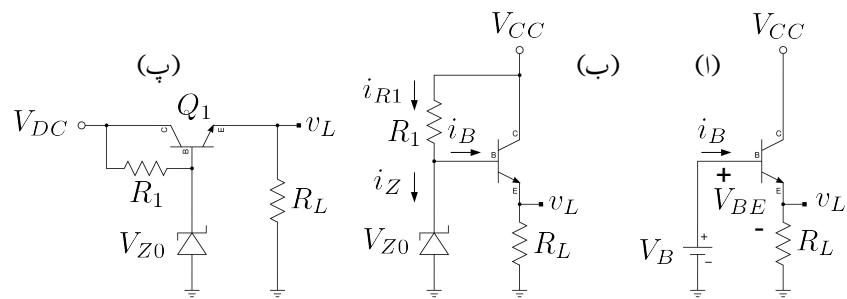
شکل ب میں بیٹری کی جگہ مزاحمت  $R_1$  اور زیز ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ زیز ڈائیوڈ کو غیر تابع صورت میں تصور کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بیس پر  $V_{Z0} = V_{Z0} - V_{BE}$  برقی دباؤ پایا جائے گا اور یوں  $v_L = V_{Z0} - V_{BE}$  ہو گا۔  $R_L \rightarrow \infty$  کی صورت میں  $i_L = 0A$  اور یوں  $i_B = \frac{i_L}{\beta+1} = 0A$  ہو گا۔ اسی طرح

$$(3.249) \quad i_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1}$$

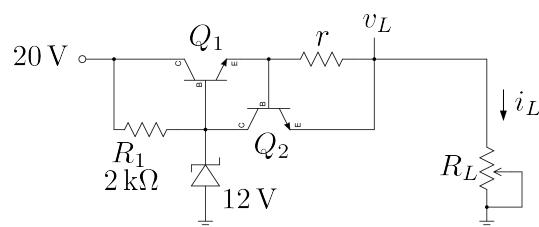
ہو گا۔  $i_B = 0A$  کی صورت میں کرخوف کے قانون برائے برقی رو  $i_Z = i_{R1} \leftarrow i_{R1} = i_B + i_Z$  حاصل ہوتا ہے۔ اب تصور کریں کہ  $R_L$  کی قیمت محدود اور  $0 < R_L < \infty$  سے زیادہ یعنی  $i_B = \frac{i_L}{\beta+1}$  اور  $i_L = \frac{v_L}{R_L}$  ہوں گے۔ اب بھی  $i_{R1}$  مندرجہ بالا مساوات سے ہی حاصل ہو گی۔ البتہ 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 ڈائیوڈ کے برقی دباؤ پر ہے۔ یوں اس دور کو بطور منبع برقی دباؤ<sup>62</sup> استعمال کیا جا سکتا ہے۔ اس دور کو بطور منبع برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے شکل پ کے طرز پر بنایا جاتا ہے۔



شکل 3.133: مشترک کمپلیٹور مفہوم بر قی دیا گا



شکل 3.134: ترانزستر سے حاصل مفہوم بر قی دیا گا

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $i_L$  میں  $\Delta i_L$  تبدیلی سے  $i_B$  میں صرف  $\frac{\Delta i_L}{\beta+1}$  تبدیلی رونما ہو گی۔  $\beta = 99$  کی صورت میں  $i_L$  کے تبدیلی کو سو گناہم کر دیا گیا ہے۔ یوں زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں بھی سو گناہم تبدیلی پیدا ہو گی جس سے زیز ڈائیوڈ پر پائے جانے والے برقی دباؤ میں تبدیلی بھی سو گناہم ہو گی۔

شکل 3.133 پ میں اگر  $R_L$  کی مزاحمت نہایت کم کر دی جائے یا منع کے خارجی جانب کو برقی زمین کے ساتھ قصر دور کر دیا جائے تو ایسی صورت میں ٹرانزسٹر کے جلنے کا امکان ہو گا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر منع کے خارجی برقی دباؤ مہیا کرتی ہے۔ اس حد سے کم برقی رو کی صورت میں منع بالکل عام حالت کی طرح کام کرتے ہوئے مقرر برقی دباؤ مہیا کرتی ہے البتہ جیسے ہی برقی رو اس حد سے تجاوز کرنے کی کوشش کرے، منع خارجی برقی دباؤ کو گھٹا کر برقی رو کو مقررہ حد کے اندر رکھتی ہے۔ شکل 3.134 میں ٹرانزسٹر  $Q_2$  اور مزاحمت  $r$  اسی مقصد کی خاطر منع 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  $0.5\text{V}$  سے کم رہے اس وقت تک  $Q_2$  مقطوع رہے گا اور اس کا کسی قسم کا کوئی کردار نہیں ہو گا۔ البتہ اگر  $i_L$  بڑھتے ہوئے اتنی ہو جائے کہ  $V_{BE} \geq 0.5\text{V}$  ہو، تب  $Q_2$  چالو ہو کر  $i_S$  میں اضافہ پیدا کرتے ہوئے خارجی برقی دباؤ  $v_L$  گھٹائے گا۔

$r$  کی صورت میں  $i_L$  کی حد  $i_B = 200\text{mA}$  کے لئے  $\frac{0.5}{2.5} = 200\text{mA}$  ہو گی۔ اتنی برقی رو پر بھی  $Q_1$  کا صرف  $2\text{mA}$  ہے۔ چالو  $Q_2$  جیسے ہی  $4\text{mA}$  سے زیادہ برقی رو گزارے گا اسی وقت زیز ڈائیوڈ غیر قابو حالت سے نکل آئے گا اور اس پر برقی دباؤ  $12\text{V}$  سے گھٹ جائیں گے۔ بُری ترین صورت اس وقت پیش آئے گی جب  $v_L = 0\text{V}$  ہو۔ ایسا خارجی جانب قصر دور ہونے سے ہو سکتا ہے۔ اس وقت  $V_{CE,\text{غير افراہندہ}} = V_{CE,Q_2}$  کو مد نظر رکھتے ہوئے

$$\frac{20 - 0.2}{2000} = 9.9\text{mA}$$

سیدھا خارجی جانب پہنچائے گا جبکہ  $Q_1$  میں سے  $200\text{mA}$  گزر رہا ہو گا لہذا  $i_L = 209.9\text{mA}$  تک پہنچ پائے گا۔ یاد رہے کہ  $Q_2$  کسی صورت بھی  $Q_1$  کو  $200\text{mA}$  سے کم برقی رو گزارنے پر مجبور نہیں کر سکتا چونکہ ایسا ہوتے ہی  $V_{BE} < 0.5\text{V}$  ہو جائے گا اور  $Q_2$  چالو نہیں رہ سکے گا۔

برقی رو کا حد مقرر کرنے کی خاطر استعمال کئے گئے مزاحمت  $r$  کی وجہ سے خارجی برقی دباؤ  $v_L$  پر اثر ہوتا ہے جس سے  $v_L = V_{Z0} - V_{BE} - i_L r$  لیکن جیسا آپ نے دیکھا اس مزاحمت کی قیمت نہایت کم ہوتی ہے

voltage source<sup>62</sup>

اور کم برقی روپ اس کے اثر کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ اس مزاحمت کے اثر کو منبع میں مزید پر زے نسب کر کے ختم کیا جاسکتا ہے۔

### 3.23 ٹرانزسٹر لوگاریتمی ایمپلیفیئر

شکل 3.135 میں ٹرانزسٹر لوگاریتمی ایمپلیفیئر<sup>63</sup> دکھایا گیا ہے۔  $v_k = v_n = 0 \text{ V}$  ہونے کی بدلت

$$i_I = \frac{v_I}{R}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ کر خوف 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۔  $v_{BE} = -v_O$

$$\begin{aligned} \frac{v_I}{R} &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ &= I_S e^{-\frac{v_O}{V_T}} \end{aligned}$$

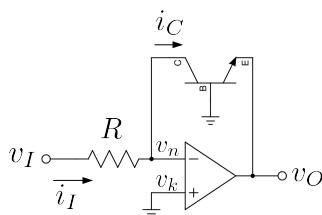
جس سے

$$(3.250) \quad v_O = -V_T \ln \frac{v_I}{I_S R}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت خارجی برقی دباؤ  $v_O$  داخلي برقی دباؤ کے قدرتی لوگاریتم<sup>64</sup> کے برابر ہے۔ یہاں رک کر شکل 2.24 کو کبھی ایک نظر دیکھیں۔

---

log amplifier<sup>63</sup>  
ln<sup>64</sup>



شکل 3.135: ٹرانزسٹر لوگار تھی ایک پلیناٹر

## 3.24 شاکی 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 نفوذ کیپیسٹر کافی زیادہ ہوتا ہے۔ یوں اگر ٹرانزسٹر کو افراستنده خطے میں لانا ہو تو پہلے ان کیپیسٹروں میں ذخیرہ برقہ بار<sup>65</sup> کی نکاسی کرنی ہو گی۔ زیادہ بڑے کیپیسٹر کی نکاسی زیادہ دیر میں ہوتی ہے لہذا ایسا ٹرانزسٹر زیادہ تیزی سے غیر-افراستنده حال سے افراستنده حال میں نہیں لایا جاسکتا۔ اگر کسی طرح ان کیپیسٹروں کی قیمت کم کر دی جائے تو ٹرانزسٹر زیادہ تیز رفتار پر کام کرنے کے قابل ہو جائے گا۔

شکل 3.136 الف میں اور مکمل کے درمیان شاکی ڈائوڈ نسب کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے شاکی ٹرانزسٹر<sup>66</sup> وجود میں آتا ہے جس کی علامت شکل ب میں دکھائی گئی ہے۔ شاکی ٹرانزسٹر کی کارکردگی شکل 3.137 میں دئے ایک پلیناٹر کی مدد سے دیکھتے ہیں۔ چالو ٹرانزسٹر کا  $V_{BE} = 0.7V$  ہوتا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر افراستنده حال میں ہو تو شاکی ڈائوڈ اثما مائل ہو گا اور اس کا کوئی کردار نہیں ہو گا البتہ اگر ٹرانزسٹر غیر افراستنده ہونے کی کوشش کرے تو کم ہو کر شاکی ڈائوڈ کو سیدھا مائل کر دے گا۔ یہی صورت حال شکل میں دکھائی گئی ہے۔ یہیں سے ایک  $V_{CE}$  اہم حقیقت واضح ہوتی ہے۔ چونکہ سیدھے مائل شاکی ڈائوڈ پر  $0.3V$  پائے جاتے ہیں لہذا ٹرانزسٹر کا  $V_{BC}$  بھی  $0.3V$  پر ہو گا۔ آپ جانتے ہیں کہ جوڑ کو چالو کرنے کی خاطر کم از کم  $0.5V$  درکار ہوتے ہیں لہذا  $BC$  2.66 کے تحت اس جوڑ کی نفوذ کیپیسٹر بھی قابل نظر انداز ہو گی۔ کیپیسٹر کے کم ہونے کی وجہ سے یہ ٹرانزسٹر زیادہ رفتار پر کام کر پائے گا۔

charge<sup>65</sup>  
Schottky transistor<sup>66</sup>

کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$V_{BE} = V_{CE} + V_D$$

کے برابر ہے۔ یوں شاکنگی ڈائیوڈ کے سیدھے برقی دباؤ کو  $0.3\text{ V}$  لیتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ  $V_{CE} = 0.4\text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ یہ اہم حقیقت ہے جس کے مطابق شاکنگی ٹرانزسٹر کا  $V_{CE}$  کسی صورت سے کم نہیں ہو سکتا اور یوں یہ کبھی بھی غیر افزائندہ حال میں نہیں پایا جائے گا۔

شکل میں یوں

$$I_{RB} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{9.7 - 0.7}{10000} = 0.9\text{ mA}$$

$$I_{RC} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{9.4 - 0.4}{1200} = 7.5\text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ مزید کر خوف کے قانون برائے برقی رو سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$I_C = I_D + I_{RC}$$

$$I_D = I_{RB} - I_B$$

ہیں۔ ان دو مساوات کے ساتھ  $I_B = \frac{I_C}{\beta}$  کو ملا کر

$$I_C = I_{RB} - I_B + I_{RC}$$

$$= I_{RB} - \frac{I_C}{\beta} + I_{RC}$$

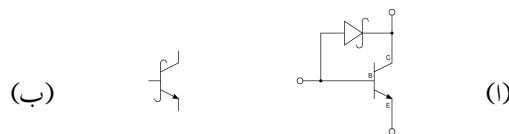
لیجنی

$$I_C = 8.316\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$I_D = I_C - I_{RC} = 0.816\text{ mA}$$

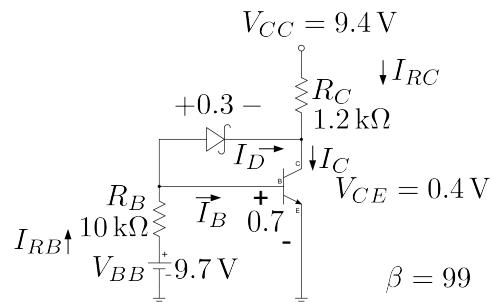
ہوں گے۔



شکل 3.136: شاگی ٹرانزسٹر کی بناؤ اور علامت

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{BE} - V_D \\ &= 0.7 - 0.3 \\ &= 0.4 \text{ V} \end{aligned}$$

شاگی ٹرانزسٹر کبھی  
بھی غیر افرا کنہ نہیں ہوتا



شکل 3.137: شاگی ایپلیگار

## 3.25 قوی ٹرانزسٹر

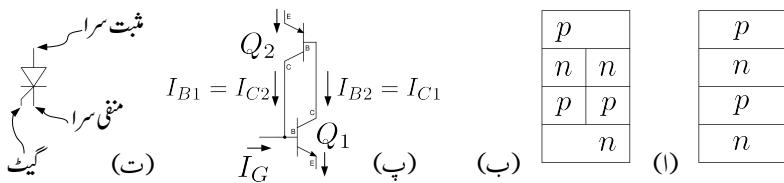
سیکان پتھری پر ٹرانزسٹر کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر بنائے جاتے ہیں۔ کئی ایمپیر اور کئی سو ولٹ تک کام کرنے والے ایسے قوی ٹرانزسٹر<sup>67</sup> زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ٹرانزسٹر متوازی جوڑ کر مزید زیادہ برقی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمت سے بدلتا رو برقی دباؤ بناتے اور<sup>68</sup> میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ قوی ٹرانزسٹر ایک مائگرو سینٹ کے لگ بھگ دورانیہ میں چالو سے منقطع یا منقطع سے چالو حالت میں لائے جاسکتے ہیں۔

برقی طاقت کا ضیاءع قوی ٹرانزسٹر کو گرم کرتے ہوئے اس کا درجہ حرارت بڑھاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کا درجہ حرارت بڑھنے سے اس کا  $V_{BE}$  گھٹتا ہے۔ یوں متوازی جڑے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ٹرانزسٹر زیادہ گرم ہو تو اس کا  $V_{BE}$  گھٹ جائے گا۔ متوازی جڑے ٹرانزسٹروں میں جس ٹرانزسٹر کا  $i_B$  کم سے کم ہو، اس کا  $i_C$  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 گلکٹر کو عموماً موصل نالی دار دھاتی چادر<sup>69</sup> کے ساتھ جوڑ کر ٹھنڈا رکھا جاتا ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کو قریب ایک ہی موصل نالی دار دھاتی چادر کے ساتھ جوڑ کر کوشش کی جاتی ہے کہ تمام ٹرانزسٹر ایک ہی درجہ حرارت پر رہیں تاکہ ان میں برقی رو کی تقسیم متاثر نہ ہو۔

## 3.26 قابو ریکٹیفایزر

شکل 3.138 الف میں p اور n کے چار تہہ کا پر زہ دکھایا گیا ہے جسے قابو ریکٹیفایزر<sup>70</sup> کہتے ہیں۔ شکل ب کے درمیان کلیر لگا کر اسی کو آپس میں جڑے npn اور pnp ٹرانزسٹر دکھایا گیا ہے جس سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔ قابو ریکٹیفایزر کے عموماً تین سرے باہر مہیا کئے جاتے ہیں جنہیں ہم شبھ سرا<sup>71</sup>، منفی سرا<sup>72</sup> اور گیٹ<sup>73</sup> کہیں گے۔ گیٹ عموماً npn کا ہوتا ہے۔ قابو ریکٹیفایزر کی علامت شکل ت میں دکھائی گئی ہے۔

power transistor <sup>67</sup>
inverter <sup>68</sup>
heat sink <sup>69</sup>
scr, thyristor <sup>70</sup>
anode <sup>71</sup>
cathode <sup>72</sup>
gate <sup>73</sup>



3.138: قابو ریکلینگ فار

قابو ریکلینگ فار کی کار کردگی با آسانی شکل پ کی مدد سے سمجھی جاسکتی ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر منقطع ہیں۔ بیرونی مداخلت کے بغیر دونوں منقطع ہی رہیں گے۔ اب تصور کریں کہ گیٹ پر باہر سے برقی رو  $I_G$  فراہم کی جاتی ہے۔ یوں  $Q_1$  چالو ہو کر  $I_{C2} = \beta_1 I_G$  خارج کرے گا جو کہ  $Q_2$  کے بیس کی برقی رو ہے اور یوں  $Q_2$  بھی چالو ہو کر  $\beta_2 I_{B2}$  خارج کرے گا جو  $Q_1$  کو برقرار چالو رکھے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر اب  $I_G$  کو صفر بھی کر دیا جائے تو قابو ریکلینگ فار چالو ہی رہے گا۔ حقیقت میں دیکھا گیا ہے کہ  $I_G$  منفی کرنے سے بھی قابو ریکلینگ فار منقطع نہیں ہوتا۔ قابو ریکلینگ فار 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 برقی رو چالو رکھنے کے حد<sup>74</sup> کہیں گے۔

چالو قابو ریکلینگ فار 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 قابو ریکلینگ فار منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے۔ اس حد کو ہم قابو ریکلینگ فار کی برقی رو منقطع کرنے کے حد<sup>75</sup> کہیں گے۔

چالو ہونے کے بعد قابو ریکلینگ فار بالکل ایک سادہ ڈائوڈ کی طرح کام کرتے ہوئے گزرتی برقی رو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دیتا ہے۔

قابو ریکلینگ فار بغیر  $I_G$  کے بھی کئی طریقوں سے چالو کیا جا سکتا ہے۔ اگر اس پر لاگو برقی دباؤ قابو برداشتہ حد سے تجاوز کر جائے تو یہ چالو ہو جاتا ہے۔ اسی طرح درجہ حرارت بڑھانے سے ٹرانزسٹر کی الٹی جانب رستا برقی رو بڑھتی ہے جس سے یہ چالو ہو سکتا ہے۔

جہاں قوی ٹرانزسٹر صرف چند ایمپسیٹر برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے وہاں قابو ریکلینگ فار کئی ہزار ایمپسیٹر قابو کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے اور یہ کئی سیکڑوں ولٹ کے برقی دباؤ کو برداشت کر سکتا ہے۔ اس وقت ٹرانزسٹر پر منی

latching current<sup>74</sup>  
holding current<sup>75</sup>

اور<sup>76</sup> تقریباً 100 kW تک دستیاب ہیں جبکہ قابو ریکھنیفار پر مبنی 10 MW طاقت کے انورٹر لوہے کی بھیوں میں عام استعمال ہوتے ہیں۔

---

inverter<sup>76</sup>

## اہم نکات

$$i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}$$

$$\begin{aligned} I_C &= \alpha I_E \\ I_E &= I_B + I_C \end{aligned}$$

$$i_c = \beta i_b$$

$$i_e = (\beta + 1) i_b$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CE, \text{sat}} = 0.2 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_Q = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$r_o = \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_Q = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

$$R_E = \frac{10R_B}{\beta + 1}$$

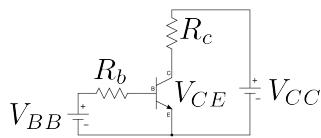
$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B \ll (\beta + 1) R_E$$

$$S_{V_{BE}} \approx -\frac{1}{R_E}$$

$$S_\beta = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[ \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right]$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{کمینتی} + R_{ذب}}$$

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\alpha \left( \frac{\text{مکثر پر کل مزاجت}}{\text{ایمپر پر کل مزاجت}} \right)$$



شکل 3.139: ٹرانزسٹر کا یک سمت دور

**سوالات**

مندرجہ ذیل سوالات میں  $I_C = I_E$  تصور کرتے ہوئے حل کریں۔

**سوال 3.1:** شکل 3.139 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۔

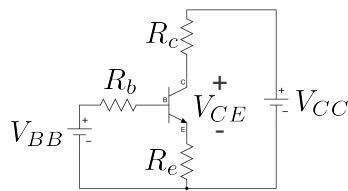
**جوابات:**  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  اور  $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 0.8166 \text{ mA}$

**سوال 3.4:** شکل 3.139 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:**  $V_{BB} = 2.9 \text{ V}$ ،  $I_B = 22 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 2.2 \text{ mA}$ ،  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$



3.140

سوال 3.4: سوال 3.4 میں  $V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر ہو گا۔

$$V_{BB} = 1.811 \text{ V}, I_B = 11.11 \mu\text{A}, I_C = 1.111 \text{ mA}$$

جواب: شکل 3.140 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۔

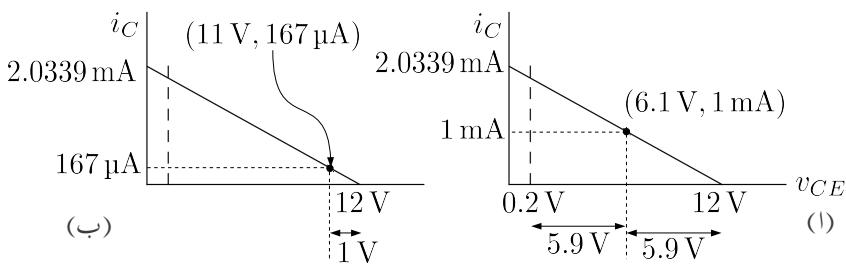
جوابات: ٹرانزسٹر غیر افراستنده ہے۔  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  اور  $I_B = 84.03 \mu\text{A}$ ,  $I_C = 2.681 \text{ mA}$

سوال 3.7: سوال 3.7 میں ٹرانزسٹر غیر افراستنده ہے۔ اس صورت میں ٹرانزسٹر کا  $\beta$  کیا ہے۔

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = 31.9$$

سوال 3.9: شکل 3.139 میں  $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ،  $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$  اور  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ،  $\beta = 37$  میں۔ رکھنے کی خاطر درکار  $R_B$  اور  $V_{BB}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B$  کو  $V_{BB}$  اور  $R_B$  کو  $I_B = 49.14 \mu\text{A}$ ,  $I_C = 1.8182 \text{ mA}$  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 انجینئر کا عموماً واسطہ پڑتا ہے۔ انجینئر کی صلاحیت بیان کام آتی



شکل 3.141

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  $V_{BB} = 6 \text{ V}$  پر سے  $R_B = 107.86 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 3.10: شکل 3.140 میں  $\beta = 37$  اور  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  اور  $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$  اور  $V_{CE} = 6 \text{ V}$  ہیں۔  $I_C = 1 \text{ mA}$  رکھنے کی خاطر بقیا اجزاء حاصل کریں۔

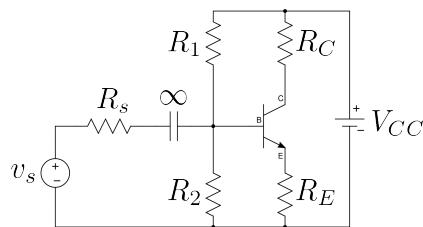
جوابات:  $V_{BB} = 3.67 \text{ V}$  اور  $R_B = 10.26 \text{ k}\Omega$ ،  $R_E = 2.7 \text{ k}\Omega$

سوال 3.11: شکل 3.140 میں  $\beta = 37$  اور  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  اور  $V_{CEQ} = 6.1 \text{ V}$  ہیں۔ خارجی اشارے کا جیٹے زیادہ سے زیادہ رکھنے کی خاطر خطِ بوجہ کچھیں اور اس سے  $V_{CEQ}$  حاصل کریں۔ بقیا تمام اجزاء بھی حاصل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے  $R_C = 10 R_E$  اور  $I_C = 1 \text{ mA}$  رکھیں۔

جوابات: خطِ بوجہ کو شکل 3.141 کے مطابق مار کر  $V_{CEQ} = 6.1 \text{ V}$  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 3.140 میں خارجی اشارے کا جیٹے  $\pm 1 \text{ V}$  متوقع ہے۔ دور کو نو ولٹ کے بیٹری سے  $V_{CC}$  مہیا کیا جاتا ہے۔ بیٹری کو زیادہ دیر کار آمد رکھنے کی خاطر اس سے حاصل یک سوت برقی روکم سے کم رکھا جاتا ہے۔ سوال 3.11 میں حاصل کئے گئے  $R_E$  اور  $I_{CQ}$  استعمال کرتے ہوئے خطِ بوجہ سے  $V_{CEQ}$  اور  $V_{BB}$  حاصل کر کے  $I_C$  میں کیا ہے۔

جوابات: خطِ بوجہ کو شکل 3.141 ب میں مار کر  $V_{CEQ} = 11 \text{ V}$  اور  $I_C = 167 \mu\text{A}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یہاں  $V_{BB} = 0.798 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.142

سوال 3.13: سوال 3.12 میں  $R_E$  کی قیمت  $V_{BB}$  سے بہت کم رکھی گئی جس کی وجہ سے کمیت 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 مجاہے  $I_C = 0.65\text{V}$  ہوتے تو  $I_C$  کیا ہو گی۔

جواب:  $I_C = 251\mu\text{A}$ ۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $V_{BE}$  میں ذرہ سی تبدیلی سے برتنی روپ پھاس فی صد بڑھ گئی ہے جبکہ ہم چاہتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے خصوصیات تبدیل ہونے سے برتنی رو میں کم سے کم تبدیلی رو نما ہو۔

سوال 3.14: شکل 3.140 میں  $V_{CE} = 5\text{V}$ ،  $V_{CC} = 21\text{V}$  اور  $I_C = 1\text{mA}$  اور  $R_E$  اور  $R_C$  کو برابر رکھتے ہوئے کمیت حاصل کریں جس سے  $\beta$  کی قیمت 49 تا 149 تبدیل ہونے کے باوجود  $I_C$  میں کل دس فی صد سے زیادہ تبدیلی رو نما ہو۔  $V_{BB}$  بھی حاصل کریں۔

جوابات:  $R_E = R_C = 8\text{k}\Omega$  ہیں۔  $1\text{mA}$  درکار ہے لہذا  $\beta = 49$  پر برتنی رو 5% کم یعنی  $0.95\text{mA}$  جبکہ  $5\%$  زیادہ یعنی  $1.05\text{mA}$  تصور کرتے ہوئے  $R_B = V_{BB} = 9.566\text{k}\Omega$ ،  $66.66\text{k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 3.15: سوال 3.14 کے نتائج حاصل کرنے کی خاطر شکل 3.142 میں  $R_1$  اور  $R_2$  حاصل کریں۔

$$R_2 = 328\text{k}\Omega \quad , \quad R_1 = 83\text{k}\Omega$$

سوال 3.16: شکل 3.142 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  $\beta$  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  $\beta$  کی قیمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } \beta = 68 , 3.57 \text{ V} , 10.7 \text{ mA}$$

سوال 3.16: سوال 3.16 کے تمام مزاحمت اور ٹرانزسٹر کے بیس۔ ٹلکٹر جوڑ پر برقراری طاقت کا ضمایع حاصل کریں۔

جوابات:  $I_C = I_E = 10.7 \text{ mA}$  حاصل ہوتے ہوئے  $P_{RE} = 57 \text{ mW}$  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  $P_{R1} = 4.5 \text{ mW}$  0.78 mW

سوال 3.17: شکل 3.142 میں  $R_E$  کے متوازی لا محدود قیمت کا کپیسٹر نسب کیا جاتا ہے۔  $R_C = 750 \Omega$ ،  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ،  $\beta = 37$ ،  $R_E = 750 \Omega$  جبکہ  $i_c = 6 \text{ mA}$  حاصل کریں۔

•  $i_c = 6 \text{ mA}$  کی خاطر  $R_1$  اور  $R_2$  حاصل کریں۔

• یک سمت اور بدلتا رو خط بوجھ کچھیں اور ان پر تمام اہم نقطیں ظاہر کریں۔

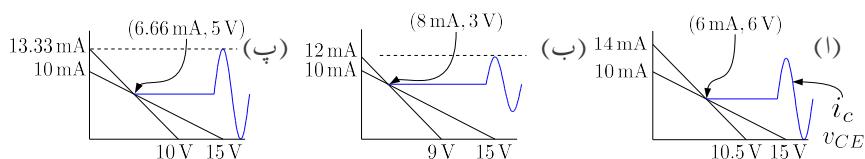
•  $V_{CEQ}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے، حاصل قیتوں کے استعمال سے خارجی اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیطہ کیا ہو گا۔

جوابات:

$$R_2 = 4572 \Omega , R_1 = 7566 \Omega , V_{BB} = 5.65 \text{ V}$$

• شکل 3.143 الف میں یک سمتا اور بدلتا رو، خط بوجھ دکھائے گئے ہیں۔ بدلتا رو، خط بوجھ کی ڈھلوان  $\frac{1}{750}$  ہے اور یہ یک سمتا رو، خط بوجھ کو نقطہ کار کردگی پر ٹکراتا ہے۔

• شکل سے  $i_c$  کا جیطہ 6 mA تک ممکن ہے۔  $i_c$  کی منفی چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔



شکل 3.143

سوال 3.19: سوال 3.18 میں  $I_{CQ} = 9 \text{ mA}$  کا زیادہ سے زیادہ جیطہ کیا ممکن ہے۔

حل: شکل 3.143 ب میں یک سمت اور بدلتار و خطوط دکھائے گئے ہیں جہاں سے  $i_c$  کا زیادہ سے زیادہ جیطہ 4 mA تک ممکن ہے۔  $i_c$  کی ثابت چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔

سوال 3.20: سوال 3.18 میں نقطہ کار کر دی کس مقام پر رکھنے سے  $i_c$  کا جیطہ زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ اس جیطے کی قیمت حاصل کریں۔

حل: (پ)  $I_{CQ} = 6.66 \text{ mA}, 5 \text{ V}$  درکار نقطہ کار کر دی ہے۔ جیسے شکل 3.143 پ میں دکھایا گیا ہے  $i_c$  کا زیادہ سے زیادہ جیطہ 6.66 mA ہو گا۔  $i_c$  کا جیطہ مزید بڑھانے سے دونوں جانب تراشنا جائے گا۔

## باب 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 ایکلیفائر یا برقی سوچ استعمال کیا جاسکتا ہے۔ میدانی ٹرانزسٹر کے دو سروں کے مابین برقی میدانی کہ شدتے<sup>1</sup> اس میں برقی رو کے گزر کو قابو کرتا ہے۔ اسی سے اس کا نام میدانی ٹرانزسٹر لکلا ہے۔ میدانی ٹرانزسٹر n یا p قسم کا بنانا ممکن ہوتا ہے۔ n قسم فیٹ میں برقی رو کا گزر بذریعہ منفی برقی بار<sup>2</sup> 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 سلیکان کی پتڑی پر زیادہ لگنے ادوار بنانا ممکن ہوتا ہے۔ مخلوط عددی ادوار صرف ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے تخلیق دینا ممکن ہے یعنی ایسے ادوار مزاحمت یا ڈائیوڈ کے استعمال کے بغیر بنائے جاسکتے ہیں۔ انہیں وجوہات کی بنا پر جدید عدالت مخلوط ادوار<sup>3</sup> مثلاً مائیکروپوسیم<sup>4</sup> اور حافظہ<sup>5</sup> ماسفیٹ سے ہی تخلیق دئے جاتے ہیں۔ اس باب میں ماسفیٹ MOSFET پر بالخصوص اور جوڑدار فیٹ JFET پر بالعموم غور کیا جائے گا۔

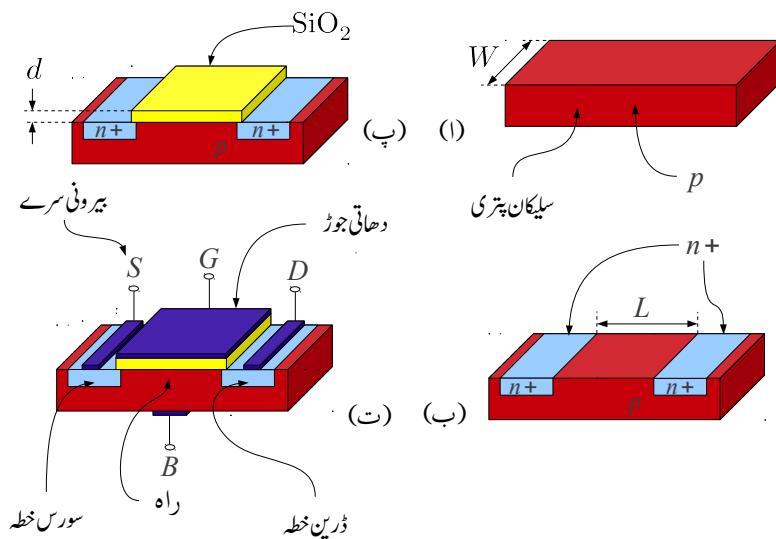
electric field intensity<sup>1</sup>

charge<sup>2</sup>

digital integrated circuits<sup>3</sup>

microprocessor<sup>4</sup>

memory<sup>5</sup>

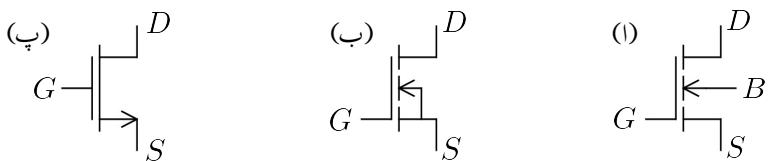


شکل 4.1: n ماسفیٹ کی ساخت

### 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 جامات سے کوئی تعلق نہیں۔ اگرچہ شکل میں سیلیکان کی پتھری کی موٹائی کو کم دکھایا گیا ہے میں یہ ماسفیٹ کے جامات سے اتنی موٹی ہوتی ہے کہ اس کے موٹائی کو ماسفیٹ کی جامات کے لامپ سے لاحدہ تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 4.1 اف میں ثابت یعنی p قسم کے سیلیکان<sup>6</sup> کی پتھری جس کی چوڑائی  $W$  ہے سے شروع کیا گیا ہے۔ سیلیکان پتھری کی موٹائی ماسفیٹ کے وجود سے بہت زیادہ ہوتی ہے لہذا سیلیکان پتھری کی موٹائی کو لاحدہ تصور کیا جاتا ہے۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس پتھری میں دو جگہ دو چوڑے<sup>7</sup> کے پانچویں گروہ، یعنی n قسم کے ایٹموں کے نفوذ سے ملاوٹ کر کے  $n+$  خطے بنائے گئے ہیں۔ ان خطوں میں n ایٹموں کی عددی کثافت عام حالات سے کئی زیادہ رکھی جاتی ہے۔ اسی لئے انہیں n کے بجائے  $n+$  خطے کہا گیا ہے۔ ان دو  $n+$  خطوں کے مابین فاصلہ  $L$  ہے۔ شکل پ میں p قسم کی سیلیکان کی پتھری کے

silicon<sup>6</sup>  
periodic table<sup>7</sup>



شکل 4.2: n بڑھاتا ماسفیٹ کی مختلف علا میں

اوپر، دو  $n+$  خطوں کے مابین  $\text{SiO}_2$  اگایا جاتا ہے۔  $\text{SiO}_2$  انتہائی بہتر غیر موصل ہے۔ اگاۓ گئے  $\text{SiO}_2$  کی مونٹائی  $d$  ہے۔ شکل ت میں  $n+$  خطوں کے علاوہ  $\text{SiO}_2$  کے اوپر اور سلیکان پتھر کے نچلے سطح پر برتنی جوڑ بنائی کی غرض سے دھات جوڑا گیا ہے۔ ان چاروں دھاتی سطحوں کے ساتھ برتنی تار جوڑ کر انہیں بطور ماسفیٹ کے بیرونی سروں کے استعمال کیا جاتا ہے۔ ان بیرونی برتنی سروں کو سورس، گیٹ<sup>8</sup>، ڈریفٹ اور بدھ<sup>9</sup> کہا جائے گا اور انہیں G، S، D اور B سے پہچانا جاتا ہے۔ شکل 4.2 میں ماسفیٹ کی مختلف علا میں دکھائی گئی ہیں۔ عموماً بدھ<sup>10</sup> کو سورس کے ساتھ جوڑ کر باہر ان دونوں کے لئے ایک ہی سرا نکالا جاتا ہے جسے سورس تصور کیا جاتا ہے۔ ایسی صورت میں ماسفیٹ کے تین سرے پائے جائیں گے۔ شکل پ میں اسی کی علامت دکھائی گئی ہے جہاں تیر کا نشان ماسفیٹ میں سے گزرتے برتنی رو کی صحیح سمت دکھاتا ہے۔ اس کتاب میں عموماً ماسفیٹ کو تین سروں کا ہی تصور کیا گیا ہے۔

بدھ<sup>11</sup> اور ڈرین  $pn$  ڈائیوڈ بناتے ہیں۔ اسی طرح بدھ اور سورس بھی  $pn$  ڈائیوڈ بناتے ہیں۔ بدھ اور سورس کو ایک ساتھ جوڑنے سے بدھ اور سورس کے درمیان ڈائیوڈ قصر دور ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ بدھ اور ڈرین کے درمیان ڈائیوڈ سورس اور ڈرین کے درمیان بڑھ 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 برتنی دباؤ کو شدت<sup>11</sup> کے ذریعہ سلیکان کی پتھری میں، گیٹ کے نیچے، سورس اور ڈرین خطوں کے مابین برتنی رو کے لئے راہ<sup>12</sup> پیدا کی جاتی ہے۔ اس راہ کے مقام کو شکل ت میں دکھایا گیا ہے۔ سورس اور ڈرین سروں کے مابین برتنی دباؤ لگو کرنے سے اس راہ میں برتنی رو کا گزر 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۔

gate<sup>8</sup>  
<sub>9</sub>

body<sup>10</sup>

MOSFET<sup>11</sup> کے نام کے پہلے تین مختلف بینی MetalOxideSemiconductor اس کی ساخت بینی FET برتنی دہا کی شدت سے چلنے کے عمل بینی FieldEffectTransistor سے لے لے گئے ہیں۔ channel<sup>12</sup>

دو جوڑ ٹرانزسٹر میں بیس پر لاگو 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 بقايا حصوں کے درمیان غیر موصل  $\text{SiO}_2$  پایا جاتا ہے جس میں برقی رو کا گزر تقریباً ناممکن ہوتا ہے۔ حقیقت میں گیٹ میں یک سمت برقی رو کی مقدار  $10^{-15}$  آپسیسٹر کے لگ بھگ ہوتی ہے جو ایک قابل نظر انداز مقدار ہے۔

دو جوڑ ٹرانزسٹر کے بر عکس میدانی ٹرانزسٹروں میں دونوں  $n+$  خطے بالکل یکساں ہوتے ہیں اور ان میں کسی ایک کو بطور سورس اور دوسرا کو ڈرین خطے 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 کبھی انہیں ماسفیٹ پکاریں گے۔

## 4.2 $n$ ماسفیٹ کی بنیادی کارکردگی

### 4.2.1 گیٹ پر برقی دباؤ کی عدم موجودگی

$n$  ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں منفی ماسفیٹ بھی کہیں گے، کے گیٹ پر برقی دباؤ لاگو کرنے بغیر اسے دو آپس میں اٹھے جڑے ڈائیوڈ تصور کیا جا سکتا ہے جہاں  $p$  سیلیکان پتھری (بدن) اور  $n+$  سورس پہلا ڈائیوڈ اور اسی طرح  $p$  سیلیکان پتھری (بدن) اور  $n+$  ڈرین دوسرا ڈائیوڈ ہے۔ یہ دو اٹھے جڑے ڈائیوڈ 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  $v_{DS}$  لاگو کیا گیا ہے۔ مزید یہ کہ ان کے بدن اور ڈرین دونوں سروں کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔  $v_{DS}$  لاگو کرنے سے ڈرین-بدن جوڑ پر دیران خطے بڑھ جاتا ہے اور اس برقی دباؤ کو روکے رکھتا ہے۔

### 4.2.2 گیٹ کے ذریعہ برقی رو کے لئے راہ کی تیاری

شکل 4.3 ب میں بدن اور سورس کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ پر برقی دباؤ  $v_{GS}$  مہیا کیا گیا ہے۔ گیٹ پر ثبت برقی دباؤ  $p$  قسم کی سیلکان پتھری میں آزاد خول کو دور دھکیلتا ہے جبکہ یہاں موجود آزاد اقلیتی الکیٹران کو گیٹ کی جانب کھینچتا ہے۔ مزید یہ کہ اس برقی دباؤ کی وجہ سے دونوں  $n$  خطوں میں موجود (ضورت سے زیادہ تعداد میں) آزاد الکیٹرانوں کو بھی گیٹ کے نیچے کھینچا جاتا ہے۔ اگر گیٹ پر ثبت برقی دباؤ بتدریج بڑھایا جائے تو گیٹ کے نیچے  $p$  سیلکان میں الکیٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے اور آخر کار الکیٹرانوں کی تعداد خولوں کی تعداد سے بھی زیادہ ہو جاتی ہے۔ اس عمل سے  $p$  خطہ اٹا ہو کر  $n$  خطہ بن جاتا ہے۔ ایک قسم کے سیلکان سے زبردستی دوسرا قسم کی سیلکان بنانے کے عمل کو الٹا کرنا<sup>13</sup> کہتے ہیں اور ایسے اٹا کئے گئے خطے کو الٹا خطہ<sup>14</sup> کہا جاتا ہے۔ گیٹ پر برقی دباؤ بڑھانے سے گیٹ کے نیچے الٹا خطہ بھی بڑھتا ہے اور آخر کار یہ سورس سے ڈرین تک پہل جاتا ہے۔ یوں سورس سے ڈرین تک  $n$  قسم کی راہ وجود میں آتی ہے۔ جیسے ہی سورس اور ڈرین خطوں کے مابین راہ پیدا ہوتا ہے ان خطوں کے مابین برقی رو کا گزر ممکن ہو جاتا ہے۔ جس برقی دباؤ پر ایسا ہو جائے اس کو دبليز برقی دباؤ<sup>15</sup>  $V_t$  کہتے ہیں۔ شکل ب میں یوں پیدا کیا گیا راہ دکھایا گیا ہے۔ حقیقت میں  $V_t$  سے ذرا سی زیادہ برقی دباؤ پر برقی رو کا گزر ممکن ہوتا ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ گیٹ پر  $V_t$  یا اس سے کم برقی دباؤ کی صورت میں ٹرانزسٹر غیر چالو یا مفقط چالو رہتا ہے جبکہ گیٹ پر  $V_t$  سے زیادہ برقی دباؤ کی صورت میں ٹرانزسٹر چالو یا غیر مفقط چالو رہتا ہے یعنی

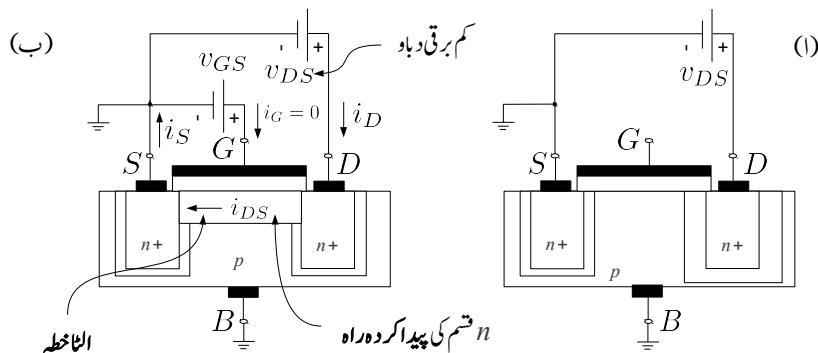
$$(4.1) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{منقطع} \\ v_{GS} > V_t & \text{چالو یا غیر منقطع} \end{array}$$

یوں  $v_{GS} = V_t$  کو دبليز تصور کیا جا سکتا ہے جس کی ایک جانب ماسفیٹ چالو جبکہ اس کی دوسری جانب ماسفیٹ مفقط رہتا ہے۔ چالو ماسفیٹ کے ڈرین اور سورس سروں کے مابین برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاگو کرنے سے پیدا کردہ راہ میں برقی رو  $i_{DS}$  گزرے گی۔ چونکہ گیٹ کی برقی رو کی قیمت صفر ہے لہذا ڈرین سرے پر برقی رو  $i_D$  اور سورس سرے پر برقی رو  $i_S$  کی قیمتیں برابر ہوں گی لیکن

$$(4.2) \quad \begin{array}{l} i_G = 0 \\ i_D = i_S = i_{DS} \end{array}$$

دھیان رہے کہ  $p$  قسم کی سیلکان پتھری پر  $n$  قسم کا راہ پیدا ہوتا ہے اور ایسے ٹرانزسٹر کا پورا نام  $n$  ماسفیٹ nMOSFET ہے جہاں  $n$  اس پیدا کردہ راہ کے قسم کو بتاتا ہے۔  $n$  راہ میں برقی رو کا وجود الکیٹرانوں کے

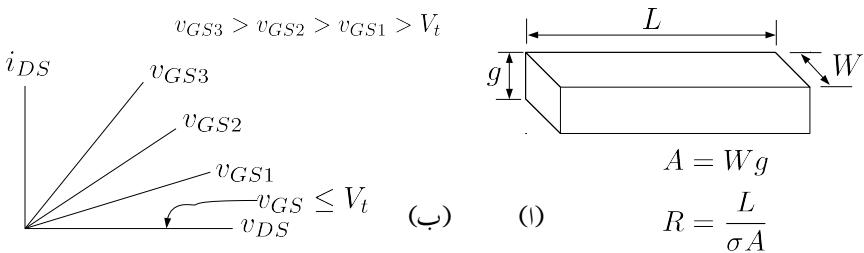
inversion<sup>13</sup>inversion layer<sup>14</sup>threshold voltage<sup>15</sup>



شکل 4.3: بر قی راہ کا دجد 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 الیکٹران سورس سے راہ میں خارج ہوتے ہیں اور ڈرین پر راہ سے حاصل کئے جاتے ہیں۔ اسی سے ماسفیٹ کے ان دو خطوں کے نام سورس<sup>16</sup> اور ڈرین<sup>17</sup> نکلے ہیں۔ جیسے آپ آگے دیکھیں گے، ماسفیٹ کے گیٹ کی مدد سے ماسفیٹ میں بر قی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ اسی سے گیٹ کا نام نکلا ہے۔ جیسا کہ اوپر ذکر ہوا،  $v_{DS}$  لاگو کئے بغیر  $V_t$  یا اس سے زیادہ  $v_{GS}$  لاگو کرنے سے  $n$  قسم کا راہ پیدا ہوتا ہے۔ اس پیدا کردہ راہ کو شکل 4.4 الف میں دکھایا گیا ہے۔ گیٹ پر لاگو بر قی دباؤ کو  $V_t$  سے مزید بڑھانے سے گیٹ کے نیچے الیکٹرانوں کی تعداد مزید بڑھتی ہے اور یوں ہے۔ گیٹ پر لاگو بر قی دباؤ کو  $V_t$  سے مزید بڑھانے سے گیٹ کے نیچے الیکٹرانوں کی تعداد مزید بڑھتی ہے۔ شکل الاف میں پیدا کردہ راہ کی گہرائی  $g$  بڑھتی ہے۔ یوں اس قسم کے ماسفیٹ کو  $n$  پڑھاتا ماسفیٹ<sup>19</sup> کہتے ہیں۔ شکل الاف میں پیدا کردہ راہ اور اس کی مزاحمت  $R$  دکھائی گئی ہے جہاں  $n$  قسم کے راہ کے موصلیت کا مستقل<sup>20</sup>  $\sigma$  ہے۔ گیٹ پر  $v_{GS1}$  بر قی دباؤ (جہاں  $V_{GS1}$  کی قیمت  $V_t$  سے زیادہ ہے) سے پیدا کردہ راہ کو مزاحمت  $R$  تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اس پر لمبائی کی جانب تھوڑا سا 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  $V_{GS}$  بڑھانے سے پیدا کردہ راہ کی گہرائی  $g$  بڑھتی ہے جس سے اس کی مزاحمت  $R$  کم ہوتی ہے اور یوں  $v_{DS} - i_{DS}$  کے گراف کا ڈھلوان بڑھتا ہے۔ اس حقیقت کو شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں گیٹ پر نسبتاً زیادہ بر قی دباؤ یعنی  $v_{GS2}$  لاگو کرتے ہوئے  $v_{DS} - i_{DS}$  کا

source<sup>16</sup>  
drain<sup>17</sup>جس تمام سے کوئی چیز خارج ہو، اُس کو اگریزی میں سورس کہتے ہیں اور جہاں سے نکالی ہو اس کو ڈرین کہتے ہیں۔  
enhancement nMOSFET<sup>19</sup>  
conductivity<sup>20</sup>



شکل 4.4: پیدا کردہ راہ کی مزاحمت

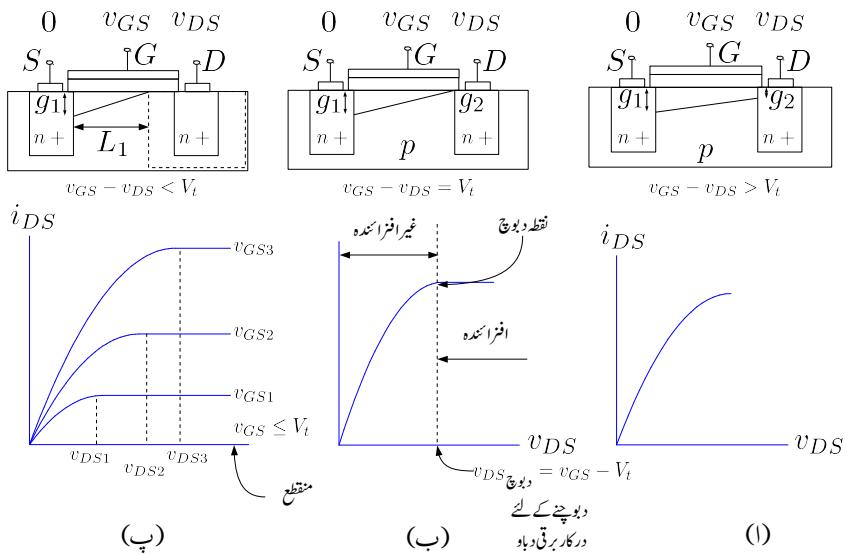
خط گراف کیا گیا ہے۔ اسی طرح گیٹ پر بر قی دباؤ کو مزید بڑھا کر  $v_{GS3} - i_{DS}$  کرتے ہوئے بھی  $v_{DS}$  کا خط گراف کیا گیا ہے۔

سورس خطے کو بر قی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ پر لاگو بر قی 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 بر قی دباؤ ( $v_{GS} - V_t$ ) پر منحصر ہوتی ہے۔

یاد رہے کہ گیٹ کے نیچے کسی بھی نقطے پر  $p$  قسم سلیکان کی پتھری میں  $n$  قسم کی راہ پیدا کرنے کی خاطر یہ ضروری ہے کہ اس نقطے پر گیٹ اور سلیکان کی پتھری کے مابین کم از کم  $V_t$  بر قی دباؤ پایا جائے۔ اگر گیٹ اور سلیکان پتھری کے مابین  $V_t$  بر قی دباؤ پایا جائے تو پیدا کردہ راہ کی گہرائی لامحدود کم ہو گی۔ پیدا کردہ راہ کی گہرائی گیٹ اور سلیکان پتھری کے مابین  $V_t$  سے اضافی بر قی دباؤ پر منحصر ہے۔

شکل 4.5 الف میں سورس خطے بر قی زمین یعنی صفر وولٹ پر ہے جبکہ گیٹ پر  $v_{GS}$  بر قی دباؤ ہے۔ یوں یہاں گیٹ اور سلیکان پتھری کے مابین ( $v_{GS} - 0 = v_{GS}$ ) بر قی دباؤ پایا جاتا ہے اور پیدا کردہ راہ کی گہرائی اضافی بر قی دباؤ یعنی ( $v_{GS} - V_t$ ) پر منحصر ہو گی جسے شکل میں  $g_1$  کہا گیا ہے۔ اسی شکل میں ڈرین خطے  $v_{DS}$  وولٹ پر ہے اور یوں یہاں پیدا کردہ راہ کی گہرائی ( $v_{GS} - v_{DS} - V_t$ ) کے اضافی بر قی 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 تکونی شکل اختیار کر لے گا۔  $v_{DS}$  کی مقدار صفر ہونے کی صورت میں  $g_1$  اور  $g_2$  برابر ہوتے ہیں اور پیدا کردہ راہ کی مزاحمت یعنی چالو ماسنیٹ کی مزاحمت

$$(4.3) \quad \frac{\text{لہائی}}{\text{رقہ} \times \text{موصلیت کا مستقل}} = \frac{L}{\sigma Wg} = \text{مزاحمت}$$



شکل 4.5: پیدا کردہ راہ کی گمراہی اور  $n$  بڑھاتے ماسفیٹ کے خط

کے برابر ہوتی ہے۔  $v_{DS}$  کی مقدار صفر والٹ سے بڑھانے سے 82 کم ہوتا ہے اور پیدا کردہ راہ کی مزاحمت بڑھتی ہے جس سے  $v_{DS} - i_{DS}$  خط کی ڈھلوان کم ہو گی۔ شکل اف میں بڑھتے  $v_{DS}$  کے ساتھ  $v_{DS} - i_{DS}$  خط کی ڈھلوان بتدریج کم ہوتی دکھائی گئی ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_{DS}$  کو بڑھا کر 82 کی مقدار صفر کی جاسکتی ہے جیسے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ ہم کہتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ دلوچ<sup>21</sup> دی گئی ہے۔

سورس خط کو بر قی زمین اور گیٹ کو  $v_{GS}$  بر قی دباؤ پر رکھتے ہوئے اگر  $v_{DS}$  بڑھایا جائے تو ڈرین خط کے بالکل قریب گیٹ اور سیلیکان پتھری کے مابین  $v_{GS} - v_{DS}$  بر قی دباؤ پایا جائے گا اور جب تک یہ بر قی 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 دلوچ دی گئی ہے اور جس  $v_{DS}$  پر ایسا ہوا سے پیدا کردہ راہ دلوچ کے لئے درکار بر قی دباؤ دلوچ<sup>21</sup> کہتے ہیں۔ مساوات 4.4 سے

$$(4.5) \quad V_{DS, \text{دلوچ}} = v_{GS} - V_t$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.4 میں  $v_{DS} = v_D - v_S$  اور  $v_{GS} = v_G - v_S$  لکھتے ہوئے

$$(v_G - v_S) - (v_D - v_S) = V_t \\ v_G - v_D = V_t$$

حاصل ہوتا ہے جس میں  $v_{GD} = v_G - v_D$  لکھ کر

$$(4.6) \quad v_{GD, \text{دلوچ}} = V_t$$

لکھا جا سکتا ہے۔

یہاں ایسا محسوس ہوتا ہے کہ پیدا کردہ راہ کی گہرائی صفر ہوتے ہی (یعنی راہ دلوچتے ہی) راہ کی مزاحمت لامحدود ہو جائے گی اور ٹرازسٹر میں بر قی روکا گزرنانا ممکن ہو جائے گا۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا۔ جب تک  $v_{DS}$  کی قیمت  $v_{DS}$  دلوچ سے کم رہے، اسے بڑھانے سے  $i_{DS}$  بتدریج بڑھتا ہے مگر چونکہ  $v_{DS}$  بڑھانے سے پیدا کردہ راہ

pinch off<sup>21</sup>

کی مزاجت بھی بڑھتی ہے لہذا  $i_{DS}$  کے بڑھنے کی شرح بذریعہ کم ہوتی ہے۔ یعنی  $v_{DS}$  پر ٹرانزسٹر میں گزرتی برقی رو کی قیمت  $i_{DS}$  کے کھلائی ہے اور اگر  $v_{DS}$  کو یعنی  $v_{DS}$  سے بڑھایا جائے تو دیکھا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر سے گزرتی برقی رو مستقل یعنی  $i$  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 افراہنده اور غیر افراہنده خطے بھی دکھائے گئے ہیں۔ یہ دو ہوڑ ٹرانزسٹر کے نوعیت کے ہی ہیں۔ شکل 4.5 پ میں مختلف گیٹ کے برقی دباؤ پر  $v_{DS} - i_{DS}$  کے خط کھینچ گئے ہیں اور ان کے نقطہ یعنی  
پر برقی دباؤ کو  $v_{DS1}$  اور  $v_{DS2}$  اور  $v_{DS3}$  لکھ کر واضح کیا گیا ہے۔ سورس خط برقی زمین پر رکھتے ہوئے اگر گیٹ پر برقی دباؤ  $V_t$  سے کم ہوتا رہا وجد میں نہیں آتا اور ٹرانزسٹر مقتطع صورت اختیار کرنے رہتا ہے اور اس میں برقی رو کی قیمت صفر رہتی ہے۔ منقطع صورت بھی اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔

$n$  ماسیف کے ان نتائج کو یہاں ایک جگہ لکھتے ہیں۔

منقطع

$$(4.7) \quad v_{GS} \leq V_t$$

چالو

$$(4.8) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} - v_{DS} \geq V_t & \text{غیر افراہنده} \\ v_{GS} - v_{DS} = V_t & \text{دیوچ نقطہ} \\ v_{GS} - v_{DS} \leq V_t & \text{افراہنده} \end{array}$$

انہیں مساوات کو یوں

$$(4.9) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{مقطوع} \\ v_{DS} \leq v_{GS} - V_t & \text{غیر افزائندہ} \\ v_{DS} = v_{GS} - V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{DS} \geq v_{GS} - V_t & \text{افزاں ندہ} \end{array}$$

یا یوں

$$(4.10) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{مقطوع} \\ v_{GD} \geq V_t & \text{غیر افزائندہ} \\ v_{GD} = V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GD} \leq V_t & \text{افزاں ندہ} \end{array}$$

بھی لکھا جاسکتا ہے۔ یاد رہے کہ افزائندہ یا غیر افزائندہ خلطے ہونے کے لئے لازمی ہے کہ ماسیٹ چالو (یعنی غیر مقطوع) ہو۔ ماسیٹ کو افزائندہ خلٹے میں رکھ کر ایکسپلیکٹر بنایا جاتا ہے۔

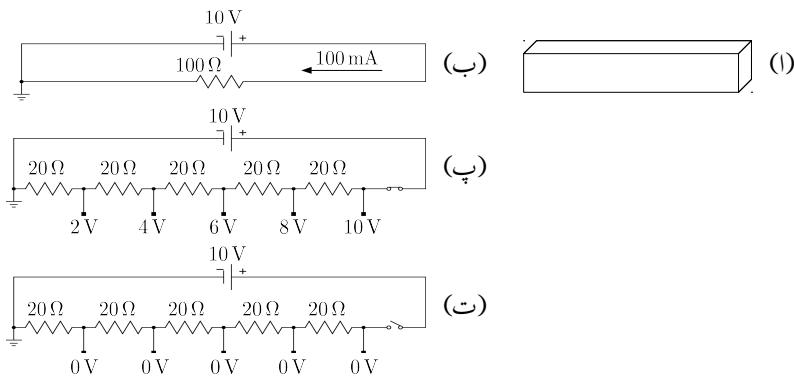
مثال 4.1: شکل 4.6 الف میں n ماسیٹ کے پیدا کردہ راہ کو بطور سو اوم (100 Ω) کے موصل سلاخ دکھایا گیا ہے جس پر لمبائی کے جانب دس ولٹ (10 V) برقی دباؤ لاگو کیا گیا ہے۔ مسئلہ کو سادہ رکھنے کی خاطر پیدا کردہ راہ کے ترچھا پن کو نظر انداز کریں۔

1. پیدا کردہ راہ کے مختلف مقامات پر بر قی دباؤ حاصل کریں۔

2. اگر  $V_t = 3 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = 15 \text{ V}$  ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہو گا۔

3. اگر  $V_t = 3 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = 11 \text{ V}$  ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہو گا۔

حل:



شکل 4.6: پیدا کردہ راہ میں مختلف مقامات پر برقی دباؤ

1. موصل سلاخ کو ایک مزاحمت تصور کیا جاسکتا ہے۔ یوں اس منہ کو شکل ب کے طرز پر پیش کیا جاسکتا ہے جس میں 100 mA برقی رو پیدا ہو گی۔ مزید یہ کہ سو اور ہم کے مزاحمت کو کئی مزاحمت سلسلہ وار جڑے تصور کیا جاسکتا ہے۔ شکل پ میں اسے پانچ 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 دلوچا 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 مانند ہو گی جہاں ڈرین سرے پر لا محدود مزاحمت کو بطور مقطع 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 وولٹ (0V) ہو جائے گی اور یوں ڈرین سرے پر بھی صفر وولٹ ہوں جس سے

$$v_{GS} - v_{DS} = 11 - 0 = 11 > V_t$$

ہو گا اور یوں برقی رو کا گزر ممکن ہو گا۔

مندرجہ بالا دونتائج متفضاد ہیں۔ پہلے نتیجے کے مطابق برقی رو کا گزر ناممکن ہے جبکہ دوسرا نتیجے کے مطابق، اس کے بر عکس، برقی رو کا گزر ممکن ہے۔ حقیقی صورت حال کو شکل 4.5 پ میں دکھایا گیا ہے جہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ کے دلوچنے کا مقام تبدیل ہو چکا ہے اور یوں پیدا کردہ راہ کی لمبائی قدر کم ہو گئی ہے اور ساتھ ہی ساتھ ڈرین سرے پر ویران خطہ اتنا بڑھ گیا ہے کہ ایک جانب یہ ڈرین خطے کو اور دوسری جانب پیدا کردہ راہ کو چھوتا ہے۔ چونکہ نقطہ دبوچ پر گیٹ اور پیدا کردہ راہ کے مابین  $V_t$  برقی دباؤ پایا جاتا ہے المذا نقطہ دبوچ پر

$$v_{DS} = v_{GS} - V_t$$

ہو گا اور ڈرین سرول کے مابین اضافی برقی دباؤ ( $v_{DS} - v_{GS}$ ) ویران خطہ برداشت کرے گا۔

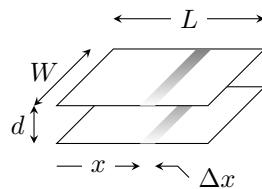
پیدا کردہ راہ پر لਾگو برقی دباؤ ( $v_{DS}$ ) اس میں برقی رو پیدا کرے گا جو کہ سورس سے ڈرین جانب الکیٹران کے بہاو سے پیدا ہو گا۔ یہ الکیٹران نقطہ دبوچ پر پہنچتے ہی ویران خطے میں داخل ہوں گے۔ ویران خطے میں آزاد الکیٹران نہیں ٹھہر سکتے اور انہیں ڈرین خطے میں دھیل دیا جاتا ہے۔ یوں الکیٹران سورس سرے سے رواں ہو کر ڈرین سرے پہنچ کر  $i_{DS}$  پیدا کرتے ہیں۔

شکل پ میں گیٹ پر مختلف برقی دباؤ کے لئے ماسیٹ کے خط گراف کئے گئے ہیں۔

### 4.3 n ماسیٹ کی مساوات

مندرجہ بالاتذکرے کو مد نظر رکھتے ہوئے n ماسیٹ کی  $i_{DS} = v_{DS} - v_{GS}$  مساوات حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرتے وقت سورس سرے کو برقی زمین (یعنی صفر ولٹ) پر رکھا جائے گا جبکہ گیٹ کو  $v_{GS}$  اور ڈرین سرے کو  $v_{DS}$  پر رکھا جائے گا۔ مزید یہ کہ  $v_{GS} - v_{DS} > V_t$  رکھا گیا ہے۔

پیدا کردہ راہ میں سورس سے ڈرین خطے کی جانب فاصلے کو  $x$  لیتے ہوئے سورس جانب  $x = 0$  اور برقی دباؤ صفر ولٹ ہو گا جبکہ ڈرین جانب  $x = L$  اور برقی دباؤ  $v_{DS}$  ہو گا۔ ان دو حدود کے درمیان کسی بھی نقطے  $x$  پر برقی دباؤ کو ہم  $v(x)$  لکھتے ہیں۔ گیٹ اور پیدا کردہ راہ (یعنی n قسم کا موصل) بطور دو چادر کے کیپیٹ<sup>22</sup>



شکل 4.7: گیٹ اور راہ بطور دو چادر کپیسٹر کردار ادا کرتے ہیں۔

کا کردار ادا کریں گے۔ پیدا کردہ راہ میں لمبائی کے رخ نظرے  $x$  پر ذرہ سی لمبائی  $\Delta x$  پر غور کرتے ہیں۔ یہ لمبائی  
بطور کپیسٹنس  $\Delta C$  کردار ادا کرے گا جہاں

$$(4.11) \quad \Delta C = \frac{\epsilon \times \text{رفہ}}{\text{فاصلہ}} = \frac{\epsilon W \Delta x}{d}$$

ہو گا۔ اس کپیسٹر کو شکل 4.7 میں دکھایا گیا ہے۔

آپ کپیسٹر کی مساوات  $V = C \times Q$  سے بجوبی آگاہ ہوں گے۔ اس مساوات کے مطابق کپیسٹر کے ثابت  
چادر پر بار  $Q$  کی مقدار کپیسٹر کے دو چادروں کے مابین برقی دباؤ  $V$  پر منحصر ہوتا ہے۔ کپیسٹر کے مقنی چادر پر  
(-) بار پایا جاتا ہے۔ ماسفیٹ کے کپیسٹر  $\Delta C$  پر کبھی 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 نقطے  $x$  پر تب راہ پیدا ہوتا ہے جب اس نقطے پر گیٹ اور سلیکان  
پتھری کے مابین  $V_t$  برقی دباؤ پایا جائے (یعنی  $v(x) = V_t$  ہو) اور ایسی صورت میں پیدا  
کردہ راہ میں قابل نظر انداز (تقریباً صفر) مقدار میں  $n$  قسم کا بار یعنی آزاد الکیٹران جمع ہوتے ہیں۔ یوں  
 $v(x) = 0$  ہونے کی صورت میں آزاد الکیٹرانوں کی تعداد بھی (تقریباً) صفر ہوتی ہے۔ جیسے  
جیسے گیٹ اور سلیکان پتھری کے مابین برقی دباؤ مزید بڑھایا جائے یہاں آزاد الکیٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے۔ یوں آزاد  
الکیٹرانوں کی تعداد کا دارومند ابرقی دباؤ ( $v_{GS} - V_t - v(x)$ ) پر ہوتا ہے اور ہم ماسفیٹ کے گیٹ کے لئے  
کپیسٹر کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.12) \quad \Delta Q = \Delta C \times V \\ = \left[ \frac{\epsilon W \Delta x}{d} \right] \times [v_{GS} - V_t - v(x)]$$

parallel plate capacitor<sup>22</sup>

پیدا کردہ راہ میں اس نقطہ 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 خطے کی جانب ہے۔ شدت برقی دباؤ کسی بھی ثابت بار کو E کی سمت میں جکہ منفی بار کو الٹی جانب دھکیلتا ہے۔ چونکہ پیدا کردہ راہ میں منفی بار پائے جاتے ہیں لہذا شدت برقی دباؤ انہیں سورس سے ڈرین خطے کی جانب دھکیلے گا۔ کسی بھی موصل میں چارجوں کی رفتار وہاں کے شدت برقی دباؤ کے برابر راست تناسب ہوتا ہے۔ یوں منفی چارجوں کے رفتار کو ( $\mu_n E$ ) اور ثابت چارجوں کے رفتار کو ( $\mu_p E$ ) لکھا جائے گا جہاں  $\mu_n$  سلیکان پتری میں الیکٹرون کی حرکت پذیری<sup>23</sup> کہلاتا ہے جکہ سلیکان پتری میں فوٹو کی حرکت پذیری<sup>24</sup> کہلاتا ہے۔ یہاں حرکت پذیری سے مراد الٹا خطے میں حرکت پذیری ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ یہ دو مساوات دونوں اقسام کے چارجوں کے رفتار کے صحیح سمت دیتے ہیں۔ یوں رفتار کو  $\frac{\Delta x}{\Delta t}$  لکھتے ہوئے الیکٹرونوں کے لئے ہم یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.15) \quad \frac{\Delta x}{\Delta t} = -\mu_n E = \mu_n \frac{\Delta v(x)}{\Delta t}$$

مساوات 4.13 اور مساوات 4.15 کی مدد سے ہم پیدا کردہ راہ میں آزاد الیکٹرونوں 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 mobility<sup>23</sup>  
hole mobility<sup>24</sup>

اس مساوات میں  $\Delta$  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 اختتامی نقطہ لیتے ہیں۔ یوں ابتدائی نقطہ پر  $x = 0$  جبکہ اختتامی نقطہ پر  $x = L$  ہے۔ اسی طرح ابتدائی برقی دباؤ  $v(0) = v_{DS}$  جبکہ اختتامی برقی دباؤ  $v(L) = v_{GS} - V_t$  ہے۔ یوں

$$(4.18) \quad \int_0^L i(x) dx = \int_0^{v_{DS}} - \left[ \frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] dv(x)$$

چونکہ پیدا کردہ راہ میں از خود برقی 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۔

$$(4.19) \quad \begin{aligned} \int_0^L i(x) dx &= i \int_0^L dx = \int_0^{v_{DS}} - \left[ \frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] dv(x) \\ ix|_0^L &= - \left[ \frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v(x)|_0^{v_{DS}} - \frac{v(x)^2}{2}|_0^{v_{DS}} \right] \\ iL &= - \left[ \frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\ i &= - \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

مخفی برقی رو کا مطلب ہے کہ یہ بڑھتے  $x$  کے الٹ جانب رو وال ہے یعنی ڈرین سے سورس جانب۔ ماسفیٹ 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 دیوچ پر استعمال کرتے اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.21) \quad \begin{aligned} i_{DS\text{ دیوچ}} &= \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS\text{ دیوچ}} - \frac{v_{DS\text{ دیوچ}}^2}{2} \right] \\ &= \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) (v_{GS} - V_t) - \frac{(v_{GS} - V_t)^2}{2} \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] (v_{GS} - V_t)^2 \end{aligned}$$

چونکہ افراستنڈہ خطے میں نقطہ دبوچ پر بر قی رو ہی رہتی ہے لہذا افراستنڈہ خطے میں بر قی رو کی بھی بھی 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 افراستنڈہ 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:

$$(4.25) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = V_t$$

$$(4.26) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2$$

$$= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

افراستنڈہ:

$$(4.27) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} \leq V_t$$

$$(4.28) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2 \\ = \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

مقطع:

$$(4.29) \quad v_{GS} \leq V_t \\ i_{DS} = 0$$

ماسیٹ تخلیق دیتے وقت پیدا کردہ راہ کے چڑائی  $W$  اور لمبائی  $L$  کی تناسب بدل کر مختلف خط حاصل کئے جاتے ہیں۔

یاد دہانی کی خاطر کچھ باتیں دوبارہ دہراتے ہیں۔

nMOSFET کو غیر افراہندہ خط میں استعمال کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین  $V_t$  سے زیادہ برقی دباؤ مہیا کیا جاتا ہے اور ڈرین۔سورس سروں کے مابین برقی دباؤ کو راہ دبوچ برقی دباؤ دبوچ  $v_{DS}$  سے کم رکھا جاتا ہے یعنی

$$(4.30) \quad v_{GS} > V_t \quad \text{راہ پیدا} \\ v_{DS} \leq v_{DS\text{ دبوچ}} \quad \text{نقطہ دبوچ} \\ \leq v_{GS} - V_t$$

اسی طرح nMOSFET کو افراہندہ خط میں استعمال کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین  $V_t$  سے زیادہ برقی دباؤ مہیا کیا جاتا ہے اور ڈرین۔سورس سروں کے مابین برقی دباؤ کو راہ دبوچ برقی دباؤ دبوچ  $v_{DS}$  سے زیادہ رکھا جاتا ہے یعنی

$$(4.31) \quad v_{GS} > V_t \quad \text{راہ پیدا} \\ v_{DS} \geq v_{DS\text{ دبوچ}} \quad \text{نقطہ دبوچ} \\ \geq v_{GS} - V_t$$

نقطہ دبوچ ان دو خطوں کے درمیان حد ہے جسے دونوں کا حصہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

nMOSFET کو منقطع کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین  $V_t$  یا اس سے کم برقی دباؤ رکھا جاتا ہے یعنی

$$(4.32) \quad v_{GS} \leq V_t \quad \text{منقطع}$$

غیر افزائندہ ماسفیٹ پر جب باریک  $v_{DS}$  لاگو کیا جائے تو مساوات 4.24 میں  $v_{DS}^2$  کو نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے اور اس مساوات کو یوں لکھا 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 جا سکتی ہے یعنی

$$(4.33) \quad R = \frac{v_{DS}}{i_{DS}} = \frac{1}{k'_n \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]}$$

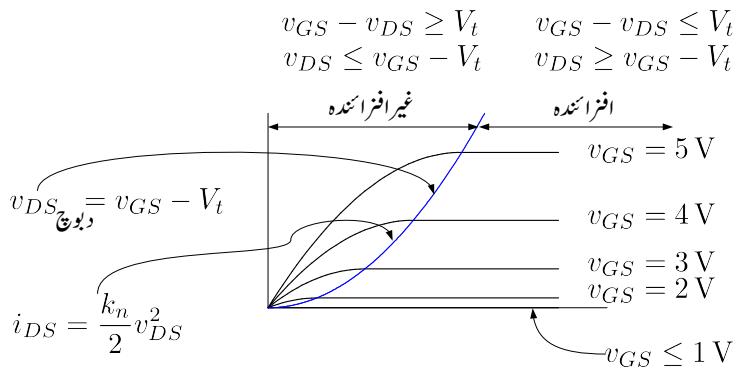
ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ تبدیل کر کے اس کی مزاجمت تبدیل کی جاتی ہے اور یوں ماسفیٹ کو بطور قابو مزاجمت استعمال کیا جا سکتا ہے۔

شکل 4.8 میں ماسفیٹ کا خط دکھایا گیا ہے جس میں افزائندہ اور غیر افزائندہ 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

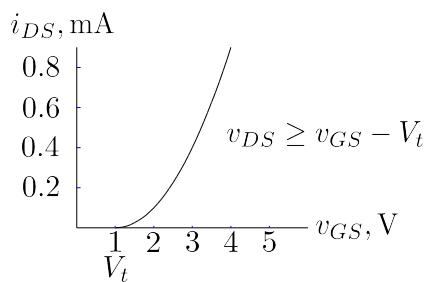
$$(4.34) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2$$

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 ٹرانزسٹر کے غیر افزائندہ اور افزائندہ خطے دکھائے گئے ہیں۔ ان کا ماسفیٹ کے خطوط کے ساتھ موازنہ کریں۔ ٹرانزسٹر تقریباً 0.2 V سے کم  $v_{CE}$  پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباؤ پر افزائندہ ہوتا ہے۔ ماسفیٹ دبوچ  $v_{DS}$  سے کم برقی دباؤ پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباؤ پر افزائندہ ہوتا ہے جہاں دبوچ  $v_{DS}$  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  $\beta$  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



4.9: افزاشندہ ماسنیٹ کا برقی رو بالقابل گیٹ کی برقداریو

## 4.3.1 قابل برداشت برقی دباؤ

$v_{DS}$  کو دبوچ  $DS$  سے جتنا بڑھایا جائے، فقط دبوچ ڈرین خطے سے اتنا ہے دباؤ ہو جاتا ہے۔ اگر اس برقی دباؤ کو بذریعہ بڑھایا جائے تو فقط دبوچ آخر کار سورس خطے تک پہنچ جاتا ہے اور ان خطوں کے مابین برقی رو تیزی سے بڑھتا ہے۔ یہ عمل تقریباً 20 V پر پیدا ہوتا ہے۔ یہ عمل از خود نقصان دہ نہیں جب تک بے قابو برقی رو ماسنیٹ کی قابل برداشت برقی رو کے حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ یہ عمل نسبتاً کم لمبائی کے راہ رکھنے والے ماسنیٹ میں پایا جاتا ہے۔

ڈرین اور سلیکان پتھری کے مابین برقی دباؤ کو ویران خطہ برداشت کرتا ہے۔ اگر یہ برقی دباؤ ویران خطے کی برداشت سے تجاوز کر جائے تو ویران خطہ تودہ کے عمل سے بے قابو ہو جائے گا جس سے ان خطوں کے مابین برقی رو تیزی سے بڑھنے شروع ہو جائے گا۔ یہ عمل عموماً 50 V 100 V کے درمیان پیدا ہوتا ہے۔

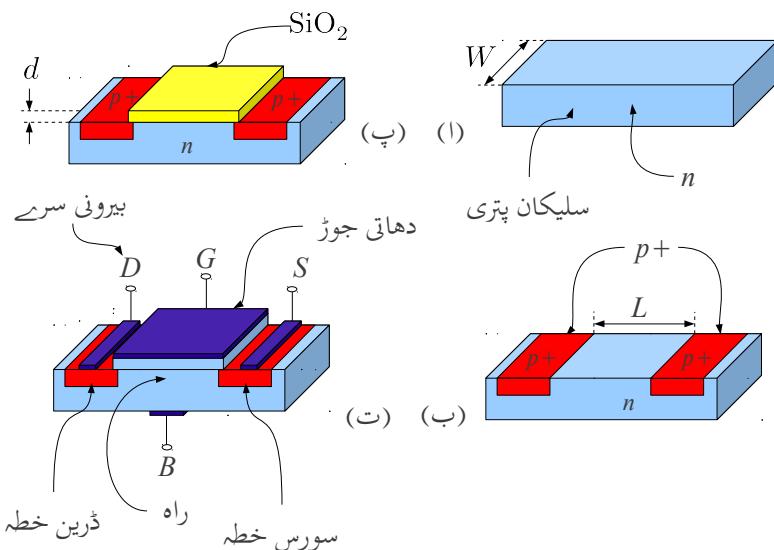
ایک تیرا عمل جو ماسنیٹ کو فوراً تباہ کر لیتا ہے اس وقت پیش آتا ہے جب گیٹ اور سورس کے مابین برقی دباؤ بیہاں کے قابل برداشت حد  $V_{GS_{BR}}$  سے تجاوز کر جائے۔ یاد رہے کہ گیٹ اور سورس کے درمیان انتہائی باریک غیر موصل  $SiO_2$  کی تھبہ ہوتی ہے۔ یوں گیٹ اور سورس کے مابین کچھ ہی برقی دباؤ پر اس غیر موصل میں شدت برقی دباؤ بہت زیادہ بڑھ کر اس کے برداشت کی حد سے تجاوز کر جاتا ہے۔ یہ عمل تقریباً 50 V پر نمودار ہوتا ہے۔ اس عمل سے بچنے کی خاطر گیٹ پر ڈائیڈ بطور شکنجہ لگایا جاتا ہے جو گیٹ پر برقی دباؤ کو اس خطرناک حد سے کم رکھتا ہے۔ یاد رہے کہ عام استعمال میں ماسنیٹ کو قابل برداشت برقی دباؤ سے کم برقی دباؤ پر استعمال کیا جاتا ہے۔

## 4.3.2 درجہ حرارت کے اثرات

$V_t$  اور  $k'_n$  دونوں پر درجہ حرارت کا اثر پایا جاتا ہے۔ دوجو ٹرانزسٹر کے  $V_{BE}$  کی طرح  $V_t$  بھی حرارت بڑھنے سے کم ہوتا ہے یعنی

$$(4.35) \quad \frac{dV_t}{dT} = -2 \frac{\text{mV}}{\text{ }^\circ\text{C}}$$

البتہ  $k'_n$  کی قیمت درجہ حرارت بڑھنے سے بڑھتی ہے اور  $k'_n$  بڑھنے کا اثر  $V_t$  کے اثر سے زیادہ ہوتا ہے لہذا ماسنیٹ کی مزاجمت درجہ حرارت بڑھنے سے بڑھتی ہے۔ قوئی ماسنیٹ کو آپس میں متوازی جوڑتے وقت اس حقیقت کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

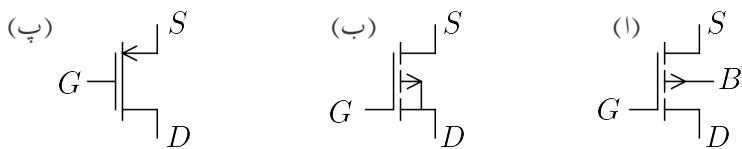


شکل 4.10: p ماسفیٹ کی ساخت

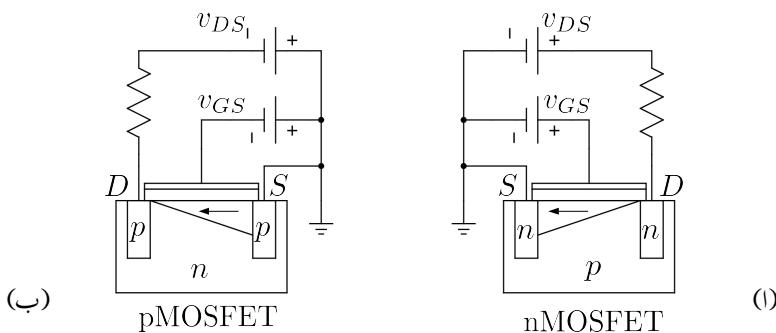
#### 4.4 بڑھتا pMOSFET ماسفیٹ

p ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں ثبت ماسفیٹ بھی کہیں گے، کو n قسم کی سلیکان پتی پر بنایا جاتا ہے جس میں دو عدد p+ قسم کے خطے بنائے جاتے ہیں۔ pMOSFET کی کارکردگی بالکل nMOSFET کی طرح ہے البتہ اس میں  $v_{DS}$  اور  $v_{GS}$  تینوں کی قیمتیں منفی ہوتی ہیں۔ اسی طرح برقی رو  $i_{DS}$  کی سمت بھی الٹی ہوتی ہے یعنی برقی رو ٹرانزسٹر کے ڈرین سرے سے باہر کی جانب ہوتا ہے۔ اسی لئے pMOSFET کے برقی رو کو  $i_{SD}$  لکھا جائے گا۔ p ماسفیٹ بنانے کی ترکیب شکل 4.10 میں دکھائی گئی ہے جبکہ اس کی علامتیں شکل 4.11 میں دکھائی گئی ہیں۔ pMOSFET کے راہ میں برقی رو خولہ کے حرکت کی بدولت ہے۔ سورہ سے خولہ راہ میں خارج ہو کر ڈرین تک سفر کرتے ہیں جہاں انہیں راہ سے حاصل کیا جاتا ہے۔ ماسفیٹ میں برقی رو خولہ کے اسی حرکت کی بدولت ہے۔

nMOSFET کی جامت کم ہونے کی بدولت سلیکان پتی 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: بڑھاتے pMOSFET اور nMOSFET نقطہ دبوچ پر

ہے جس کی بناء پر انہیں بھی مخلوط ادوار میں استعمال کیا جاتا ہے۔ باخوص جزوی ماسفیٹ (CMOS) ادوار جو کہ اہم ترین ادوار تصور کئے جاتے ہیں ان دونوں اقسام جزوی ماسفیٹ 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۔ سوس S میں سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ راہ میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر راہ کا بیان سرا صفر ولٹ پر ہو تو اس کا دایاں سرا ثابت برقی دباؤ پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور بائیں سرے کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور دائیں سرے کے مابین برقی دباؤ نسبتاً کم ہو گا جس سے راہ ترجیحی شکل کا پیدا ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو وہاں راہ کی گھرائی زیادہ ہو گی۔ میں بھی سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ راہ میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر راہ کا دایاں سرا صفر ولٹ پر ہو تو اس کا بیان سرا منفی برقی دباؤ پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور سرے کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور بائیں سرے کے مابین برقی دباؤ نسبتاً کم ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو وہاں راہ کی گھرائی زیادہ ہو گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں اقسام کے ماسفیٹ میں

پیدا کردہ راہ ڈرین پر دبوچ جاتا ہے۔

مخفی مقادیر میں ہیں لہذا  $v_{SD}$  اور  $i_{SD}$  مثبت مقادار ہوں گے pMOSFET کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

#### غیر افزائندہ 4.4.1

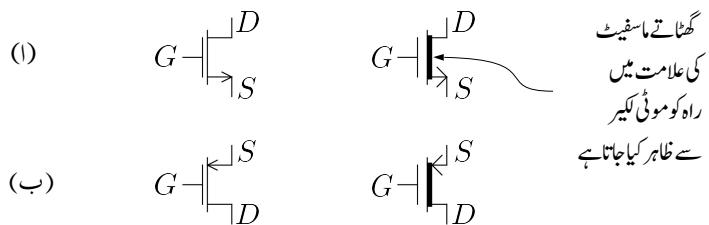
$$(4.36) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\geq -V_t \\ i_{SD} &= k'_p \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

#### نقطہ دبوچ

$$(4.37) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &= -V_t \\ i_{SD} &= \frac{k'_p}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{SG} + V_t]^2 \end{aligned}$$

#### 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 علامت میں

منقطع

$$(4.39) \quad v_{SG} \leq -V_t \\ i_{SD} = 0$$

## 4.5 گھٹاتا n ماسفیٹ

nMOSFET بنتے وقت، اس کے سورس اور ڈرین خطوط کے درمیان سلیکان پتھری میں گیٹ کے بالکل نیچے n قسم کے نعلے کے اضافے سے n قسم کا گھٹاتا ماسفیٹ<sup>25</sup> وجود میں آتا ہے۔ شکل 4.13 اف 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 اف 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 خطوط کے مابین راہ موجود ہوتا ہے لہذا گیٹ پر صفر ولٹ (v<sub>GS</sub> = 0) ہوتے ہوئے بھی اگر سورس اور ڈرین مرسوں کے مابین برقی دباؤ v<sub>DS</sub> لاگو کی جائے تو ماسفیٹ میں برقی رو i<sub>DS</sub> گزرنے لگے گیٹ پر برقی دباؤ بڑھنے سے راہ کی گہرائی بڑھتی ہے جس سے برقی رو میں اضافہ ہوتا ہے جبکہ گیٹ پر منفی برقی دباؤ لاگو کرنے سے راہ کی گہرائی گھٹتی ہے جس سے i<sub>DS</sub> میں کمی آتی ہے۔ اسی سے

depletion nMOSFET<sup>25</sup>

اس کا نام  $n$  قم کا گھٹاتا ماسفیٹ نکلا ہے۔ اگر گیٹ پر لاگو برقی دباؤ کو بتدریج منفی جانب لے جایا جائے تو آخر کار راہ کی گہرائی صفر ہو جائے گی اور ماسفیٹ میں برقی روکا گزرننا ممکن نہیں رہے گا۔ یہ برقی دباؤ اس ماسفیٹ کا  $V_t$  ہوتا ہے۔ یوں  $n$  قم کے گھٹاتا ماسفیٹ کا  $V_t$  منفی قیمت رکھتا ہے۔

گھٹاتا اور بڑھاتا منفی ماسفیٹ کے مساوات میں کوئی فرق نہیں لہذا اب تک کے تمام بڑھاتا ماسفیٹ کے مساوات جوں کے توں گھٹاتا ماسفیٹ کے لئے بھی استعمال کئے جائیں گے۔

#### 4.5.1 منقطع صورت

اگر گھٹاتا ماسفیٹ کے  $v_{GS}$  پر  $V_t$  سے کم (یعنی مزید منفی) برقی دباؤ لاگو کیا جائے تو راہ کا وجود نہیں رہے گا یعنی پیدا کردہ راہ نہیں رہے گا اور ماسفیٹ منقطع صورت<sup>26</sup> اختیار کر لے گا۔ اس شرط کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$(4.40) \quad v_{GS} \leq V_t$$

یوں اگر کسی گھٹاتا ماسفیٹ کا  $V_t = -3.5\text{V}$  ہو اور اس کے گیٹ پر  $v_{GS} = -4\text{V}$  لاگو کیا جائے تو یہ منقطع ہو جائے گا اور اگر اس کے گیٹ پر  $v_{GS} = -2.2\text{V}$  یا  $v_{GS} = 1.2\text{V}$  یا  $v_{GS} = 5.3\text{V}$  لاگو کیا جائے تو ماسفیٹ چالو رہے گا۔

#### 4.5.2 غیر افزائندہ

$v_{GS}$  سے زیادہ برقی دباؤ لاگو کرنے سے ماسفیٹ چالو حالت اختیار کر لیتا ہے۔ جب تک چالو ماسفیٹ کے گیٹ پر ڈرین نتھے 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  $v_{DS} < 8.8\text{V}$  ہو تو جب تک

cut off state<sup>26</sup>

## 4.5.3 دبوچ

جب گیٹ پر ڈرین سے  $|V_t|$  ولٹ کم ہو جائیں تو پیدا کردہ راہ دبوچا جاتا ہے۔ اس شرط کو یوں بیان کرتے ہیں۔

$$(4.42) \quad v_{GS} - v_{DS} = V_t \\ v_{GD} = V_t$$

یوں  $v_{GS} = 5.3\text{V}$  اور  $V_t = -3.5\text{V}$  کی صورت میں جب  $v_{DS} = 8.8\text{V}$  ہو تو پیدا کردہ راہ دبوچا جائے گا۔

## 4.5.4 افزائندہ

جب چالو ماسفیٹ کے ڈرین پر گیٹ سے  $|V_t|$  ولٹ زیادہ ہوں تو یہ افزائندہ حال میں ہو گا۔ اس شرط کو یوں بیان کرتے ہیں۔

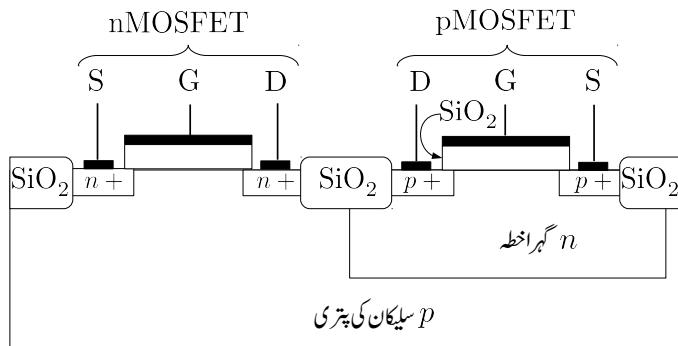
$$(4.43) \quad v_{GS} - v_{DS} \leq V_t \\ v_{GD} \leq V_t$$

یوں  $v_{GS} = 5.3\text{V}$  اور  $V_t = -3.5\text{V}$  کی صورت میں جب  $v_{DS} > 8.8\text{V}$  ہو تو ماسفیٹ افزائندہ نظر میں ہو گا۔

یہاں تسلی کر لیں کہ گھٹاتا ماسفیٹ کے مختلف خطوط کی مساواتیں بالکل وہی ہیں جو عام ماسفیٹ کی ہیں۔ فرق صرف اتنا ہے کہ گھٹاتا ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت منفی ہوتی ہے۔

## 4.6 گھٹاتا p ماسفیٹ

p قسم کا گھٹاتا ماسفیٹ اسی طرح p ماسفیٹ بناتے وقت سلیکان پتری میں گیٹ کے بالکل نیچے p قسم کی راہ، سورس سے ڈرین نخط تک بنانے سے پیدا ہوتا ہے۔ p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ اور عام p قسم کے ماسفیٹ کے مساوات ایک ہی طرح کے ہیں۔ فرق صرف اتنا ہے کہ p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کی  $V_t$  کی قیمت ثابت ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ کسی بھی p قسم کے ماسفیٹ کی طرح p قسم کے گھٹاتا 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

جو ما سفیٹ اور nMOSFET pMOSFET دونوں استعمال کرتے ہنیں p سیلیکان پر بنایا جاتا ہے۔ تو بتاہی p سیلیکان پر ہے البتہ pMOSFET بناتے وقت پہلے p سیلیکان میں گہر a n خط بنایا جاتا ہے اور پھر اس خط میں pMOSFET بنایا جاتا ہے۔ شکل 4.14 میں جڑو ما سفیٹ کی ساخت دکھائی گئی ہے۔ جڑو ما سفیٹ کو عام فہم میں سیارہ<sup>27</sup> کہتے ہیں۔ شکل میں ماسفیٹ کے دونوں جانب  $\text{SiO}_2$  کے گہرے حصے دکھائے گئے ہیں جو ساتھ ساتھ دو ماسفیٹ کو مکمل طور پر عیندہ رکھنے کی خاطر استعمال کئے جاتے ہیں۔ یاد رہے کہ  $\text{SiO}_2$  نہیں عمدہ غیر موصل ہے۔ سیماس کو p سیلیکان پر بھی بنایا جا سکتا ہے۔ پس اس میں pMOSFET کو گہرے n خط میں بنانا ہو گا جبکہ nMOSFET تو بتاہی p سیلیکان پر ہے۔

## 4.8 ماسفیٹ کے یک سمت اور کا حل

اس حصے میں ماسفیٹ کے یک سمت اور حل کئے جائیں گے۔ جیسے اس کتاب کے شروع میں بتالیا گیا ہے، یک سمت متغیرات انگریزی کے بڑے حروف سے ظاہر کئے جاتے ہیں۔ یوں گیٹ پر بر قی دباؤ کو  $v_{GS}$  کی جگہ  $V_{GS}$  لکھا جائے گا۔ اسی طرح  $v_{DS}$  کو  $i_{DS}$  اور  $V_{DS}$  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 منی گھٹاتا ماسفیٹ 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:

$v_{GS} = -4\text{V}$  اور  $V_t = -3.2\text{V}$  اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ مفقط ہے اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی  $i_{DS} = 0$  ہے۔

$v_{GS} = -3.2\text{V}$  اور  $V_t = -3.2\text{V}$  پر چونکہ  $v_{GS} = V_t$  ہے۔ اس صورت پیدا کردہ راہ وجود میں آئے گا مگر اس کی گھرائی تقریباً صفر ہو گی اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی  $i_{DS} = 0$  ہے۔

$v_{GS} > V_t$  اور  $V_t = -3.2\text{V}$  پر چونکہ  $v_{GS} = -2.8\text{V}$  ہے لہذا  $v_{GS} > V_t$  ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔  $V_{DS} = 1\text{V}$  پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔

$$v_{GS} - v_{DS} = (-2.8) - (1) = -3.8\text{V}$$

ہے جو کہ  $V_t$  سے کم ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} < V_t$$

لہذا گھٹاتا ماسفیٹ افزائندہ ہے اور یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} \times [(-2.8) - (-3.2)]^2 \\ &= 8 \mu\text{A} \end{aligned}$$

$v_{GS} > V_t$  پر چونکہ  $V_t = -3.2 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = -2.2 \text{ V}$  لہذا  $(-2.2 > -3.2)$  ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔  $V_{DS} = +1 \text{ V}$  پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ

$$v_{GS} - v_{DS} = (-2.2) - (1) = -3.2 \text{ V}$$

لہذا 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  $v_{GS} > V_t$  پر چونکہ  $V_t = -3.2 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = 1.5 \text{ V}$  لہذا  $(+1.5 > -3.2)$  ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔  $V_{DS} = 1 \text{ V}$  پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ

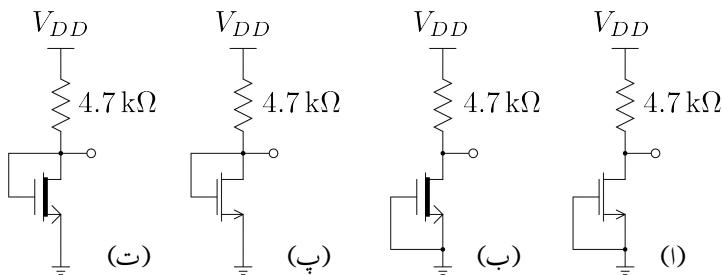
$$v_{GS} - v_{DS} = +1.5 - 1 = 0.5 \text{ V}$$

لہذا 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 سمت ادوار

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  $k_n = 0.2 \text{ mAV}^{-2}$  ہیں جبکہ دور میں  $V_{DD} = 10 \text{ V}$  ہے۔ دور میں برقی 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  $V_{GS} < V_t$  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  $k_n = 0.2 \text{ mAV}^{-2}$  ہیں جبکہ دور میں  $V_{DD} = 10 \text{ V}$  ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل:  $n$  قسم کے گھنٹاتا ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت ہر صورت منفی ہوتی ہے۔  $n$  قسم کے ماسفیٹ کا گیٹ اور سورس آپس میں جوڑنے سے  $V_{GS} = 0$  ہو جاتا ہے اور یوں  $V_{GS} > V_t$  یعنی ماسفیٹ چالو ہوتا ہے۔ اب یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا یہ ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے یا کہ غیر افزائندہ خطے میں۔

ماسفیٹ کے سوالات میں عموماً قبل از وقت یہ جانتا ممکن نہیں ہوتا کہ ماسفیٹ افزائندہ یا غیر افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں آپ جان نہیں سکتے کہ ماسفیٹ کی برقی رو حاصل کرتے وقت افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات یا غیر افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال ہو گی۔

اس طرح کے سوالات حل کرتے وقت آپ تصور کریں گے کہ ماسفیٹ افزائندہ (یا غیر افزائندہ) خطے میں ہے<sup>28</sup> اور پھر دور حل کرنے کی کوشش کریں گے۔ حل کرنے کے بعد دوبارہ تسلی کریں گے کہ ماسفیٹ افزائندہ (یا غیر افزائندہ) خطے میں ہی ہے۔ اگر حقیقی جواب اور تصور کردہ صورتیں یکساں نکل آئیں تو حل تسلیم کر لیا جاتا ہے ہر نہ ماسفیٹ کو غیر افزائندہ (افزائندہ) تصور کر کے دور کو دوبارہ حل کیا جاتا ہے۔ آئیں اس ترکیب کو استعمال کریں۔

ہم تصور کرتے ہیں کہ گھنٹاتا ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں مساوات 4.28 کے تحت

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (0 - (-3))^2 = 0.9 \text{ mA}$$

اور شکل ب میں خارجی جانب کرخوف کا قانون برائے برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے

$$V_{DD} = I_{DS} R_D + V_{DS}$$

$$10 = 0.9 \times 10^{-3} \times 4.7 \times 10^3 + V_{DS}$$

$$V_{DS} = 5.77 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس جواب کو استعمال کرتے ہوئے ہم نے یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا ماسفیٹ واقعی افزائندہ ہے یا نہیں۔ مساوات 4.8 کا آخری جزو افزائندہ ماسفیٹ کی شرط بیان کرتا ہے۔ موجودہ مثال میں

$$V_{GS} - V_{DS} = 0 - 5.77 = -5.77 \text{ V}$$

ہے جبکہ  $V_t = -3 \text{ V}$  ہے۔ یوں  $V_{GS} - V_{DS} < V_t$  کی شرط پوری ہوتی ہے اور ماسفیٹ یقیناً افزائندہ ہی ہے لہذا  $I_{DS} = 0.9 \text{ mA}$  یہ صحیح جواب ہے۔

<sup>28</sup> میری عادت ہے کہ میں ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کر کے دور حل کرنے کی کوشش پہلے کرتا ہوں۔

اسی مثال میں ماسفیٹ کو غیر افزائندہ تصور کر کے مثال کو دوبارہ حل کرتے ہیں۔ غیر افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات حل کرنے کی خاطر  $V_{DS}$  کا معلوم ہونا ضروری ہے۔ دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے ملتا ہے

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS} R_D + V_{DS} \\ 10 &= I_{DS} \times 4.7 \times 10^3 + V_{DS} \\ V_{DS} &= 10 - 4700 I_{DS} \end{aligned}$$

غیر افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات میں  $V_{DS}$  کی جگہ اسے استعمال کرتے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} I_{DS} &= k_n \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{I_{DS}}{k_n} &= \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{I_{DS}}{0.2 \times 10^{-3}} &= \left[ (0 - (-3)) (10 - 4700 I_{DS}) - \frac{(10 - 4700 I_{DS})^2}{2} \right] \end{aligned}$$

سے

$$I_{DS} = 1.26 \mp j0.46 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ مخلوط جوابات ہیں۔ غیر حقیقی برقی رو معنی نہیں رکھتی لہذا ماسفیٹ کے غیر افزائندہ ہونے کو رد کیا جاتا ہے۔

مثال 4.5: شکل 4.15 پ میں منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے ڈرین اور گیٹ جوڑ کر یک سمت دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا  $V_{DD} = 10 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.2 \text{ mA/V}^{-2}$  ہے۔ دور  $V_t = 3 \text{ V}$  میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے گیٹ اور ڈرین برابر برقی دباؤ پر ہوں گے یعنی

$$V_{GS} = V_{DS}$$

ہو گا۔ یوں  $V_{GS} - V_{DS} < V_t$  ہو گا اور یوں  $V_{GS} - V_{DS} = 0$  ہو گا۔ اس طرح ماسفیٹ افراستنہ ہو گا اور ہم برقی رو

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

سے حاصل کر سکتے ہیں۔ البتہ ایسا کرنے کی خاطر ہمیں  $V_{GS}$  کی قیمت درکار ہو گی۔ شکل پ کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{DD} = I_{DS}R_D + V_{DS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ اس مثال میں  $V_{GS} = V_{DS}$  ہے لہذا اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$V_{DD} = I_{DS}R_D + V_{GS}$$

$$10 = I_{DS} \times 4.7 \times 10^3 + V_{GS}$$

$$V_{GS} = 10 - 4700I_{DS}$$

اس مساوات کو افراستنہ ماسفیٹ کے مساوات کے ساتھ حل کرنے سے برقی رو حاصل کی جاسکتی ہے۔ اس مساوات سے حاصل  $V_{GS}$  کو افراستنہ 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 تو ماسفیٹ مقطوع ہوتا اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن ہی نہیں ہوتا لہذا یہ جواب غلط ہے۔ دوسرا 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 منقی 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 دباد پایا جائے گا یعنی  $V_{GS} = V_{DS}$  ہو گا لہذا 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  $V_t$  منقی ہوتا ہے اور یوں یہاں  $V_t > V_{GS} > V_t$  ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں اس ماسفیٹ کو منقطع تصور کرنا غلط ہے۔ اسکیل اب دیکھتے ہیں کہ آیا ماسفیٹ افزائندہ یا غیر افزائندہ خٹے میں ہے۔

گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہونے کی وجہ سے  $V_{GS} - V_{DS} = 0$  ہو گا۔ چونکہ گھٹاتا ماسفیٹ کا منقی مقدار ہوتا ہے لہذا  $V_{GS} - V_{DS} > V_t$  ہو گا اور یوں اگر یہ ماسفیٹ چالو ہو تو یہ ہر صورت غیر افزائندہ خٹے میں ہو گا اور اس کی مساوات غیر افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے حاصل کی جا سکتی ہے۔

$$\begin{aligned} I_{DS} &= k_n \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{I_{DS}}{k_n} &= (10 - 4700I_{DS} + 3)(10 - 4700I_{DS}) - \frac{(10 - 4700I_{DS})^2}{2} \\ I_{DS} &= 4.3 \text{ mA}, 1.68 \text{ mA} \end{aligned}$$

ہم جانتے ہیں کہ اگر یہاں ماسفیٹ چالو ہو تو یہ غیر افزائندہ ہو گا لہذا دیکھنا یہ ہے کہ آیا ماسفیٹ چالو ہے یا نہیں۔

اگر  $I_{DS} = 4.3 \text{ mA}$  ہو تو

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 4.3 \times 10^{-3} \\ &= -10.21 \text{ V} \end{aligned}$$

اور یوں  $V_{GS} < V_t$  ہو گا جو کہ ممکن نہیں ہے۔ ممکن نہیں ہے کہ ماسفیٹ برقی رو گزار ہی نہیں سکتا لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔

اگر  $I_{DS} = 1.68 \text{ mA}$  ہو تو

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 1.68 \times 10^{-3} \\ &= 2.104 \text{ V} \end{aligned}$$

اور یوں ہو گا جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں  $I_{DS} = 1.68 \text{ mA}$  اور  $V_{GS} > V_t$  ہی درست جواب ہے۔

---



---

مثال 4.7: شکل 4.15 پ میں

$$\begin{aligned} k_n &= 0.15 \text{ mAV}^{-2} \\ V_t &= 3 \text{ V} \\ V_{DD} &= 10 \text{ V} \end{aligned}$$

ہیں۔ برقی رو  $I_{DS} = 0.6 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر  $R_D$  کی قیمت دریافت کریں۔

حل: جیسے مثل 4.6 میں ثابت کیا گیا، بڑھاتا  $n$  ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے ماسفیٹ چالو حال میں رہتا ہے۔ مزید یہ کہ یہ افزائندہ ہوتا ہے جیسے مندرجہ ذیل مساوات سے دیکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_{DS} \\ V_{GS} - V_{DS} &= 0 \\ V_{GS} - V_{DS} &< V_t \end{aligned}$$

یوں انفرائندہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال کرتے ہوئے  $V_{GS}$  کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ 0.6 \times 10^{-3} &= \frac{0.15 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3)^2 \\ \frac{2 \times 0.6 \times 10^{-3}}{0.15 \times 10^{-3}} &= (V_{GS} - 3)^2 \\ 8 &= (V_{GS} - 3)^2 \\ V_{GS} &= \mp\sqrt{8} + 3 \\ V_{GS} &= 0.172 \text{ V}, 5.828 \text{ V} \end{aligned}$$

$V_{GS} = 0.172 \text{ V}$  کے جواب کو رد کرتے ہیں چونکہ اس طرح  $V_{GS} < V_t$  ہو گا اور ماسفیٹ منقطع ہو گا۔  $V_{GS} = 5.828 \text{ V}$  کو تسلیم کرتے ہوئے دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ میں  $V_{DS}$  کی قیمت کو حاصل شدہ  $V_{GS}$  کی قیمت کے برابر لیتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS} R_D + V_{DS} \\ 10 &= 0.6 \times 10^{-3} \times R_D + 5.828 \\ R_D &= 6.95 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

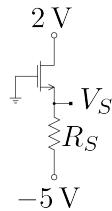
مثال 4.8: اگر شکل 4.16 میں  $I_{DS} = 0.8 \text{ mA}$ ,  $V_t = 2.5 \text{ V}$ ,  $k_n = 0.4 \text{ mA V}^{-2}$  اور  $V_D = 2 \text{ V}$  ہوں تو اس دور کے مزاحمت کی قیمت حاصل کریں۔

حل: دور کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$\begin{aligned} V_{GS} + I_{DS} R_S - 5 &= 0 \\ V_{GS} &= 5 - I_{DS} R_S \end{aligned}$$

اگر ماسفیٹ منقطع ہوتا ہو تو کی 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۔ لذا 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 افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ اس طرح افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال ہو گی

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ I_{DS} &= \frac{k_n}{2} ([5 - I_{DS}R_S] - V_t)^2 \\ 0.8 \times 10^{-3} &= \frac{0.4 \times 10^{-3}}{2} \left( 5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S - 2.5 \right)^2 \\ \mp \sqrt{4} &= \left( 2.5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S \right) \\ R_S &= 0.625 \text{ k}\Omega, \quad 5.625 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

اگر  $R_S = 0.625 \text{ k}\Omega$  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

$$V_{GS} = 5 - I_{DS}R_S = 5 - 0.8 \times 10^{-3} \times 5.625 \times 10^3 = 0.5 \text{ V}$$

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  $k_n = 0.6 \text{ mA V}^{-2}$  ہوں۔ دور میں استعمال کئے گئے ماسفیٹ کی  $V_t = 3.3 \text{ V}$  جبکہ اس کی  $V_D = 2 \text{ V}$  ہے۔ دور میں  $V_{SS} = -10 \text{ V}$  اور  $V_{DD} = 15 \text{ V}$  رکھیں۔

حل: چونکہ گیٹ صفر جبکہ ڈرین دو ولٹ پر ہے لہذا  $V_{GD} = -2 \text{ V}$  اور یوں  $V_{GS} < V_t$  ہے جو کہ افراندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں

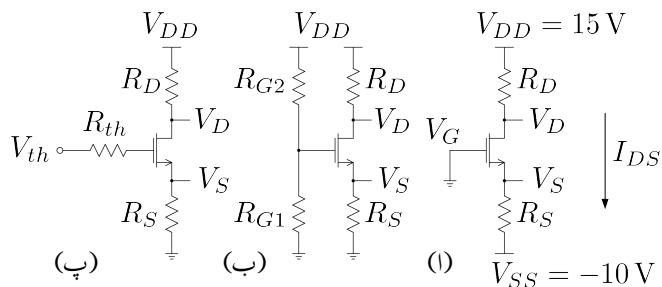
$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ 2 \times 10^{-3} &= \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3.3)^2 \\ V_{GS} &= 3.3 \mp \sqrt{\frac{4}{0.6}} \\ V_{GS} &= 0.718 \text{ V}, \quad 5.88 \text{ V} \end{aligned}$$

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  $V_{GS} = 5.88 \text{ V}$  صحیح جواب ہے۔ دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_G - V_S \\ 5.88 &= 0 - V_S \\ V_S &= -5.88 \text{ V} \end{aligned}$$

یوں اُوہم کے قانون کے تحت

$$R_S = \frac{V_S - V_{SS}}{I_{DS}} = \frac{-5.88 - (-10)}{2 \times 10^{-3}} = 2.06 \text{ k}\Omega$$



شکل 4.17: ماسفیٹ کے مزیدیک سمت ادوار

اور

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_{DS}} = \frac{15 - 2}{2 \times 10^{-3}} = 6.5 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 4.10: شکل 4.17 ب میں دو جوڑ ٹرانزسٹر مائل کرنے کے طرز پر گیٹ کے ساتھ دو مزاحمت منسلک کر کے ماسفیٹ کو مائل کیا گیا ہے۔ اگر

$$\begin{aligned} V_{DD} &= 12 \text{ V} \\ R_D &= 6.8 \text{ k}\Omega \\ R_S &= 5.6 \text{ k}\Omega \\ R_{G1} &= R_{G2} = 10 \text{ M}\Omega \\ V_t &= 2.5 \text{ V} \\ k_n &= 0.1 \text{ mA V}^2 \end{aligned}$$

ہوں تب اس دور میں تمام برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اس کا مساوی تھونن دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$V_{th} = \frac{R_{G1}V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} = 6 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{R_{G1}R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 5 \text{ M}\Omega$$

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 اور ہم کا قانون لا گو کرنے سے ماسفیٹ کے سورس اور ڈرین سروں پر برقی دباؤ کے مندرجہ ذیل کلیات حاصل ہوتے ہیں۔

$$V_{DD} - V_D = I_{DS}R_D$$

$$V_D = V_{DD} - I_{DS}R_D$$

$$V_D = 12 - 6800I_{DS}$$

$$V_S = I_{DS}R_S = 5600I_{DS}$$

یوں

$$V_{GS} = V_G - V_S = (6) - (5600I_{DS})$$

$$V_{GD} = V_G - V_D = (6) - (12 - 6800I_{DS}) = -6 + 6800I_{DS}$$

ہو گا۔ ان معلومات کے ساتھ رہتے ہوئے ہم یہ نہیں کہہ سکتے کہ ماسفیٹ افزائندہ یا غیر افزائندہ خطے میں ہے۔ اس طرح کے مسائل میں ہم ماسفیٹ کو افزائندہ (غیر افزائندہ) تصور کر کے دور کو حل کرتے ہیں۔ حتیٰ جواب حاصل ہونے کے بعد دوبارہ دیکھتے ہیں کہ آیا ماسفیٹ افزائندہ (غیر افزائندہ) ہی ہے۔ آئیں ایسا ہی کرتے ہوئے ہم ماسفیٹ

کو افراستہ 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۔ سے 1.65 mA

$$V_{GS} = 6 - 1.65 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 = -3.24 \text{ V}$$

یعنی  $V_{GS} < V_t$  ہے لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ سے 0.237 mA

$$V_{GS} = 6 - 0.237 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 = 4.67 \text{ V}$$

یعنی  $V_{GS} > V_t$  ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ مزید یہ کہ اس بر قی رو سے

$$V_{GD} = -6 + 0.237 \times 10^{-3} \times 6.8 \times 10^3 = -4.39 \text{ V}$$

یعنی  $V_t < V_{GD}$  ہے جو کہ افراستہ 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 ب میں

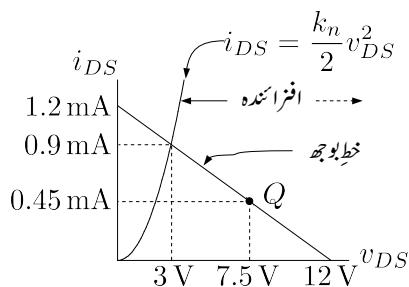
$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$R_D = 8 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 2 \text{ k}\Omega$$

$$V_t = 2.5 \text{ V}$$

$$k_n = 0.2 \text{ mA V}^2$$



شکل 4.18: خط بوج سے نقطہ کار کردگی کا حصول

ہیں۔ اس ایمپلینیٹر کے گیٹ پر لامدد کپیسٹر کے ذریعہ داخلی اشارہ مہبیا کیا جاتا ہے۔  $v_{DS}$  کی زیادہ سے زیادہ تناظر کل چوٹی کے لئے درکار نقطہ مائل حاصل کریں۔

حل: خط بوج<sup>29</sup> کی مساوات

$$\begin{aligned} V_{DD} &= v_{DS} + i_{DS} (R_D + R_S) \\ 12 &= v_{DS} + 10000i_{DS} \end{aligned}$$

کو شکل 4.18 میں گراف کیا گیا ہے۔ شکل میں نقطہ بوج کے گراف کی مدد سے افرا نندہ خطے کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ نقطہ بوج کا خط مساوات 4.34 سے حاصل کیا گیا یعنی

$$i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2$$

ان دو مساوات کو اکٹھے کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} 12 &= v_{DS} + 10000i_{DS} \\ &= v_{DS} + 10000 \times \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} v_{DS}^2 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس دو درجی مساوات سے  $v_{DS} = 3\text{V}$  دبوچ،  $i_{DS} = 0.9\text{mA}$  حاصل ہوتا ہے۔ اس کا دوسرا جواب  $-4\text{V}$  ہے جسے رد کیا جاتا ہے چونکہ دبوچ،  $v_{DS}$  ممکن نہیں۔ حاصل دبوچ،  $v_{DS} = -4\text{V}$  سے  $i_{DS} = 0.9\text{mA}$  حاصل ہوتا ہے۔

load line<sup>29</sup>

ماسفیٹ ایک پلیناٹر خلوبوجھ پر چہل قدمی کرتا ہے۔ جیسے شکل میں دکھایا گیا ہے، ماسفیٹ اس وقت تک افزائندہ رہتا ہے جب تک  $v_{DS}$  کی قیمت دیوچ  $v_{DS}$  سے زیادہ ہو۔ یوں ماسفیٹ کا  $v_{DS}$  تین ولٹ سے کم نہیں رکھا جا سکتا لہذا

$$3 \text{ V} \leq v_{DS} < 12 \text{ V}$$

$$0 < i_{DS} < 0.9 \text{ mA}$$

خارجی متغیرات کے حدود ہیں جن میں ماسفیٹ افزائندہ رہے گا۔ ان قیمتوں کے بالکل درمیانی نقطے پر نقطہ کار کردگی رکھنے سے زیادہ سے زیادہ  $v_{DS}$  اور  $i_{DS}$  حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ یوں نقطہ کار کردگی کو (7.5 V, 0.45 mA) رکھا جائے گا۔

مثال 4.12:  $p$  بڑھاتا ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے شکل 4.19 اف کا دور بنایا گیا ہے۔ ماسفیٹ کو افزائندہ نقطے میں رکھتے ہوئے  $V_D = 4 \text{ V}$  اور  $I_{SD} = 0.2 \text{ mA}$  حاصل کریں۔

حل:  $V_D = 4 \text{ V}$  اور  $I_{SD} = 0.2 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر اوہم کے قانون کے تحت

$$V_D = I_{SD} R_D$$

$$4 = 0.2 \times 10^{-3} R_D$$

$$R_D = 20 \text{ k}\Omega$$

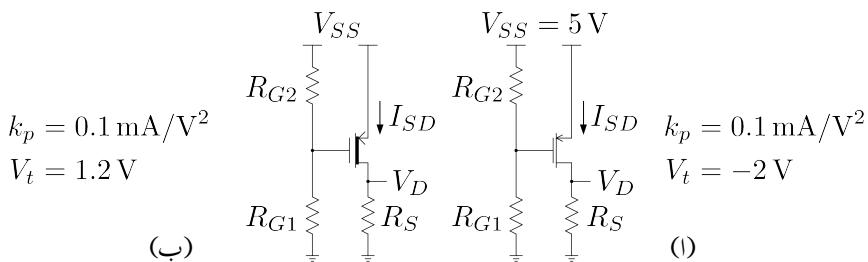
حاصل ہوتا ہے۔

افزاںدہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$I_{SD} = \frac{k_p}{2} (V_{SG} + V_t)^2$$

$$0.2 \times 10^{-3} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} - 2)^2$$

$$V_{SG} = 0 \text{ V}, 4 \text{ V}$$



شکل 4.19: p ماسفیٹ کے یک سمت ادوار

حاصل ہوتے ہیں۔ افرائندہ 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  $V_{SG} > 2 \text{ V}$  ہو۔ یوں  $V_{SG} = 4 \text{ V}$  کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ  $V_S = 5 \text{ V}$  لہذا

$$V_{SG} = V_S - V_G$$

$$4 = 5 - V_G$$

$$V_G = 1 \text{ V}$$

درکار ہے۔  $R_{G1}$  اور  $R_{G2}$  کے قیمتیں چن کر  $V_G = 1 \text{ V}$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مثلاً اگر  $R_{G1} = 1 \text{ M}\Omega$  چنانچاہے تو

$$V_G = \frac{R_{G1}V_{SS}}{R_{G1} + R_{G2}}$$

$$R_{G2} = R_{G1} \left( \frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right)$$

$$R_{G2} = 4 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.13: شکل 4.19 ب میں p قسم کا گھٹاتا ماسفیٹ استعمال کرتے دور بنایا گیا ہے جس میں ماسفیٹ کو افزائندہ رکھتے ہوئے  $I_{SD} = 0.2 \text{ mA}$  اور  $V_D = 1 \text{ V}$  درکار ہیں۔ اس دور کو حل کریں۔

حل: اُوہم کے قانون کے تحت

$$\begin{aligned}V_D &= I_{SD} R_D \\1 &= 0.2 \times 10^{-3} R_D \\R_D &= 5 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$\begin{aligned}I_{SD} &= \frac{k_p}{2} (V_{SG} + V_t)^2 \\0.2 \times 10^{-3} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} + 1.2)^2 \\V_{SG} &= -3.2 \text{ V}, 0.8 \text{ V}\end{aligned}$$

چالو p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کے لئے  $V_{SG} > -V_t$  یعنی  $V_{SG} > -1.2 \text{ V}$  ضروری ہے۔ یہ  $V_{SG} = -3.2 \text{ V}$  کو رد کیا جاتا ہے اور  $V_{SG} = 0.8 \text{ V}$  کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یہ

$$\begin{aligned}V_{SG} &= V_S - V_G \\0.8 &= 5 - V_G \\V_G &= 4.2 \text{ V}\end{aligned}$$

درکار ہے۔  $R_{G1} = 10 \text{ M}\Omega$  لیتے ہوئے

$$R_{G2} = R_{G1} \left( \frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right) = 10 \times 10^6 \left( \frac{5}{4.2} - 1 \right) = 1.9 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.14: شکل 4.20 اف میں گھٹاتا ماسفیٹ کے

$$\begin{aligned}k_n &= 0.1 \text{ mA} \text{ V}^{-2} \\V_t &= -1 \text{ V}\end{aligned}$$

ہیں۔

حل: ماسفیٹ کا گیٹ برقی زمین پر ہے یعنی  $V_G = 0 \text{ V}$  ہے۔ بقايا دو سروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_S = I_{DS}R_S = 2000I_{DS}$$

$$V_D = V_{DD} - I_{DS}R_D = 5 - 16000I_{DS}$$

یوں

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - 2000I_{DS} = -2000I_{DS}$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افزائندہ ہے۔ اس طرح

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(-2000I_{DS}) - (-1)]^2$$

$$I_{DS} = 5.958 \text{ mA}, 0.042 \text{ mA}$$

$5.958 \text{ mA}$  کے برقی رو سے  $V_{GS} = -5.958 \times 10^{-3} \times 2000 = -11.9 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے جو کہ مقطوع ماسفیٹ کی نشانی ہے لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔  $0.042 \text{ mA}$  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

$$V_S = 0.042 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.084 \text{ V}$$

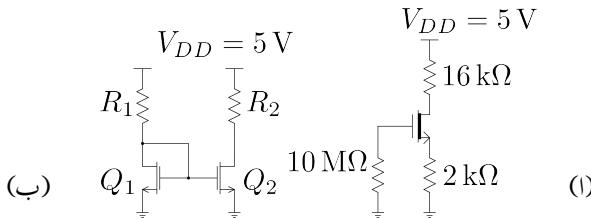
$$V_D = 5 - 0.042 \times 10^{-3} \times 16000 = 4.328 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 4.328 - 0.084 = 4.224 \text{ V}$$

$$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - 4.328 = -4.328 \text{ V}$$

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 آئینہ<sup>30</sup> دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں استعمال ہونے والے دونوں ماسفیٹ کو بالکل یکسان تصور کرتے ہوئے اسے حل کریں۔



شکل 4.20: ماسفیٹ کے یک سمت ادوار

حل:  $Q_1$  کا گیٹ اس کے ڈرین کے ساتھ منسلک کیا گیا ہے۔ یہاں رک کر مثال 4.5 کو دوبارہ دیکھیں جہاں اس طرح جڑے ماسفیٹ پر تفصیلی گفتگو کی گئی ہے۔

ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جڑے ہونے کی وجہ سے ان دونوں پر برابر برقی دباؤ پایا جائے گا لیکن  $V_{G1} = V_{D1}$  ہو گا۔ یوں  $V_{GS1} - V_{DS1} < V_t$  اور  $V_{GS1} = V_{DS1}$  ہو گا۔ یہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔

کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$V_{DD} = I_{DS1}R_1 + V_{DS1}$$

$$V_{DS1} = V_{DD} - I_{DS1}R_1$$

ہے۔ چونکہ  $V_{GS1}$  اور  $V_{DS1}$  برابر ہیں لہذا

$$V_{GS1} = V_{DS1} = V_{DD} - I_{DS1}R_1$$

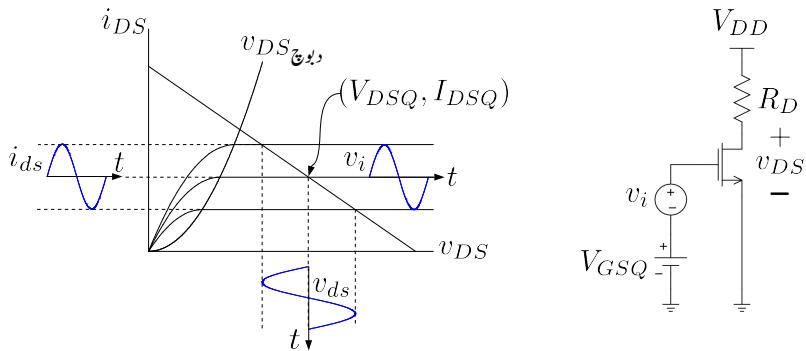
ہو گا اور یوں

$$\begin{aligned} I_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{DD} - I_{DS1}R_1) - V_t]^2 \end{aligned}$$

ہو گا۔ اس مساوات کو حل کرتے برقی رو کی دو مقداریں حاصل ہوں گے جن میں سے صرف ایک مقدار قابل قبول ہو گی۔ اس برقی رو کے مطابق  $V_{GS1}$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔

دور میں دونوں ماسفیٹ کے گیٹ آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے سورس برقی زمین پر ہیں۔ یوں  $V_{GS2} = V_{GS1}$  ہو گا۔ جب تک ماسفیٹ  $Q_2$  بھی افزائندہ رہے اس کی برقی رو

$$I_{DS2} = \frac{k_n}{2} (V_{GS2} - V_t)^2$$



شکل 4.21: ماسفیٹ ایمپلیفیاٹر

ہو گی جو کہ ماسفیٹ  $Q_1$  کے برقی رو کے برابر ہے یعنی  $I_{DS2} = I_{DS1}$  - یوں  $R_1$  کی مدد سے  $Q_1$  میں درکار برقی رو حاصل کی جاتی ہے۔ چونکہ  $V_{GS2}$  اور  $V_{GS1}$  برابر ہیں لہذا  $Q_2$  میں بھی  $Q_1$  کے برقی رو جتنا برقی رو گزرے گا۔

#### 4.9 ماسفیٹ ایمپلیفیاٹر کا ترکیبی تجزیہ

ماسفیٹ کو بطور ایمپلیفیاٹر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ نقطے میں مائل کیا جاتا ہے۔ شکل 4.21 میں ماسفیٹ ایمپلیفیاٹر دکھایا گیا ہے۔ ساقھے ہی ماسفیٹ کے خطوط اور برقی خط یو جھ بھی دکھایا گیا ہے۔ افزائندہ نقطے کے حد کو دبوچ  $v_{DS}$  کے خط سے دکھایا گیا ہے۔ ماسفیٹ ایمپلیفیاٹر اس وقت تک خوش اسلوبی سے واخلي اشارے کو بڑھاتا ہے جب تک ماسفیٹ افزائندہ نقطے میں رہے۔ ہم یہاں nMOSFET کو مثال بنانے کے لئے ماسفیٹ ایمپلیفیاٹر پر تبصرہ کریں گے۔ ماسفیٹ کے بقیا تمام اقسام پر مبنی ایمپلیفیاٹر بھی اسی طرح کام کرتے ہیں۔

شکل 4.21 میں نقطہ کار کردگی ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ  $V_{GSQ}$ ، بوجھ کی مزاحمت  $R_D$  اور برقی دباؤ کی منبع  $V_{DD}$  تعین کرتے ہیں۔  $v_i = 0$  ہونے کی صورت میں ماسفیٹ نقطہ کار کردگی پر پایا جائے گا جہاں اس کے یک سمت برقی دباؤ  $V_{DSQ}$  اور یک سمت برقی رو  $I_{DSQ}$  ہوں گے۔ اب تصور کریں کہ باریک اشارہ  $v_i$  ثابت

جانب بڑھتا ہے۔ یوں ماسفیٹ کے گیٹ پر کل برقی دباؤ  $V_{GSQ}$  سے بڑھ جائے گا جس سے  $i_{DS}$  بڑھ جائے گی جبکہ  $v_{DS}$  کم ہو جائے گا۔ اسی طرح اگر  $v_i$  مخفی ہوتا ہے تو گیٹ پر برقی دباؤ کھٹے گا جس سے  $i_{DS}$  کم ہو جائے گی جبکہ  $v_{DS}$  بڑھے گا۔ شکل میں سائن نما  $v_i$  کی صورت میں ایسا ہوتا دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خط بوجھ کی ڈھلوان کم کرنے سے  $v_{ds}$  بڑھتا ہے۔  $\frac{v_{ds}}{v_i}$  اس ایمپلیفیاٹر کی افزائش برقی دباؤ  $A_v$  ہے۔

#### 4.10 ماسفیٹ ایمپلیفیاٹر کا تخلیلی تجزیہ

شکل 4.22 میں بڑھاتا ماسفیٹ کو استعمال کرتے ہوئے ایمپلیفیاٹر کا دور بنایا گیا ہے جس میں دو عدد منع برقی دباؤ  $V_{GS}$  اور  $V_{DD}$  اور 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 ایمپلیفیاٹر پر غور کرنا نسبتاً آسان ہے۔

اس دور میں داخلی جانب یک سمت منع  $V_{GS}$  کے ساتھ سلسلہ وار بدلتا اشارہ  $v_{gs}$  منسلک کیا گیا ہے۔ اس دور کا مقصد داخلی اشارہ  $v_{gs}$  کا جیط بڑھانا ہے۔ بڑھایا گیا اشارہ ماسفیٹ کے ڈرین سے حاصل کیا جائے گا۔

مندرجہ ذیل بحث گرشتہ باب میں ٹرانزسٹر پر بحث کے ہو بہو ہے۔

##### 4.10.1 یک سمت 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۔

$$\begin{aligned}
 i_{DS} &= \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2 = \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2 \\
 &= \underbrace{\frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2}_{I_{DS}} + \underbrace{k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}}_{\text{اشاراتی جزو}} + \underbrace{\frac{k_n}{2} v_{gs}^2}_{\text{ناگوار جزو}}
 \end{aligned}$$

$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$

شکل 4.22: ماسنیٹ ایمپلیفائر کے برقی روکے مختلف اجزاء

## 4.10.2 بدلتارو تجزیہ

بدلتارو 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

$$(4.47) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2$$

$$\begin{aligned}
 i_{DS} &= \frac{k_n}{2} \left( V_{GS} + v_{gs} - V_t \right)^2 \\
 &= \frac{k_n}{2} \left[ (V_{GS} - V_t) + v_{gs} \right]^2 \\
 &= \frac{k_n}{2} \left[ (V_{GS} - V_t)^2 + 2(V_{GS} - V_t)v_{gs} + v_{gs}^2 \right] \\
 &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs} + \frac{k_n}{2} v_{gs}^2
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کا پہلا جزو  $\frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$  یک سمت جزو ہے۔ یہ مساوات 4.44 میں دئے گئے کے برابر ہے اور یوں اسے  $I_{DS}$  لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات کا دوسرا جزو  $k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$  بدلتارو

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 مرلئے کے راست تناسب ہے اور یوں یہ جزو اشارہ کی شکل بکارتا ہے۔ یہ آخری جزو 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 کی شرط بیان کرتا ہے۔ جو اشارہ اس مساوات پر پورا اترے اسے باریکے 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-نمایزراش ہے۔ مساوات 4.44 کی مدد سے  $g_m$  کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے

$$(4.54) \quad g_m = \sqrt{2I_{DS}k_n}$$

$$= \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

---

distortion<sup>31</sup>  
small signal<sup>32</sup>

$g_m$  کے باضابطہ تعریف کے مطابق یہ ماسنیٹ کے  $i_{DS} - v_{GS}$  خط کے نقطہ مائل پر مماس کی ڈھلوان ہے یعنی

$$(4.55) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GSQ}}$$

اشارہ  $v_{gs}$  کی موجودگی میں مساوات 4.45 مندرجہ ذیل صورت اختیار کر لیتا ہے۔

$$(4.56) \quad v_{DS} = V_{DD} - i_{DS} R_D$$

مساوات 4.50 کے استعمال سے

$$(4.57) \quad \begin{aligned} v_{DS} &= V_{DD} - (I_{DS} + i_{ds}) R_D \\ &= V_{DD} - I_{DS} R_D - i_{ds} R_D \end{aligned}$$

یہ مساوات داخلی اشارہ کے موجودگی میں خارجی بر قی 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

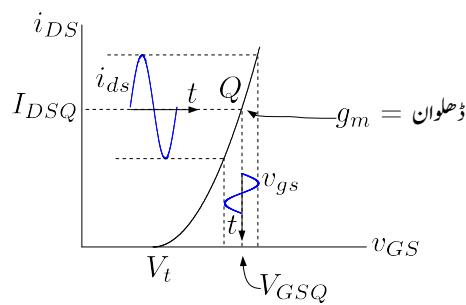
$$(4.60) \quad v_{ds} = -g_m R_D v_{gs}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے انفرائش بر قی 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 ماسنیٹ نقطہ کارکردگی  $Q$  پر رہے گا اور یوں اس پر  $I_{DSQ}$  اور  $V_{GSQ}$  پائے جائیں گے۔ سائن نما  $v_{gs}$  کی صورت میں  $i_{DS}$  میں سائن نما جزو پیلایا جائے گا جسے  $i_{ds}$  کہا جاتا ہے۔



شکل 4.23: ماسفیٹ ایکپلیفائر کا گیٹ پر برقی دباؤ بالمقابل ماسفیٹ کی برقی روکاخط

#### 4.11 ماسفیٹ ریاضی نمونہ

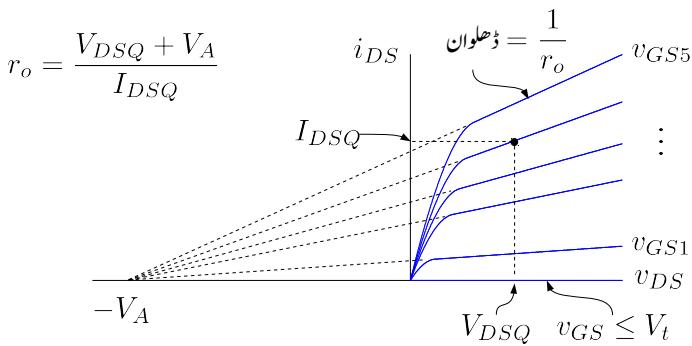
اس حصے میں ماسفیٹ کے ریاضی نمونے<sup>33</sup> حاصل کرنے جائیں گے جنہیں استعمال کر کے بدلتے برقی دباؤ اور بدلتے برقی رو حاصل کرنے جاتے ہیں۔

##### 4.11.1 خارجی مزاحمت $r_o$

ماسفیٹ کو بطور ایکپلیفائر 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 دیکھنے سے بڑھانے پر پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہوتے دکھائی گئی ہے۔ مساوات 4.26 حاصل کرتے وقت اس اثر کو نظر انداز کیا گیا۔ پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہونے سے پیدا کردہ راہ کی مزاحمت کم ہو جاتی ہے اور یوں  $i_{DS}$  بڑھ جاتا ہے۔ بڑھتے برقی دباؤ کے ساتھ پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہونے کے اثر کو ہم مساوات 4.26 میں الٹے برقی دباؤ<sup>34</sup>  $V_A$  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

اللہ برقی دباؤ کے اثر کو شامل کرتے ہوئے ماسفیٹ کے خط شکل 4.24 میں گراف کئے گئے ہیں۔ اس مساوات سے ماسنیٹ کا خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی غرض سے اس کا تفرق نظر مائل پر لیتے ہیں۔

$$\frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \Big|_{V_{GS}} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \frac{1}{V_A}$$

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  $I_{DS}$  کھا جا سکتا ہے اور یوں مندرجہ بالا خارجی مزاحمت کی مساوات کو بہتر طریقے سے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

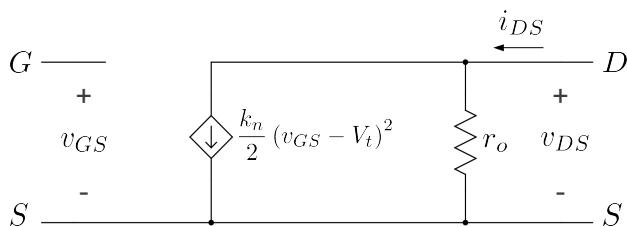
$$(4.64) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} \approx \frac{V_A}{I_{DS}}$$

ہم  $V_A$  کو اللہ برقی دباؤ ہی کہیں گے۔ اللہ برقی دباؤ کی قیمت پیدا کردہ راہ کے لمبائی کے راست تناسب ہوتا ہے۔

$$(4.65) \quad V_A \propto L_{ra}$$

یوں  $r_o$  بڑھانے کی خاطر زیادہ لمبائی کی راہ تحقیق دی جاتی ہے۔ ماسفیٹ کے ارلی برقی دباؤ کی عمومی قیمت 200 V تا 300 V ہوتی ہے۔

model<sup>33</sup>  
Early voltage<sup>34</sup>



شکل 4.25: وسیع اشارات ماسفیٹ ریاضی نمونہ

## 4.11.2 وسیع اشاراتی ماسفیٹ ریاضی نمونہ

افراہندہ خطے میں ماسفیٹ کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ<sup>35</sup> شکل 4.25 میں دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کے داخلی جانب مزاحمت لامحدود ہے جبکہ مساوات 4.64 اس کا خارجی مزاحمت  $r_o$  دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس ریاضی نمونے سے درست  $i_{DS}$  حاصل ہوتا ہے۔

## 4.11.3 باریک اشاراتی ماسفیٹ π ریاضی نمونہ

ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ بالکل BJT ٹرانزسٹر کی طرح حاصل کیا جاتا ہے۔ 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

$$(4.66) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{GS}} = k_n [V_{GS} - V_t]$$

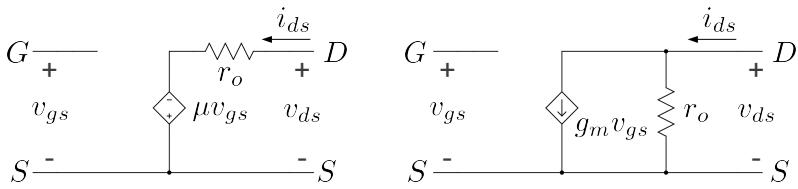
حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.28 کی یک سمت شکل

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

—

$$V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}}$$

model<sup>35</sup>



شکل 4.26: پست تعدادی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے جس کی مدد سے مساوات 4.66 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.67) \quad g_m = k_n [V_{GS} - V_t] = k_n \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}} = \sqrt{2k_n I_{DS}}$$

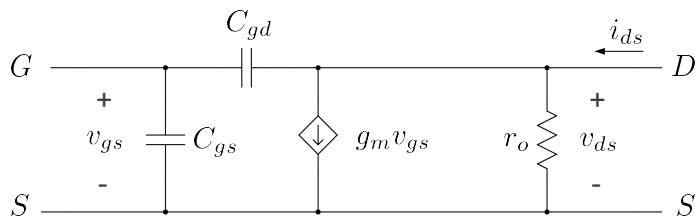
مساوات 4.64 سے حاصل  $r_o$  اور مساوات 4.67 سے حاصل  $g_m$  استعمال کرتے ہوئے ماسفیٹ کا پست تعدادی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.26 میں دیکھی ہاتھ دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کا عمومی نام  $\pi$  ریاضی نمونہ ہے۔ دوجو ٹرانزیستر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ ماسفیٹ کا داخلی مزاہم لامحدود ہونے کی وجہ سے اس کی داخلی برقی رو صفر ہو گی۔ ماسفیٹ کے  $g_m$  کا دوجو ٹرانزیستر کے  $g_m$  کے ساتھ موازنہ کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ ماسفیٹ کی برقی رو چارگنا کرنے سے اس کا  $g_m$  دگنا ہوتا ہے جبکہ دوجو ٹرانزیستر 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

$$\mu = g_m r_o$$

حاصل ہوتا ہے۔

ماسفیٹ کے گیٹ اور سورس کے مابین  $C_{gs}$  کپیسٹر پایا جاتا ہے۔ اسی طرح گیٹ اور ڈرین کے مابین  $C_{gd}$  کپیسٹر پایا جاتا ہے۔ کم تعداد پر ان کپیسٹر کو نظر انداز کیا جاتا ہے البتہ بلند تعداد پر ان کو نظر انداز کرنا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں بلند تعداد پر ماسفیٹ کے پائے ریاضی نمونے میں انہیں شامل کرنے سے بلند تعداد 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 نیچے الٹا خڑھ



شکل 4.27: بلند تحدی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی نمونہ

سورس سے ڈرین تک تقریباً یکساں شکل کا ہوتا ہے۔ گیٹ اور الٹا خلف مل کر کپیسٹر  $\frac{\epsilon WL}{d}$  کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کا آدھا حصہ  $C_{gs}$  اور آدھا  $C_{gd}$  ہے یعنی

$$(4.68) \quad C_{gs} \approx C_{gd} \approx \left(\frac{1}{2}\right) \frac{\epsilon WL}{d}$$

جہاں  $W$  گیٹ کی چوڑائی،  $L$  گیٹ کی لمبائی،  $d$  گیٹ اور سیلیکان کے درمیان فاصلہ ہے۔  $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$  ہے  $\epsilon_r = 3.9$  جبکہ  $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$  ہے۔

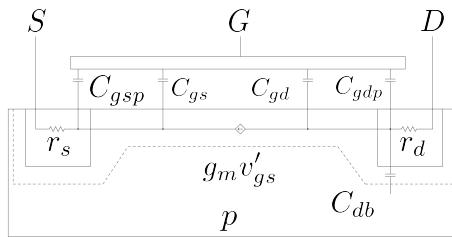
افراکنڈہ ماسفیٹ کے ڈرین جانب راہ دبوچا گیا ہوتا ہے۔ یوں گیٹ کے نیچے پیدا کردہ راہ ہر جگہ یکساں نہیں ہوتا۔ اس صورت میں  $C_{gs} \approx 0$  جبکہ  $C_{gd} \approx \frac{2\epsilon WL}{3d}$  ہوتا ہے۔

$$(4.69) \quad C_{gd} \approx 0$$

$$C_{gs} \approx \left(\frac{2}{3}\right) \frac{\epsilon WL}{d}$$

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 کپیسٹر  $C_{gsp}$  اور اسی طرح گیٹ اور ڈرین کے مابین غیر مطلوب کپیسٹر  $C_{gdp}$  پیدا ہوتا ہے۔ ڈرین اور سیلیکان پتری کا مابین  $pn$  جوڑ پایا جاتا ہے جس کے کپیسٹر کو  $C_{db}$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔

ماسفیٹ کے ریاضی نمونے میں  $C_{gs}$  گیٹ اور سورس کے درمیان دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموع کو کہتے ہیں۔ اسی طرح  $C_{gd}$  بھی دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموع 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۔ یہ ورنی سورس



شکل 4.28: ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء

سرے اور اندروفنی سورس کے درمیان  $r_s$  مزاحمت پایا جاتا ہے۔ اسی طرح بیروفنی ڈرین سرے اور اندروفنی ڈرین کے درمیان  $r_d$  پایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں  $r_d$  اور  $r_s$  کو استعمال نہیں کیا جائے گا۔

دو جو ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونوں کی طرح ماسفیٹ کے باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونے nMOSFET اور pMOSFET دونوں کے لئے یکساں قابل استعمال ہیں۔

#### 4.11.4 باریک اشاراتی ماسفیٹ کی ریاضی نمونہ

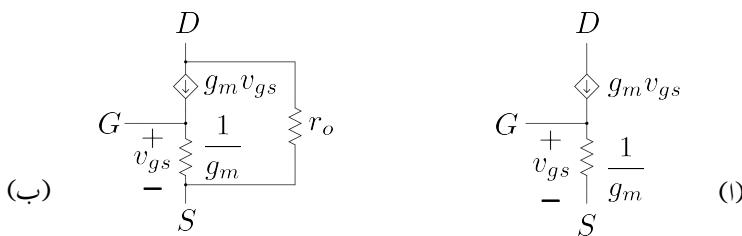
شکل 4.29 میں  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ماسفیٹ کا ٹھیک ریاضی نمونہ<sup>36</sup> دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے میں گیٹ اور سورس کے مابین مزاحمت نسب ہے جس کی قیمت  $\frac{1}{g_m}$  ہے۔ اس ماسفیٹ ریاضی نمونے کو پائے ریاضی نمونے سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے میں

$$(4.70) \quad \begin{aligned} i_g &= 0 \\ i_d &= i_s = i_{ds} = g_m v_{gs} \end{aligned}$$

پائے جاتے ہیں جہاں  $i_d$  اور  $i_s$  ڈرین اور سورس کے برقی رو ہیں۔ داخلی مزاحمت لامحدود ہے۔ آئیں اب ٹھیک ریاضی نمونے پر نظر ڈالیں۔ ٹھیک ریاضی نمونے میں  $i_d = g_m v_{gs}$  ہے۔ گیٹ اور سورس کے مابین مزاحمت نسب ہے جس پر برقی دباؤ  $v_{gs}$  ہے۔ یوں اُوہم کے قانون سے اس مزاحمت میں برقی رو کی مقدار

$$\frac{\text{برقی دباؤ}}{\text{برقی رو}} = \frac{v_{gs}}{\frac{1}{g_m}} = g_m v_{gs}$$

T model<sup>36</sup>



شکل 4.29: باریک اشاراتی ماسفیٹ کی ریاضی نمونہ

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 گزتے ہوئے  $S$  روں ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے گیٹ پر برقی رو  $i_g = \frac{v_{gs}}{l_g}$  حاصل ہوتی ہے۔ داخلی مزاحمت  $\frac{v_{gs}}{l_g}$  کی قیمت  $0 = i_g$  کی بنابر لامحدود حاصل ہوتی ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت میں جو پائی ریاضی نمونے سے حاصل ہوتے ہیں لذما ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت میں جو پائی ریاضی نمونے کو بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔ میں ریاضی نمونے میں  $r_o$  کی شمولیت شکل 4.29 ب میں دکھایا گیا ہے۔

دو جوڑ ٹرانزسٹر کے میں ریاضی نمونے کی طرح شکل 4.29 میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے میں ریاضی نمونے دونوں اقسام کے ماسفیٹ یعنی nMOSFET اور pMOSFET کے لئے قابل استعمال ہیں۔

#### 4.11.5 یک سمت اور بدلتے متغیرات کی عیحدگی

مندرجہ بالا تذکرہ سے ہم دیکھتے ہیں کہ برقی دباؤ اور برقی رو کے دو حصے (یعنی یک سمت حصہ اور بدلتا حصہ) ہوتے ہے۔ ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت ان دو حصوں کو عیحدہ حل کیا جاتا ہے۔ پہلے بدلتے متغیرات کی قیمتیں صفر کرتے ہوئے یک سمت 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  $v_{gs} = V_p \cos \omega t$  ناپسندیدہ حصہ ہے۔ اگر داخلی اشارہ ہو تو ناپسندیدہ جزو میں  $\frac{k_n V_p^2}{4} [1 + \cos(2\omega t)]$  استعمال کرتے ہوئے لکھا

جا سکتا ہے جو داخلی اشارے کے دگنی تعدد کا جزو ہے۔ یہی اصل اشارے کی شکل بگاڑتا ہے۔ خارجی اشارے میں دگنی تعدد اور اصل تعدد کے اجزاء کے حیطوں کی نسبت حاصل کریں۔ اگر  $V_t = 1.4\text{V}$  اور  $V_{GS} = 4\text{V}$  ہوں تو داخلی اشارے کی چوٹی کی وہ حد حاصل کریں جس پر حاصل کردہ نسبت 1% ہو۔

$$\text{حل: دگنی تعدد کا حصہ } \frac{k_n V_p^2}{4} \cos(2\omega t) \text{ ہے۔ یوں}$$

$$\frac{\text{بگرا جزو}}{\text{اصل جزو}} = \frac{V_p}{4(V_{GS} - V_t)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$\frac{V_p \times 100}{4(4 - 1.4)} = 1$$

$$V_p \leq 104\text{mV} \text{ ہے۔}$$

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۔

$$V_{DD} = 15\text{V}$$

$$R_D = 6.8\text{k}\Omega$$

$$R_S = 560\Omega$$

$$R_{G1} = 10\text{M}\Omega$$

$$R_{G2} = 15\text{M}\Omega$$

ہیں۔ مزید اس کے گیٹ پر  $V_G = 6\text{V}$  جبکہ سورس پر  $V_S = 0.81\text{V}$  ناپے جاتے ہیں۔ ساتھ ہی ساتھ باریک اشاراتی برتنی دہاو کی افراش  $\frac{V}{V} = -6.8$  اور  $A_v = -6.8$  ہے جہاں خارجی اشارے کوڈرین سے لیا گیا۔ استعمال کئے گئے ماسنیٹ کی  $k_n$  اور  $V_t$  حاصل کریں۔

حل: اوہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{V_S}{R_S} = \frac{0.81}{560} = 1.4464\text{mA}$$

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 پرکرتبے ملتا ہے۔

$$10^{-3} = k_n (5.19 - V_t)$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افزائندہ نخلے میں ہے یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.4464 \times 10^{-3} = \frac{k_n}{2} (5.19 - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو متانج ملکر

$$1.4464 \times 10^{-3} = \frac{k_n}{2} \left( \frac{10^{-3}}{k_n} \right)^2$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے  $k_n = 0.345 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے  $V_t = 2.29 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔

شکل کو دیکھتے ہوئے

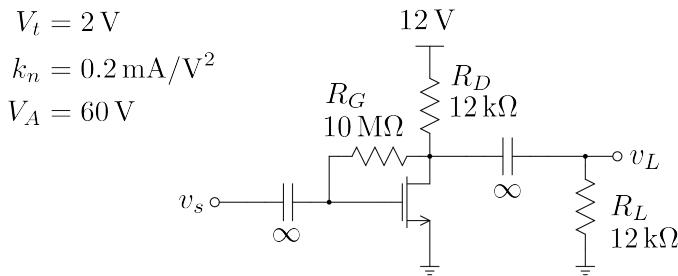
$$V_D = V_{DD} - I_{DS} R_D = 12 - 1.4464 \times 10^{-3} \times 6800 = 2.16 \text{ V}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$V_{GD} = V_G - V_D = 6 - 5.16 = 0.835 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے جو  $V_t$  سے کم ہے لہذا ماسفیٹ افزائندہ نخلے میں ہی ہے۔

مثال 4.18: شکل 4.30 میں ماسفیٹ ایمپلیفیر دکھایا گیا ہے۔ داخلی اور خارجی جانب لامحدود جنفتی کپیسٹر استعمال کئے گئے ہیں۔ داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور افزائش  $A_v = \frac{v_L}{v_S}$  حاصل کریں۔



شکل 4.30: مائنٹر ایمپلینافر

حل: چونکہ گیٹ پر برتنی رو سفر ہے لہذا  $R_G$  پر صفر ولٹ کا گھٹاؤ ہو گا۔ اس طرح  $V_G = V_D$  ہوں گے، یعنی  $V_{GS} = V_{DS} = 0 \text{ V}$  ہو گا، لہذا  $V_{GD} < V_t$  ہے جس سے ثابت ہوتا ہے کہ مائنٹر افراکنڈہ خطے میں ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 2)^2 \\ &= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{DS} - 2)^2 \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اوہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{12 - V_{DS}}{R_D} = \frac{12 - V_{DS}}{12000}$$

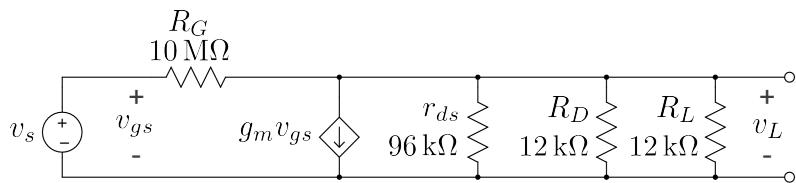
حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حل کرنے سے

$$V_{DS} = 4.5 \text{ V}, \quad I_{DS} = 0.625 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ دو درجی مساوات کے دوسرے جواب کو رد کیا جاتا ہے۔

کی قیمت  $g_m$

$$\begin{aligned} g_m &= k_n (V_{GS} - V_t) \\ &= 0.2 \times 10^{-3} (4.5 - 2) \\ &= 0.5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \end{aligned}$$



شکل 4.31: ماسفینٹ ایکپلینیفار کا مساوی پاریک اشاراتی دور

اور خارجی مزاحمت  $r_o$  کی قیمت

$$r_o = \frac{V_A}{I_{DS}} = \frac{60}{0.625 \times 10^{-3}} = 96 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 4.31 میں ان قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوی پست تعددی پاریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔  $R_G$  سے گزرتے برقی رو کو نظر انداز کرتے ہوئے

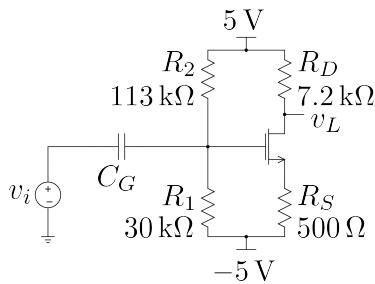
$$\begin{aligned} v_L &\approx -g_m v_{gs} \overbrace{(r_o \parallel R_D \parallel R_L)}^{5.647 \text{ k}\Omega} \\ &= -2.823 v_{gs} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} i_s &= \frac{v_s - v_L}{R_G} \\ &= \frac{v_s}{R_G} \left( 1 - \frac{v_L}{v_s} \right) \\ &= \frac{v_s}{R_G} [1 - (-2.823)] \\ &= 3.823 \frac{v_s}{R_G} \end{aligned}$$



شکل 4.32: مشترک ایمپلینیٹر مزاحمت

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  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کریں۔ کپیٹر کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: یک سمت تجزیہ سے حاصل ہوتے ہیں۔ یوں ماسنیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ انہیں استعمال کرتے ہوئے

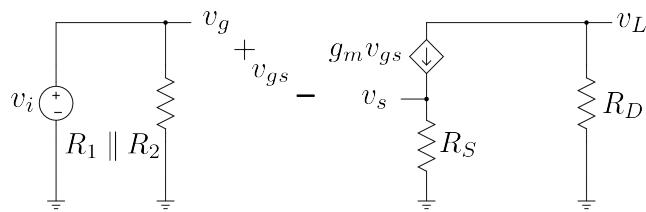
$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 1.2 \times 10^{-3} \times 0.6 \times 10^{-3}} = 1.2 \text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایمپلینیٹر کا باریک اشاراتی مساوی دور شکل 4.33 میں دکھایا گیا ہے جس سے

$$v_L = -g_m v_{gs} R_D = -8.64 v_{gs}$$

$$v_g = v_i$$

$$v_s = g_m v_{gs} R_S = 0.6 v_{gs}$$



شکل 4.33: مشترک ایمپ بین ایمپ مرزاحت کا باریک اشاراتی مساوی دور

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ  $v_{gs} = v_g - v_s$  ہے لہذا

$$v_{gs} = v_i - 0.6v_{gs}$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$v_{gs} = \frac{v_i}{1.6} = 0.625v_i$$

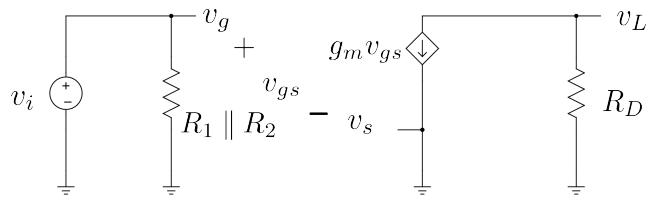
حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو  $v_L$  کی مساوات میں پُر کرتے ملتا ہے

$$v_L = -8.64 \times 0.625 \times v_i = -5.4v_i$$

یعنی

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -5.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 4.19 میں  $R_S$  کے متوازی لامحدود قیمت کا کمیٹر نسب کرتے ہوئے  $A_v$  دوبارہ حاصل کریں۔



شکل 4.34

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

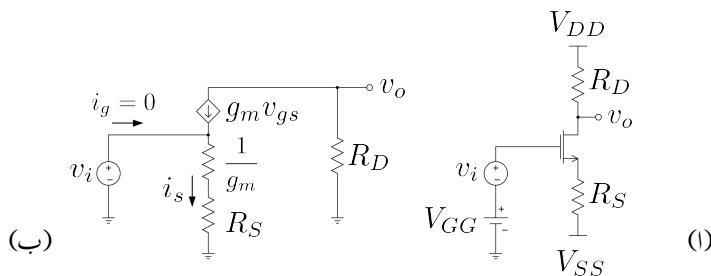
$$\begin{aligned}v_{gs} &= v_i \\v_L &= -8.64 v_i\end{aligned}$$

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  $A_v$  گھشتا ہے لیکن چونکہ  $R_S$  کے استعمال سے نقطہ کار کردگی ممکن ہوتا ہے لہذا  $R_S$  کا استعمال کیا جاتا ہے۔  $R_S$  کے متوازی لاحدہ کپیسٹر نسب کرنے سے نقطہ کار کردگی کو ختم کیا جاتا ہے۔



شکل 4.35

مثال 4.21: شکل 4.35 اف کے ایمپلینیٹر کو ٹی ریاضی نمونے سے حل کریں۔

حل: شکل ب میں ٹی ریاضی نمونے استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے استعمال کرتے وقت اس حقیقت کو بروئے کار لائیں کہ گیٹ پر برقی رو صفر رہتی ہے۔ شکل میں  $i_g = 0$  لکھ کر اس حقیقت کی یاد دہانی کرائی گئی ہے۔ داخلی جانب 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

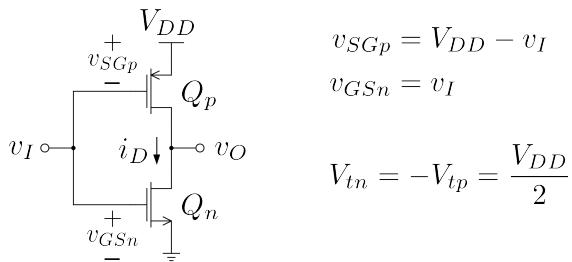
$$v_o = - \left( \frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_S} \right) R_D$$

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 جاسکتا ہے

$$(4.72) \quad A_v = - \frac{\sum R_{\text{درین}}}{\sum R_{\text{سورس}}}$$



شکل 4.36: نفی کار

صفحہ 354 پر مساوات 3.217 میں  $\alpha = 1$  لیتے ہوئے مساوات 4.72 ہی حاصل ہوتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزیستر کی صورت میں  $\frac{1}{g_m}$  کو لکھا گیا جبکہ یہاں ہم اس کو  $\frac{1}{g_m}$  ہی لکھیں گے۔

## 4.12 سیماں نفی کار

عددی ادوار<sup>37</sup> میں نفی کار<sup>38</sup> کلیدی کردار ادا کرتا ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر کیا گیا، سیماں ٹیکنالوجی کی بہتر خصوصیات کی بناء پر مخلوط ادوار زیادہ تر انہیں کو استعمال کرتے ہوئے بنائے جاتے ہیں۔

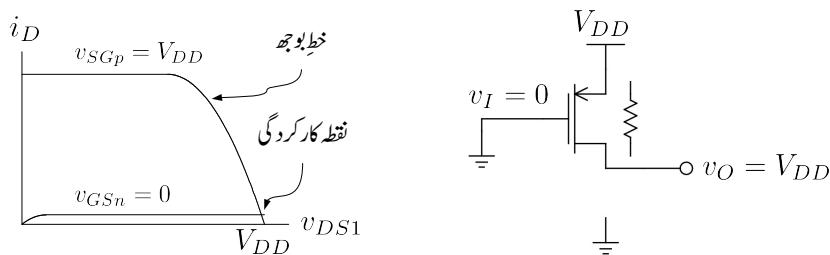
شکل 4.36 الف میں ایک عدد pMOSFET اور ایک عدد nMOSFET استعمال کرتے ہوئے نفی کار بنایا گیا ہے۔ عددی اشارات صرف دو ہی قیمتیں 0V یعنی پست صورت یا 5V یعنی بلند صورت اختیار کر سکتے ہیں۔ آئیں  $v_I$  کو ان قیمتیوں پر رکھتے ہوئے خارجی اشارہ  $v_O$  حاصل کریں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$(4.73) \quad \begin{aligned} v_{SGp} &= V_{DD} - v_I \\ v_{GSn} &= v_I \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مزید تصور کریں کہ

$$(4.74) \quad V_{tn} = -V_{tp} = V_t$$

digital circuits<sup>37</sup>  
NOT gate<sup>38</sup>



شکل 4.37: داخلی اشارہ پت ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ بلند حاصل ہوتا ہے۔

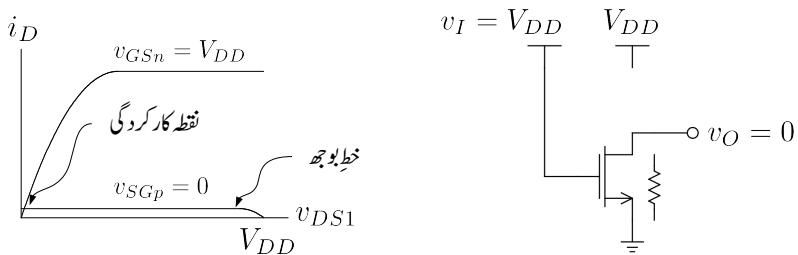
کے برابر ہے۔

داخلی اشارہ  $v_I = 0\text{V}$  کی صورت میں مساوات  $4.73 \leq v_{GSn} = 0\text{V}$  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 ضفر ہو گی۔ اس کے بر عکس  $Q_p$  کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق  $v_{SGp} = V_{DD}$  میں  $v_{SGp} > -V_{tp}$  ہوتا ہے۔ یوں  $v_{SGp} > -V_{tp}$  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  $V_{DD}$  آکایاں منتقل کرنے سے خطِ بوجھ<sup>39</sup> حاصل ہوتا ہے۔  $Q_n$ - کے خط کو افقي محور سے تدر اور کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے علیحدہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل ن نقطہ کارکردگی کے مطابق  $v_{DSQ} \approx V_{DD}$  کے برابر ہے۔ اس طرح  $v_I = 0$  کی صورت میں  $v_O = V_{DD}$  حاصل ہوتا ہے۔

یہی جواب خطوط کھینچنے بغیر یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ منقطع  $Q_n$  کو کھلے دور جبکہ چالو  $Q_p$  کو بطور مزاہت 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  $4.73 \leq v_{GSn} = V_{DD}$  حاصل ہوتا ہے لہذا  $v_{SGp} = V_{DD}$  حاصل 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 خطِ بوجھ دکھایا گیا ہے۔ خطِ بوجھ کو افقي محور سے قدر اور کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے علیحدہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل ن نقطہ کارکردگی کے مطابق  $v_{DSQ} \approx 0$  کے برابر ہے۔ اس طرح  $v_I = V_{DD}$  کی صورت میں  $v_O = 0$  حاصل ہوتا ہے۔

<sup>39</sup> صفحہ 3.12 پر حصہ 3.12 کے شروع میں ٹرانزسٹر خطِ بوجھ کھینچنا دکھایا گیا۔ اس طریقے پر ایک مرتبہ دوبارہ نظر ڈالیں۔



شکل 4.38: داخلی اشارہ پلندہ نے کی صورت میں خارجی اشارہ پست حاصل ہوتا ہے۔

یہی جواب خطوط کھینچ 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۔

کی صورت میں  $v_I = 0$  کے باہر حاصل ہوتا ہے لہذا  $Q_n$  میں برتنی طاقت کا ضیاء قابل نظر انداز ہو گا۔ چونکہ اس صورت میں  $V_{SD} \approx 0$  ہے لہذا  $Q_p$  میں طاقت کا ضیاء اس سے بھی کم ہو گا۔  $v_I = V_{DD}$  کی صورت میں  $Q_n$  اور  $Q_p$  کے کردار آپس 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 وات سے بھی کم ہوتا ہے۔

آئیں شکل 4.36 میں دئے نفی کار کا  $v_O$  اور  $v_I$  کا مقابل  $v_{DS}$  کا خط حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $v_I$  کو بتدریج ۰V سے  $V_{DD}$  تک تبدیل کرتے ہوئے  $v_O$  حاصل کیا جائے گا۔ پہلے دونوں ماسفیٹ کے برتنی رو بال مقابل برتنی دباؤ مساوات کھتے ہیں۔

شکل سے  $Q_n$  کے لئے  $v_{DS} = v_I$  اور  $v_{GS} = v_O$  لکھا جا سکتا ہے۔ یوں مساوات 4.23 اور مساوات 4.24 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.75) \quad i_{DS} = k_n \left[ (v_I - V_{tn}) v_O - \frac{v_O^2}{2} \right] \quad \text{جب } v_O \leq v_I - V_{tn}$$

اسی طرح مساوات 4.27 اور مساوات 4.28 کو

$$(4.76) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} [v_I - V_{tn}]^2 \quad \text{جب } v_O \geq v_I - V_{tn}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اسی طرح  $Q_p$  کے لئے مساوات 4.36 کو

(4.77)

$$i_{SD} = k_p \left[ \left( V_{DD} - v_I + V_{tp} \right) (V_{DD} - v_O) - \frac{(V_{DD} - v_O)^2}{2} \right] \quad \text{جب } v_O \geq v_I - V_{tp}$$

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

$$(4.79) \quad V_{tn} = |V_{tp}| = V_t$$

$$(4.80) \quad k_n = k_p$$

ہوں۔ اس طرح  $v_O$  بال مقابل  $v_I$  کا خط تناول تناسب رکھتا ہے اور خارجی سرے پر  $v_O$  کی پست اور بلند دونوں صورتوں میں نفی کار یکساں برقی روکی صلاحیت رکھتا ہے۔ مندرجہ بالا چار مساوات سے شکل 4.39 میں دکھایا گیا خط حاصل ہوتا ہے۔ عددی ادوار کے نقطے نظر سے غالباً اس خط سے زیادہ اہم کوئی خط نہیں پایا جاتا لہذا اس کو اچھی طرح سمجھ کر ہی آگے بڑھیں۔ آئیں اس پر خط مزید غور کریں۔

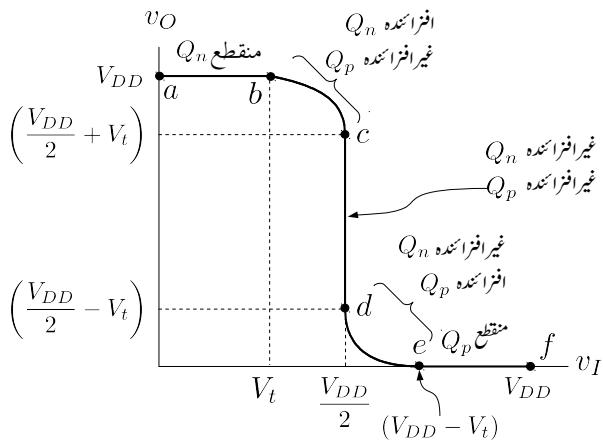
شکل 4.39 پر اہم نقطے دکھائے گئے ہیں۔ تصور کریں کہ  $V_t = 1\text{V}$  اور  $V_{DD} = 5\text{V}$  ہیں۔ اس طرح  $V_{tn} = 1\text{V}$  اور  $V_{tp} = -1\text{V}$  ہوں گے۔ شکل میں  $a$  تا  $b$  خط پر غور کریں۔ یہاں  $v_I$  کی قیمت  $0\text{V}$  ہے۔ چونکہ  $Q_n$  کی قیمت  $1\text{V}$  ہے۔ چونکہ  $Q_n$  کی قیمت  $v_{GS} < V_{tn}$  ہے لہذا  $v_{GS} = v_I$  ہے۔ یوں  $Q_n$  منقطع ہے۔ اس کے بر عکس  $Q_p$  کی قیمت  $-V_{tp} = 1\text{V}$  ہے۔ چونکہ  $v_{SG} = V_{DD} - v_I$  ہے لہذا  $v_{SG} = 4\text{V}$  تا  $5\text{V}$  رہے گی۔ چونکہ  $v_{tp} = -1\text{V}$  ہے لہذا  $v_{GD} > -V_{tp} = -1\text{V}$  رہے گا اور اس طرح  $Q_p$  چالو ہے۔ اس طرح  $v_O = 5\text{V}$  ہے لہذا اسی ماسفیٹ کے

کی قیمت  $-4\text{V}$  تا  $-5\text{V}$  رہے گی جو  $V_{tp}$  سے کم ہے لہذا  $Q_p$  غیر افزائندہ ہو گا۔

شکل 4.39 سے  $v_O$  کی قیمتیں پڑھتے ہوئے تسلی کر لیں کہ  $b$  تا  $c$  متنی ماسفیٹ افزائندہ جبکہ ثبت ماسفیٹ غیر افزائندہ ہے۔ بقیا نقطوں کے درمیان بھی صورت حال دیکھیں۔

### (JFET) جوڑدار فیٹ 4.13

جوڑدار فیٹ کے دو اقسام یعنی  $n$  اور  $p$  پائے جاتے ہیں۔ شکل 4.40 میں  $n$  قسم کے جوڑدار فیٹ یعنی (nJFET) کی ساخت اور علامت دکھائے گئے ہیں۔ متنی جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر  $n$  قسم سیلیکان گلزارے کے

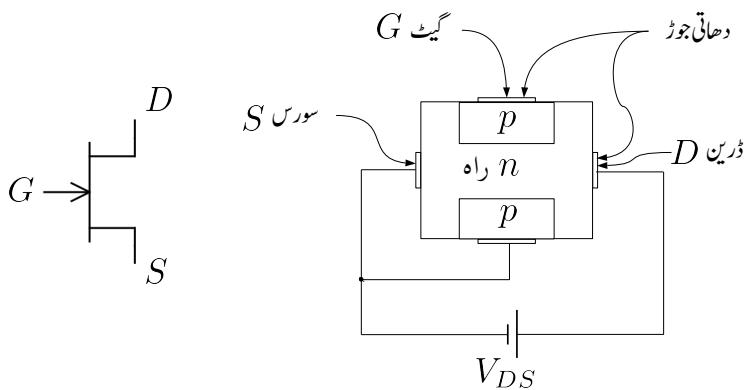


4.39: نقش کارکاخط

دونوں اطراف p قسم کے خطے بنائے جاتے ہیں جنہیں گیٹ<sup>40</sup> کہتے ہیں۔ ان دونوں خطوں کو یہ ورنی دھاتی تار سے جوڑ کر بطور گیٹ (G) استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل میں اس یہ ورنی دھاتی تار کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ دو گیٹوں کے درمیان راہ میں آزاد الکیٹران پائے جاتے ہیں۔ اس راہ پر یہ ورنی برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاگو 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 ہو گی۔ 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 روا الکیٹران کے حرکت کی الٹ سمت ہوتی ہے۔ یوں (nJFET) میں روایتی برقی رو کی سمت راہ میں ڈرین سے سورس کی جانب ہو گی۔ اگرچہ راہ میں برقی رو دونوں جانب بالکل یکساں طور ممکن ہے اور یوں اس کے سورس کو S اور D کے نام دینا شاید درست نہ لگے ہم پھر بھی اس راہ کے ایک سرے کو سورس (S) جبکہ دوسرے سرے کو ڈرین (D) پکاریں گے۔ یہ ورنی برقی دباؤ کا ثبت سرا (nJFET) کے D کی جانب رکھا جائے گا۔ n میں راہ n قسم کے نیم موصل سے حاصل ہوتا ہے اور اس کے نام میں n اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

آئیں شکل 4.41 کی مدد سے nJFET کی کارکردگی پر غور کریں۔ راہ اور گیٹ آپس میں جوڑ یعنی ڈایوڈ بناتے ہیں۔ nJFET کی علامت میں گیٹ پر تیر کا نشان اس ڈایوڈ کے سیدھے رخ کو دکھاتا ہے۔ اس جوڑ پر بالکل

gate<sup>40</sup>



شکل 4.40: جوڑ دار منفی فیٹ کی ساخت

ڈیاپڈ کی طرح ویران خطہ وجود میں آتا ہے اور جیسا کہ آپ جانتے ہیں، اس ویران خطہ کی چوڑائی کا دار و مدار اس جوڑ پر پائے جانے والے برقی دباؤ پر ہے۔ شکل الف میں سورس S کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ G پر منفی برقی دباؤ لاگو کیا گیا ہے۔ گیٹ پر لاگو منفی برقی دباؤ کو جتنا زیادہ منفی کیا جائے ویران خطہ اتنا ہی زیادہ چوڑا ہو گا اور n راہ کی چوڑائی اتنی ہی کم ہو گی۔  $v_{GS}$  کو اگر بتدریج منفی جانب بڑھایا جائے تو ویران خطہ بڑھتے بڑھتے آخر کار تمام n راہ کو گھیر لے گا۔ جس  $v_{GS}$  پر ایسا ہو، اس کو nJFET کے دبوپنے کا برقی دباؤ کہتے ہیں اور رواتی طور اسے  $V_p$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ یوں  $V_p$  کے  $V_p$  کی قیمت منفی ہو گی۔ اس سے معلوم یہ ہوا کہ راہ کی گہرائی کو گیٹ پر برقی دباؤ سے قابو کیا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ گیٹ اور راہ pn جوڑ بناتے ہیں۔ اگر گیٹ اور راہ کے درمیان ثابت برقی دباؤ دی جائے تو راہ کی گہرائی مزید نہیں بڑھ سکتی بلکہ گیٹ اور راہ کے مابین pn جوڑ سیدھا مائل ہو جائے گا اور اس میں برقی رو گزرنے شروع ہو جائے گی۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ 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، گہرائی g، چوڑائی W اور اس کے موصلیت کا مستقل  $\sigma$  ہو تو اس کا مزاحمت  $R = \frac{L}{\sigma W g}$  ہو گا۔

اب تصور کریں کہ ڈرین D پر معمولی ثابت برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاگو کیا جاتا ہے۔ n راہ میں برقی رو  $i_{DS}$  گزرنے کی جس کی قیمت اُوہم کے قانون سے حاصل کی جاسکتی ہے۔  $v_{DS}$  کو کم یا زیادہ کرتے ہوئے  $i_{DS}$  کو کم یا زیادہ کرنا ممکن ہے۔ کم  $v_{DS}$  پر، کسی بھی مزاحمت کی طرح، برقی دباؤ 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 0V جبکہ اس کے ڈرین سرے پر  $v_{DS}$  برقی دباد 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 ترقیتی شکل اختیار کرے گی۔ اس ترقیات کی وجہ سے  $n$  راہ کی مزاجمت بڑھے گی جس سے راہ کا مزاجمت بھی بڑھے گا۔ یوں اگرچہ کم  $v_{DS} - i_{DS}$  پر  $v_{DS}$  کا خط سیدھا ہو گا لیکن جیسے جیسے  $v_{DS}$  بڑھایا جائے، راہ کا مزاجمت ایسے بڑھے گا اور یوں  $v_{DS} - i_{DS}$  کے خط میں جھکاوپیدا ہو گا۔ اگر  $v_{DS}$  کو بتدریج بڑھایا جائے تو آخر کار ڈرین سرے کی جانب ویران خط 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۔

مندرجہ بالا تذکرے سے ظاہر ہے کہ JFET بالکل گھٹاتا ماسفیٹ کی مانند کام کرتا ہے۔ البتہ جہاں ماسفیٹ کے گیٹ پر ثابت یا منفی برقی دباد دینا ممکن ہے، nJFET کے گیٹ پر صرف منفی برقی دباد ہی دینا ممکن ہے۔ اگر اس کے گیٹ پر ثابت برقی دباد دی جائے تو گیٹ اور راہ 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 الٹا مائل رکھا جاتا ہے لہذا اس کے گیٹ پر نہیں کم (الٹے مائل ڈائیوڈ کے برابر) برقی رو پائی جاتی ہے جسے عموماً صفر ایمپسِر تصور کیا جاتا ہے۔ یہ برقی رو اگرچہ نہیں کم ہے لیکن ماسفیٹ کے گیٹ پر اس سے بھی کئی گناہم برقی رو پائی جاتی ہے۔

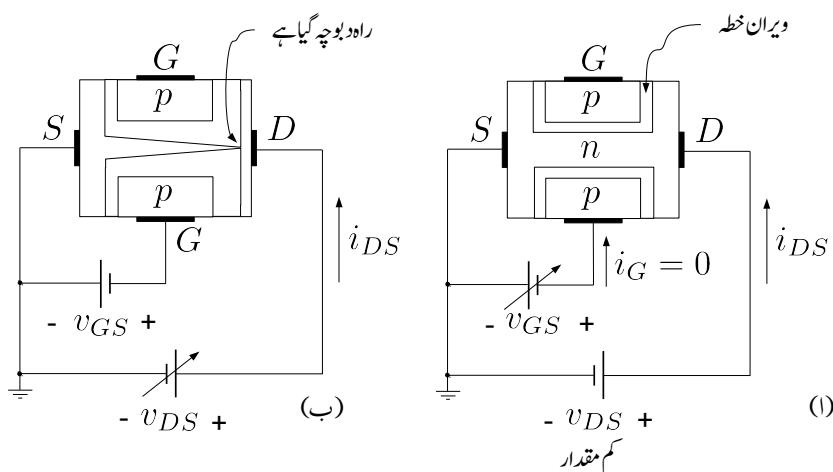
#### 4.13.1 برقی رو بال مقابل برقی دباد

چونکہ JFET کی کارکردگی بالکل گھٹاتا ماسفیٹ کی مانند ہے لہذا گھٹاتا ماسفیٹ کے مساوات ہی JFET کے لئے بھی استعمال کئے جائیں گے۔ البتہ ادب میں JFET کے مساوات کو قدر مختلف طریقے سے لکھا جاتا ہے۔ آئیں nJFET کے مساوات دیکھیں۔

##### 4.13.1.1 منقطع خط

جیسا کہ اوپر ذکر کیا گیا، اگر  $v_{GS}$  کو  $V_p$  سے کم کیا جائے تو ویران خط تمام راہ کو گھیر لیتا ہے اور برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہوتا یعنی

$$(4.81) \quad v_{GS} \leq V_p \quad i_D = 0$$



شکل 4.41: جوزدار منفی فیٹ کی کارکردگی

## 4.13.1.2 غیر افزائندہ خطہ

غیر افزائندہ خطے 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 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۔ یہاں

$$(4.82) \quad \begin{aligned} V_p &\leq v_{GS} \leq 0, & v_{DS} &\leq v_{GS} - V_p \\ i_{DS} &= I_{DSS} \left[ 2 \left( \frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left( \frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right] \end{aligned}$$

## 4.13.1.3 افراکنڈہ مختلط

مسفیٹ کی مساوات 4.28 کو یوں لکھا جاتا ہے۔

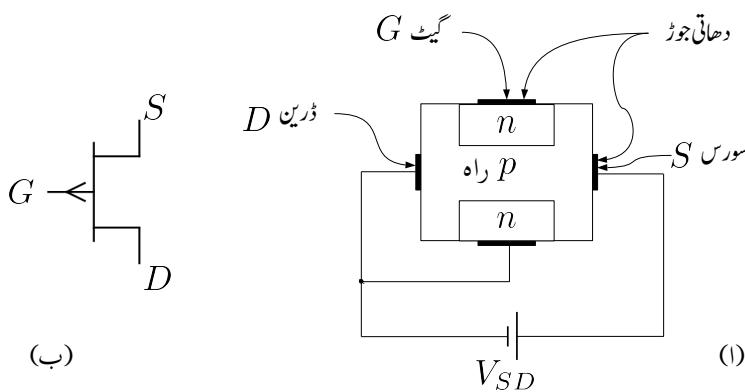
$$(4.83) \quad V_p \leq v_{GS} \leq 0, \quad v_{DS} \geq v_{GS} - V_p$$

$$i_{DS} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2 \left( 1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$$

جہاں ارلی برقی دباؤ  $V_A$ <sup>41</sup> 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  $(v_{GD} \leq V_p)$  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 جوڈر فیٹ بنانے کی خاطر p قسم سیلیکان گلٹرے 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 گلٹوں 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 ہو گی۔ 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 رواتی برقی رو کی سمت راہ میں سورس سے ڈرین کی جانب ہو گی۔ بیرونی برقی دباؤ کا ثبت سرا (p) کے S کی جانب رکھا جائے گا۔ pJFET میں راہ p قسم کے نیم موصل سے حاصل ہوتا ہے اور اس کے نام میں p اسی کو ظاہر کرتا ہے۔ جیسا شکل 4.42 ب میں دکھایا گیا ہے، pJFET کی علامت میں گیٹ پر تیر کا نشان راہ سے گیٹ کی جانب کو ہوتا ہے۔ pJFET کی صحیح کارکردگی کے لئے ضروری ہے کہ گیٹ اور راہ پر بننے والے pn جوڑ کو غیر چالو رکھا جائے لیعنی اس جوڑ پر ڈائیوڈ کے سیدھے رخ 0.5V سے برقی دباؤ کو کم رکھا جائے۔



کل 4.42: جوڑدار ثابت فیٹ کی ساخت

## 4.13.3 باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

چونکہ MOSFET اور JFET کی کارکردگی یکساں ہے لہذا ان کے پست تعدادی اور بلند تعدادی پائے ریاضی نمونے بھی یکساں ہیں۔ یہاں

$$(4.84) \quad g_m = \left( \frac{-2I_{DSS}}{V_p} \right) \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

$$(4.85) \quad = \left( \frac{-2I_{DSS}}{V_p} \right) \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

کے برابر ہے جہاں  $I_D$  نقطہ مائل پر یک سمت بر قی رو ہے۔ اسی طرح

$$(4.86) \quad r_o = \frac{V_A}{I_D}$$

کے برابر ہے۔

مثال 4.22: ایک nJFET کے  $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$  اور  $V_p = -3 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = -1.5 \text{ V}$  پر حاصل کریں۔ ارلی بر قی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کریں۔

حکم:  $v_{GS} - V_p$  کی قیمت

$$(-1.5 \text{ V}) - (-3 \text{ V}) = 1.5 \text{ V}$$

دئے گئے  $v_{DS}$  کے قیمت سے کم ہے لہذا مساوات 4.83 کے پہلے جزو کے تحت فیٹ افزائندہ خطے میں ہے اور یوں اسی مساوات کے دوسرا جزو کے تحت

$$i_{DS} = 8 \times 10^{-3} \left[ 1 - \left( \frac{-1.5}{-3} \right) \right]^2 = 2 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

---



---

مثال 4.23: مندرجہ بالا مثال میں  $v_{GS}$  کو بڑھا کر  $-1.4 \text{ V}$  کر دیا جاتا ہے۔  $i_{DS}$  میں تبدیلی حاصل کرتے ہوئے  $\frac{\Delta i_{DS}}{\Delta v_{GS}}$  مساوات 4.84 سے  $g_m$  کی قیمت حاصل کرتے ہوئے دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔

حکم: اب بھی ( $v_{DS} \geq v_{GS} - V_p$ )

$$i_{DS} = 8 \times 10^{-3} \left[ 1 - \left( \frac{-1.4}{-3} \right) \right]^2 = 2.2756 \text{ mA}$$

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

$$\left( \frac{2.756 - 2.6667}{2.6667} \right) \times 100 = 3.34\%$$

کافرق ہے۔  $v_{GS}$  میں تبدیلی کو کم سے کم کرتے ہوئے زیادہ درست جواب حاصل ہوتا ہے۔

---



---

مثال 4.24: ارلی برتی دباؤ  $V_A$  کی قیمت 75 V لیتے ہوئے خارجی مزاحمت  $r_o$  کا تخمینہ 1 mA اور 10 mA پر لگائیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ فیٹ افراہنہ نحٹے میں ہے۔

حل: ایک ملی ایمپیئر پر

$$r_o = \frac{75}{0.001} = 75 \text{ k}\Omega$$

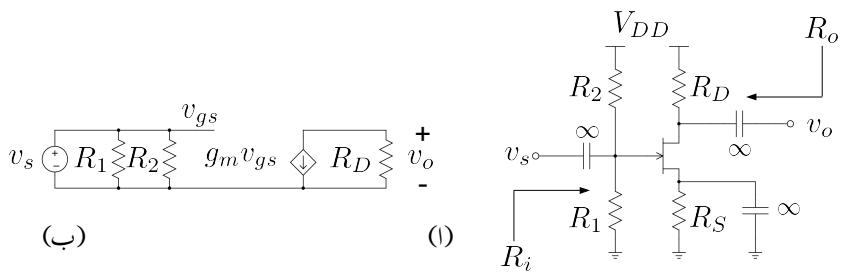
اور دس ملی ایمپیئر پر

$$r_o = \frac{75}{0.01} = 7.5 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

---

مثال 4.25: شکل 4.43 میں منفی جوڑدار فیٹ کا ایک پلیغیٹر دکھایا گیا ہے جس میں استعمال ہونے والے فیٹ کی  $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$  اور  $V_p = -3 \text{ V}$  ہیں۔  $V_{DD} = 15 \text{ V}$  تصور کرتے ہوئے برقی رو  $V_D = 9 \text{ V}$ ،  $I_{DS} = 5 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت معلوم کریں۔ ایسا کرتے وقت گیٹ پر نسب مزاحمت میں  $10 \mu\text{A}$  کی برقی رو تصور کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور



### شکل 4.43: جوڑدار منقی فیٹ کی مثال

کرتے ہوئے ایک پلیگار کی افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔ ایک پلیگار 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 4V 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  $V_G - V_D = 4\text{V} - 9\text{V} = -5\text{V}$  ہے جو کہ  $V_p$  سے کم ہے لہذا فیٹ افزاں نہ مخطے میں ہے۔ یوں مساوات 4.83 کے تحت

$$5 \times 10^{-3} = 8 \times 10^{-3} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{-3} \right)^2$$

$$V_{GS} = -0.628\text{V}, -5.37\text{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی جواب کو رد کرتے ہوئے

$$V_{GS} = V_G - V_S = -0.628\text{V}$$

$$V_S = 4.628\text{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جس سے

$$V_S = I_{DS} R_S$$

$$R_S = \frac{4.628}{5 \times 10^{-3}} = 925.6\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل ب میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس سے

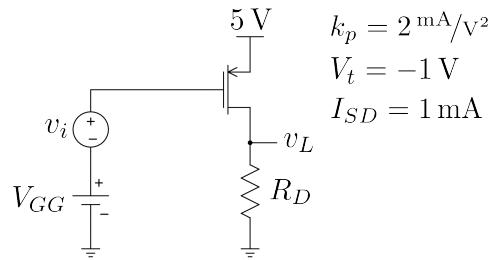
$$R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 293\text{k}\Omega$$

$$R_o = R_D = 1.2\text{k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_i$  کا دار و مدار گیٹ پر نسب مزاحتوں پر ہے۔ یوں داخلی مزاجت بڑھانے کی خاطر ان مزاحتوں کو زیادہ سے زیادہ رکھا جاتا ہے جس کا مطلب ہے کہ ان میں گزرتے یہک سمت رو کو کم سے کم رکھا جاتا ہے۔ اس مثال میں اس برقی رو کو  $10\mu\text{A}$  رکھا گیا ہے۔

مساوات 4.84 کی مدد سے

$$g_m = \frac{-2 \times 8 \times 10^{-3}}{-3} \sqrt{\frac{5 \times 10^3}{8 \times 10^{-3}}} = 4.216 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$



4.44 جملہ

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۔

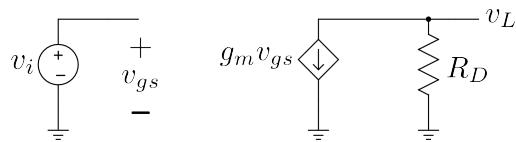
مثلاً 4.26 میں 4.44 جملہ میں  $v_L = 2 + 0.56 \sin \omega t$  حاصل کرنے کے لئے  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کرنا ہے۔

حل: یک سمت 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

$$10^{-3} = \frac{2 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} - 1)^2$$



شکل 4.45

$-V_t = 1\text{ V}$  اور  $V_t = -1\text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔ لہذا  $V_{SG} > -V_t$  کی قیمت  $0\text{ V}$  اور  $2\text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔  $V_{SG} = 2\text{ V}$  کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں ہے۔

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 2 &= 5 - V_G \end{aligned}$$

$V_G = V_{GG} = 3\text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ شکل 4.45 میں پاریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھ کر  $v_L = -g_m v_{gs} R_D$  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 بدلت حصہ  $0.56 \sin \omega t$  ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$0.56 \sin \omega t = -2 \times 10^{-3} v_i \times 2000$$

$$A_v = -4 \frac{\text{V}}{\text{V}} \text{ اور } v_i = -0.14 \sin \omega t \text{ حاصل ہوتے ہیں۔}$$

#### 4.14 مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کار کردو گی تعین کرنے کے ادوار

شکل 4.43 اور 4.42 میں مزاجمت استعمال کرتے ہوئے انفرادی ماسفیٹ کا نقطہ کار کردو گی تعین کیا گیا۔ مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کار کردو گی مزاجمت استعمال کرتے ہوئے تعین نہیں کیا جاتا۔ مخلوط دور بناتے وقت سیپکان پتھری کے

کم سے کم رقبے پر زیادہ سے زیادہ پر زے بنائے جاتے ہیں۔ یوں مخلوط دور میں ان پرزوں کو ترجیح دی جاتی ہے جو کم سے کم رقبہ گھیریں۔ ماسفیٹ کی نسبت سے مزاحمت زیادہ رقبہ گھیرتا ہے لہذا مزاحمت کے استعمال سے بچنے کی ہر ممکنہ کوشش کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ سلیکان پر بالکل درست قیمت کا مزاحمت بنانے کی خاطر اضافی گران قیمت اقدام کرنے پڑتے ہیں جبکہ درکار خوبیوں کا ماسفیٹ آسانی سے بنتا ہے۔ اس کے علاوہ انفرادی ماسفیٹ ایکسپلیفارر میں بھرتی اور متباہ راستہ کپیسٹر استعمال کئے جاتے ہیں۔ مخلوط دور میں چند pF سے زیادہ قیمت کا کپیسٹر بنانا ممکن نہیں ہوتا لہذا کپیسٹر کا استعمال بھی ممکن نہیں ہوتا۔ آئین دیکھیں کہ مخلوط دور میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی کیسے تعین کیا جاتا ہے۔

#### 4.14.1 منع مستقل برقی رو

شکل 4.46 الف میں منع مستقل برقی رو<sup>42</sup> کا سادہ دور اور شکل ب میں اس کی علامت دکھائے گئے ہیں۔ مثال 4.5 کی طرح  $Q_1$  اور حوالہ  $R$  کے دور کو حل کرنے سے برقی رو  $I_{DS1} = V_{GS1}$  اور برقی دباؤ  $V_{GS1}$  حاصل ہوں گے۔  $Q_2$  اور  $Q_1$  کے سورس آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح ان کے گیٹ بھی آپس میں جڑے ہیں لہذا ان دونوں کے  $V_{GS}$  برابر ہوں گے یعنی

$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$$

ہو گا۔  $Q_1$  کا گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا اس کا  $V_{GD} < V_t$  ہے اور یہ افزائندہ خطے میں ہے لہذا

$$(4.87) \quad I_{DS1} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_t)^2$$

ہو گا۔ گیٹ پر برقی رو صفر ہونے سے  $I_{DS1}$  اور حوالہ  $I$  برابر ہوں گے۔ یوں اُہم کے قانون سے

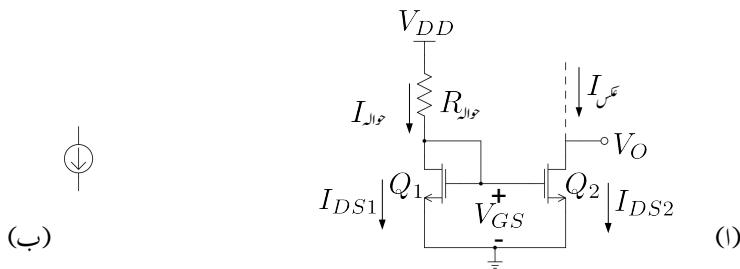
$$(4.88) \quad I_{DS1} = I_{\text{حوالہ}} = \frac{V_{DD} - V_{GS1}}{\text{حوالہ}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ درکار  $I_{DS1}$  کے لئے دور میں مزاحمت حوالہ  $R$  کی قیمت مندرجہ بالا دو مساوات حل کر کے حاصل کی جاتی ہے۔

اگر ہم تصور کریں گے کہ  $Q_2$  بھی افزائندہ خطے میں ہے تو اس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(4.89) \quad I_{DS2} = I_{\text{عمر}} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_t)^2$$

constant current source<sup>42</sup>



شکل 4.46: منبع مستقل برتن رو

جہاں  $I_{DS1}$  کے برابر ہے۔  $I_{DS2}$  سے تقسیم کرتے ہوئے ملتا ہے

$$(4.90) \quad \frac{I_{DS2}}{I_{DS1}} = \frac{I_{\text{منبع}}}{I_{\text{حوالہ}}} = \left( \frac{W}{L} \right)_2$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $I_{DS2}$  کی قیمت کا دارو مدار  $I_{DS1}$  کے قیمت کے حوالے سے ہے۔ اگر دونوں ماسفیٹ بالکل ایک ہی جامت کے ہوں تو

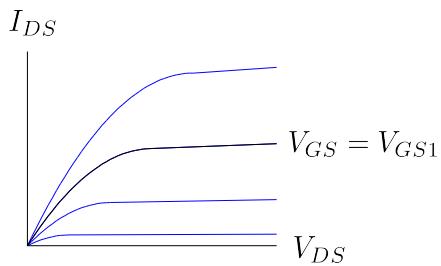
$$(4.91) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_{\text{منبع}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے عکس  $I$  بالکل حوالہ  $I_{DS1}$  کا ہے۔ اسی سے اس دور کا دوسرا نام آئینہ برتن رو<sup>43</sup> نکلا ہے۔ دونوں برتن رو برابر نہ ہونے کی صورت میں بھی اس دور کو اسی نام سے پکارا جاتا ہے۔

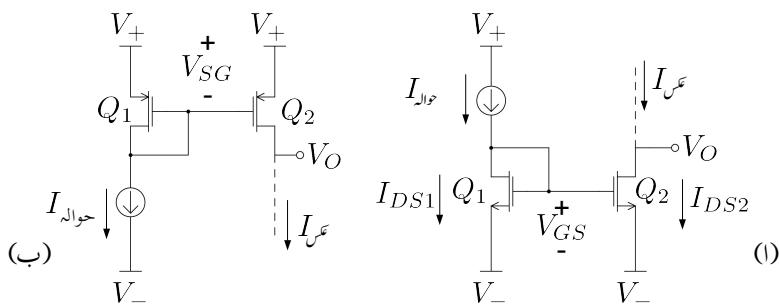
منبع مستقل برتن رو میں مزاجمت کی مدد سے درکار برتن رو حاصل کیا جاتا ہے۔ اس مزاجمت کو تبدیل کرنے سے  $V_{GS1}$  اور  $V_{GS2}$  تبدیل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $Q_2$  کو  $Q_1$  قابو کرتا ہے۔ یوں  $Q_2$  تالع ماسفیٹ ہے۔ مخلوط دور میں دونوں ماسفیٹ کے  $k'_n$  اور  $V_t$  یکساں ہوتے ہیں۔ یوں  $\left( \frac{W}{L} \right)_2$  اور  $\left( \frac{W}{L} \right)_1$  کی شرح سے عکس  $I$  اور حوالہ  $I_{DS}$  کی شرح تعین ہوتی ہے۔

مندرجہ بالا تبصرے میں الٹے برتن رو کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے تصور کیا گیا کہ دو ماسفیٹ کے  $V_{GS}$  برابر ہونے کی صورت میں ان کے  $I_{DS}$  بھی برابر ہوتے ہیں۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور دو ماسفیٹ جن کے

current mirror<sup>43</sup>



شکل 4.47: ماسفیٹ کا بخط



شکل 4.48: آئینہ برقی رو

$V_{GS}$  برابر ہوں کے بر قی رو صرف اسی وقت برابر ہوتے ہیں جب ان کے  $V_{DS}$  بھی برابر ہوں۔ شکل 4.47 میں ماسفیٹ  $Q_2$  کے خط دکھائے گئے ہیں۔  $V_{GS1}$  کی قیمت  $V_{GS1}$  کے برابر ہے جو نقطی مقدار ہے لہذا ان تمام خطوط میں صرف ایک ہی خط کار آمد ہے۔ اس خط کو موٹا کر کے دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $V_{GS}$  تبدیل کئے بغیر  $V_{DS}$  کے بڑھانے سے  $I_{DS}$  بڑھتی ہے۔  $V_{DS2}$  کے تبدیلی سے عرض  $I$  میں تبدیلی کو ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت  $r_o$  کی مدد سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔

شکل 4.48 اف میں حوالہ  $R$  کی جگہ دوسرا شرخ مستقلہ برقی رو کا استعمال کیا گیا ہے۔  $Q_1$  میں حوالہ  $I$  بر قی رو پائی جاتی ہے۔ انفرانسندہ ماسفیٹ کی مساوات سے  $Q_1$  کی  $V_{GS}$  حاصل کی جاسکتی ہے جو  $Q_2$  پر بھی لاگو ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں بھی

$$I_{\text{حوالہ}} = I_{\text{عرض}}$$

ہو گا۔ اس شکل میں ثابت بر قی منج کو  $V_+$  اور منفی کو  $V_-$  لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں pMOSFET استعمال کرتے ہوئے آئینہ بر قی رو بنایا گیا ہے جس کی کارکردگی بالکل nMOSFET سے بنائے گئے آئینہ بر قی رو کی طرح ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ nMOSFET کی سمت آئینہ کے جانب ہے جبکہ pMOSFET آئینہ میں عکس  $I$  کی سمت آئینہ سے باہر کو ہے۔

#### مثال 4.27: منفی مستقلہ بر قی رو میں

$$V_{DD} = 15 \text{ V}, \quad k_n = 0.12 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad V_t = 2.1 \text{ V}$$

ہیں۔  $I$  حاصل کرنے کے لئے درکار حوالہ  $R$  حاصل کریں۔

$$\text{حل: حوالہ } I = \frac{V_{GS1} - V_t}{R} \text{ لیتے ہوئے مساوات 4.87}$$

$$2 \times 10^{-3} = \frac{0.12 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 2.1)^2$$

س

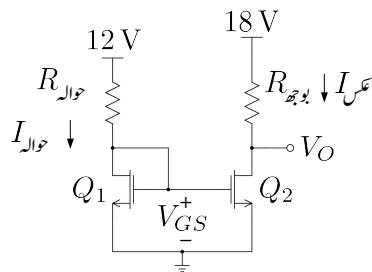
$$V_{GS1} = 7.8735 \text{ V}, \quad -3.67 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ منفی جواب کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ  $V_t$  سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع حالت میں ہو گا۔ ثابت جواب کو لیتے ہوئے مساوات 4.87 کو استعمال کرتے ہوئے

$$2 \times 10^{-3} = \frac{15 - 7.8735}{R}$$

$$\text{حوالہ } R = 5.66 \text{ k}\Omega \text{ حاصل ہوتا ہے۔}$$

#### 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 حوالہ $R$ اور $V_O$ اور $I$ حاصل کریں۔



شکل 4.49: منبع مستقل برقی روکی مثال

$$V_{DS1} = V_{GS1} : \text{جیسے ہوئے}$$

$$\frac{12 - V_{GS1}}{6800} = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1.7)^2$$

سے

$$V_{GS1} = 4.926 \text{ V}, -2.99 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $-2.99 \text{ V}$  کو رد کیا جاتا ہے پونکہ اس طرح  $V_t < V_{GS1}$  حاصل ہوتا ہے جو منقطع ماسفیٹ کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات 4.87 اور 4.88 دونوں استعمال کرتے ہوئے  $V_{GS1} = 4.926 \text{ V}$  پر برقی رو حاصل کرتے ہیں۔ ظاہر ہے دونوں جوابات برابر ہوں گے۔

$$I_{DS1} = \frac{12 - 4.926}{6800} = 1.04 \text{ mA}$$

$$I_{DS1} = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (4.926 - 1.7)^2 = 1.04 \text{ mA}$$

پونکہ یہ آئینہ برقی رو ہے المذا

$$I_{\text{حوالہ}} = I_{\text{عمر}} = 1.04 \text{ mA}$$

$Q_2$  کے ڈرین پر ہو گا۔

$$\begin{aligned} V_O &= V_{DS2} = 17 - I_{DS2} R_{\text{بوچھے}} \\ &= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times 4700 \\ &= 12.1 \text{ V} \end{aligned}$$

کا  $Q_2$  یوں ہے

$$V_{GD2} = V_{GS2} - V_{DS2} = 4.925 - 12.1 = -7.1 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $Q_2$  کا  $V_{GD2} < V_t$  ہے لہذا  $V_{GS2}$  افزاں نہ نظر سے ملے ہیں۔

---

مثال 4.29: مندرجہ بالا مثال میں بوجھ  $R$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر  $Q_2$  افزاں نہ نظر سے نکل آئے گا۔

حل:  $Q_2$  اس وقت تک افزاں نہ رہے گا جب تک  $V_{GD2} < V_t$  ہو۔ چونکہ  $V_{GS2} = V_{GS1} = 4.925 \text{ V}$  ہی رہے گا جبکہ

$$\begin{aligned} V_{DS2} &= 17 - I_{DS2} R_{\text{بوجھ}} \\ &= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}} \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ یوں  $Q_2$  اس وقت افزاں نہ نظر سے باہر نکلے گا جب

$$\begin{aligned} V_{GD2} &= V_{GS2} - V_{DS2} > V_t \\ &= 4.925 - \left( 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}} \right) > 1.7 \end{aligned}$$

ہو گا۔ یوں تقریباً  $13.24 \text{ k}\Omega > R_{\text{بوجھ}}$  حاصل ہوتا ہے۔ مثال کے طور پر اگر بوجھ کی مزاحمت  $15 \text{ k}\Omega$  کر دیا جائے تو  $V_{GD2} = 3.5 \text{ V}$  اور  $V_{DS2} = 1.4 \text{ V}$  سے زیادہ ہے لیکن ماسفیٹ افزاں نہ نظر سے نہیں ہے۔

---

مثال 4.30: مثال 4.28 میں  $I_{DS2} = 1.04 \text{ mA}$  اور  $V_{DS1} = 4.926 \text{ V}$  اور  $V_A = 50 \text{ V}$  کی صورت میں  $I$  حاصل کردہ قیمت سے کتنا اختلاف کرے گا۔

حل: ماسفیٹ کا خارجی مزاہمت تقریباً

$$r_o = \frac{50}{1.04 \times 10^{-3}} \approx 48 \text{ k}\Omega$$

ہے۔ اگر  $V_{DS2}$  کی قیمت 4.926 V ہوتا تب تو  $I_{DS2}$  بھی 1.04 mA ہوتا۔ البتہ

$$12.1 - 4.926 = 7.175 \text{ V}$$

زیادہ ہے لہذا ماسفیٹ کے خارجی مزاہمت کی تعریف

$$r_o = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}}$$

سے

$$\Delta I_{DS} = \frac{7.175}{48000} \approx 149 \mu\text{A}$$

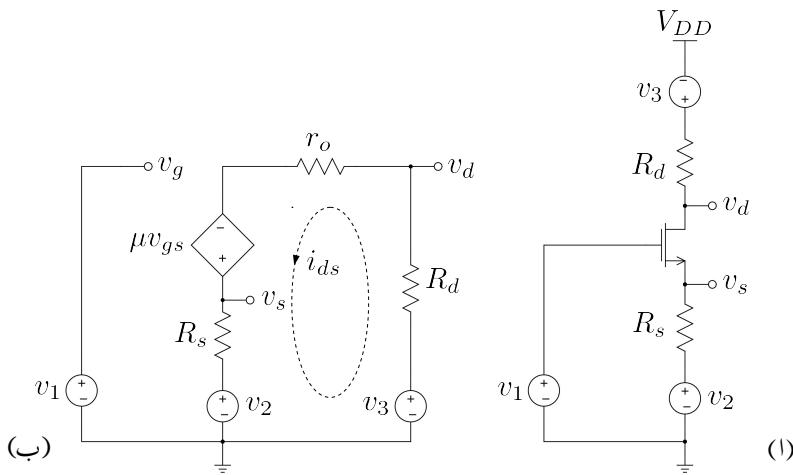
ہو گا۔ یوں

$$I_{\text{Total}} = 1.04 \text{ mA} + 149 \mu\text{A} = 1.189 \text{ mA}$$

ہو گا۔

## 4.15 مزاہمت کے عکس

دو جو ٹرانزسٹر کے حصہ 3.8 میں آپ نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے ایکٹر پر پائے جانے والے بیرونی مزاہمت  $R_E$  کا ٹرانزسٹر کے بیس جانب عکس  $(\beta + 1) R_E$  نظر آتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے ایکٹر پر اس کے اندر وہی مزاہمت  $r_e$  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 مزاہمت  $R_B$  کا عکس ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب  $\frac{R_B}{\beta + 1}$  نظر آتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس جانب ٹرانزسٹر کی اندر وہی مزاہمت  $r_{be}$  کا عکس ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب  $\frac{r_{be}}{\beta + 1}$  نظر آتا ہے جسے  $r_e$  لکھا جاتا ہے۔ بر قی دباؤ کا عکس بیس سے ایکٹر یا ایکٹر سے بیس جانب تبدیلی کے بغیر جوں کا توں نظر آتا ہے۔



### شکل 4.50: مزاحمت کے عکس

مسفیٹ میں مزاحمت کے عکس پر گفتگو کرنے کی خاطر شکل 4.50 الف پر غور کرتے ہیں۔ اس دور میں مسافیٹ کے تینیوں سروں پر اشارات فراہم کئے گئے ہیں تاکہ مختلف ممکنات کو دیکھا جاسکے۔ مسافیٹ مائل کرنے والے اجزاء کو شامل نہیں کیا گیا ہے تاکہ اصل موضوع پر توجہ رہے۔

شکل ب میں اس کا بارپک اشاراتی مساوی دور دکھا پا گیا ہے جسے دیکھتے ہوئے

$$i_{ds} = \frac{\mu v_{gs} + v_3 - v_2}{R_s + r_o + R_d}$$

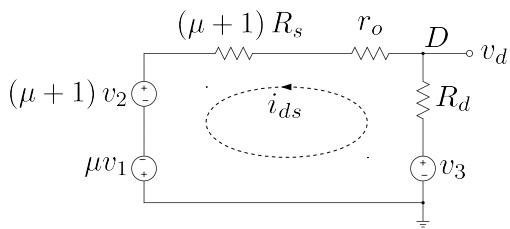
لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$v_{gs} = v_1 - i_{ds} R_s - v_2$$

کے برائے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حاصل ہوتا ہے

$$(4.92) \quad i_{ds} = \frac{\mu v_1 + v_3 - (\mu + 1)v_2}{(\mu + 1)R_s + r_o + R_d}$$

مساوات 4.92 سے شکل 4.51 حاصل ہوتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ ڈرین پر پائے جانے والے  $v_3$ ،  $r_0$  اور  $R_d$  جوں کے توں ہیں جگہ سورس پر پائے جانے والے  $v_1$  اور  $R_s$  دونوں



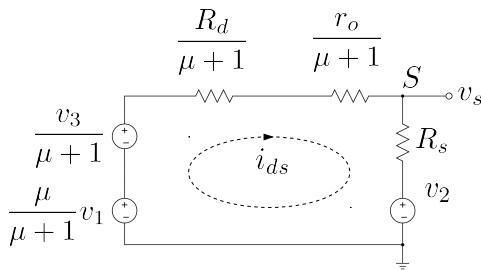
شکل 4.51: ڈرین جانب عکس

$(\mu + 1)$  سے ضرب شدہ ہیں جبکہ گیٹ پر پائے جانے والا  $v_1$  صرف  $\mu$  سے ضرب شدہ ہے۔ ڈرین پر پائے جانے والے اجزاء جوں کے توں میں لذایہ شکل ڈرین سے دیکھتے ہوئے نظر آئے گی۔ اس طرح ڈرین سے دیکھتے ہوئے سورس پر پائے جانے والا مزاہمت اور بر قی اشارہ دونوں کا عکس  $(\mu + 1)$  سے ضرب ہوتا نظر آئے گا جبکہ گیٹ پر بر قی اشارہ صرف  $\mu$  سے ضرب ہوتا نظر آئے گا۔

مساوات 4.92 کے کسر میں اوپر اور نچلے دونوں حصوں کو  $\mu + 1$  سے تقسیم کرتے ہوئے یوں لکھا جا سکتا 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 مزاہمت  $R_s$  اور اشارہ  $v_2$  جوں کے توں میں جبکہ ڈرین اور گیٹ کے اشارات اور مزاہمت 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  $\mu$  سے ضرب ہوتا نظر آتا ہے اور ڈرین پر پائے جانے والے اس عکس کا سورس جانب عکس  $(\mu + 1)$  سے تقسیم ہوتا ہے۔



شکل 4.52: سورس جانب عکس

4.16 تابع سورس (ڈرین مشترک ایمپلیفیئر)

نقطہ ماکل

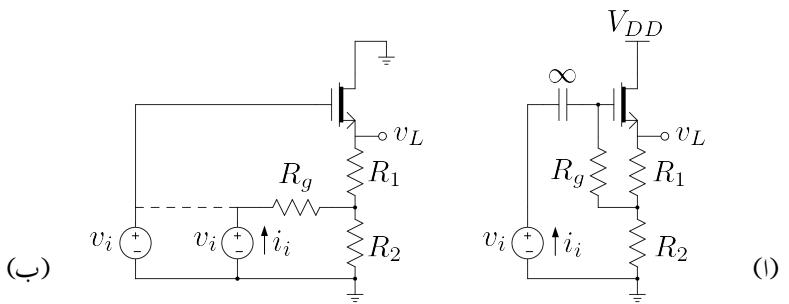
شکل 4.53 4 الف میں گھنٹا ماسفیٹ کا تابع سورس ایمپلیفیئر دکھایا گیا ہے۔ یہاں nFET بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔ ایسا دور متنی  $V_{GSQ}$  مہیا کرنے کی خاطر استعمال کیا جاتا ہے۔ یہ سمت رو خطا بوجھ لکھتے ہیں۔

$$(4.94) \quad V_{DD} = v_{DS} + i_{DS} (R_1 + R_2)$$

نقطہ ماکل یک سمت مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔ مزاحمت  $R_g$  میں صفر یک سمت بر قی رو ہونے کی وجہ سے اس کے دونوں سروں پر برابر یک سمت بر قی دباؤ پایا جائے گا۔ شکل 4 الف میں  $R_g$  کے نچلے سرے پر  $I_{DSQ} R_2$  بر قی دباؤ پایا جاتا ہے اور یوں ماسفیٹ کے گیٹ پر بھی یہی بر قی دباؤ ہو گا۔ ماسفیٹ کے سورس پر  $(I_{DSQ} (R_1 + R_2))$  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 ایمپلیفیئر میں  $R_1 \ll R_2$  ہو گا۔



شکل 4.53: تابع سورس

 $A_v$  افراش

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 فقط دارکلیر کے دونوں سروں پر ہر وقت برابر تی اشارہ  $v_i$  پایا جاتا ہے۔ فقط دارکلیر کو مٹانے سے گیٹ اور سورس دونوں جانب کوئی تبدیلی نہیں پیدا ہوتی چونکہ دونوں جانب  $v_i$  اپنی جگہ پر برقرار پایا جاتا ہے۔ یوں شکل 4.52 کے طرز پر باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے شکل 4.54 الف حاصل ہوتا ہے۔ اس شکل میں تمام اجزاء کو سورس منتقل کیا گیا ہے۔  $R_2$ ،  $R_g$  اور  $v_i$  کی جگہ ان کا تھونن مساوی دور استعمال کرتے ہوئے شکل 4.54 ب حاصل ہوتا ہے جہاں

$$v_{th} = \frac{R_2 v_i}{R_2 + R_g}$$

$$R_{th} = \frac{R_2 R_g}{R_2 + R_g} = R_2 \parallel R_g$$

کے برابر ہیں۔ شکل 4.54 ب میں

$$R_s = R_1 + (R_2 \parallel R_g)$$

لکھتے ہوئے

$$(4.96) \quad i_{ds} = \frac{\left[ \frac{\mu}{\mu+1} - \frac{R_2}{R_2 + R_g} \right] v_i}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}$$

$$v_L = i_{ds} R_s + \frac{R_2}{R_2 + R_g} v_i$$

لکھا 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۔

$$(4.98) \quad A_v = \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g}\right)}{1 + g_m R_s}$$

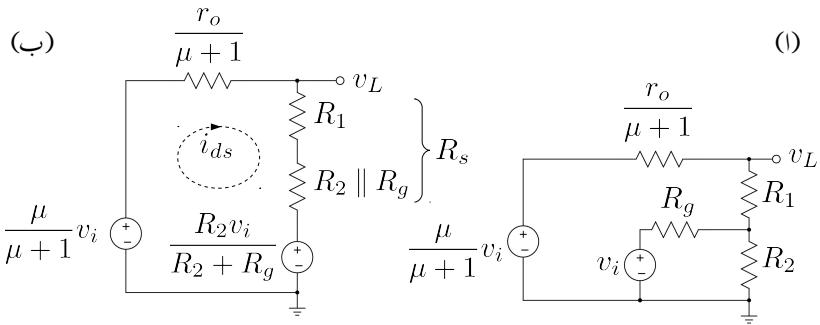
اگر  $R_g \gg R_2$  ہو، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب  $\frac{R_2}{R_2+R_g}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.99) \quad A_v \approx \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s}{1 + g_m R_s}$$

عموماً  $R_g \gg R_2$  اور یوں  $R_s \approx R_1 + R_2$  لکھا جاسکتا ہے۔ اگر  $g_m R_s \gg 1$  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 ماسنیٹ کے تابع سورس ایمپلیفیزر کا خارجی اشارة بھی خوش اسلوبی سے داخلی اشارة کی پیروی کرتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کی طرح ماسنیٹ کے مشترکہ ڈرین ایمپلیفیزر کا  $A_v$  بھی تقریباً ایک کے برابر ہے۔



شکل 4.54 ب: تابع سورس کامساوی پر یک اشاراتی دور

خارجی مزاحمت

شکل 4.54 ب کو دیکھتے ہوئے خارجی مزاحمت یوں لکھی جاسکتی ہے۔

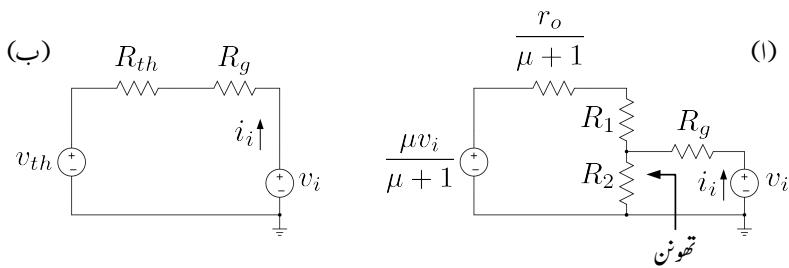
$$(4.101) \quad R_o = \frac{r_o}{\mu + 1} \parallel R_s \\ = \frac{1}{g_m} \parallel R_s$$

اگر  $R_s \gg \frac{1}{g_m}$  ہوتا اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.102) \quad R_o \approx \frac{1}{g_m}$$

داخلی مزاحمت

داخلی مزاحمت شکل 4.53 اف میں  $\frac{v_i}{i_i}$  سے حاصل ہو گی۔ چونکہ گیٹ کی برقی رو صفر ہوتی ہے لہذا  $i_i$  وہ برقی رو ہے جو مزاحمت  $R_g$  سے گزرتی ہے۔ شکل 4.53 ب میں اس کی نشاندہی کی گئی ہے۔ چونکہ اس شکل میں  $v_i$  دو جگہ نظر آتا ہے لہذا یہ ضروری ہے کہ  $R_g$  کے ساتھ جڑی  $v_i$  پر نظر رکھی جائے۔



شکل 4.55: تابع سورس کادا خلی مزاحمت

شکل 4.54 اف کو تدریجی طرز پر شکل 4.55 اف میں دکھایا گیا ہے جہاں مطلوبہ  $v_i$  اور  $i_i$  کی وضاحت کی گئی ہے۔  $R_g$  کے باکی جانب کا تھوڑا 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 تھوڑن 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  $g_m (R_1 + R_2) \gg 1$  اور  $R_g \gg R_2$  ہوں، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب اس مساوات کو

$$(4.106) \quad R_i \approx \frac{R_g}{1 - \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right)}{R_1 + R_2}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر ساتھ ہی ساتھ  $R_2 \gg R_1$  ہو تو اس سے مزید سادہ مساوات یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(4.107) \quad R_i \approx (\mu + 1) R_g$$

مثال 3.55 میں میں سے ایک مراحت جوڑنے سے داخلی مراحت میں اضافہ ہوتا دکھایا گیا۔ یہاں بھی ایسا کرنے سے داخلی مراحت کی قیمت  $R_g$  سے زیادہ ہو جاتی ہے۔

مثال 4.31: شکل 4.53 اف میں استعمال کئے جانے والے ماسفیٹ کے  
 $V_t = k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$   
 $V_{DSQ} = 10 \text{ V}$  اور  $r_o = 90 \text{ k}\Omega$  ہیں۔  $I_{DSQ} = 0.4 \text{ mA}$  کی منج استعمال کرتے ہوئے اور  $-3 \text{ V}$  اور  $R_i = 200 \text{ k}\Omega$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مراحت حاصل کریں۔

حل:

$$I_{DSQ} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$0.0004 = \frac{0.0002}{2} (V_{GSQ} + 3)^2$$

س

$$V_{GSQ} = -5 \text{ V}, -1 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔  $V_{GSQ} = -5\text{V}$  کو رد کیا جاتا ہے 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 انفرائیمینڈ نحٹے میں ٹھیک تصور کیا گیا تھا۔

مساوات 4.67 سے

$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 0.2 \times 10^{-3} \times 0.4 \times 10^{-3}} = 0.4\text{mS}$$

$R_s \approx R_1 + R_2 = R_g \gg R_2$  ہوئے تصور کرتے ہوئے میں  $\mu = g_m r_o = 36$  حاصل ہوتا ہے۔  $12.5\text{k}\Omega$  مساوات 4.99 سے اور یوں حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 4.99 سے

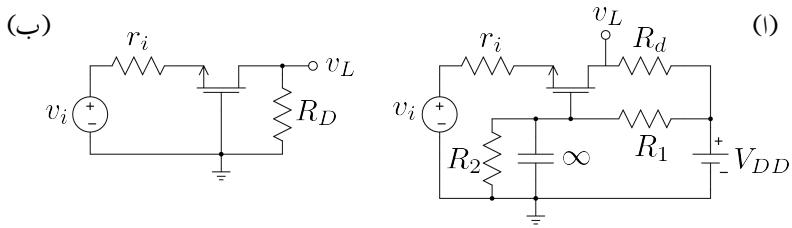
$$A_v \approx \frac{0.4 \times 10^{-3} \left( \frac{36}{36+1} \right) 12.5 \times 10^3}{1 + 0.4 \times 10^{-3} \times 12.5 \times 10^3} = 0.81 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 4.106 کی مدد سے  $R_i = 200\text{k}\Omega$  حاصل کرنے کی خاطر

$$200000 = \frac{R_g}{1 - \frac{10000 \left( \frac{36}{36+1} \right)}{2500 + 10000}}$$

مساوات 4.106 کی مدد سے  $R_g = 44\text{k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔



شکل 4.56: گیٹ مشترک ایمپلینیفار

## 4.17 گیٹ مشترک ایمپلینیفار

شکل 4.56 میں گیٹ مشترک ایمپلینیفار دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں اسی کا مساوی بدلتار و 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 موازنہ کریں۔ یہاں  $v_1$  اور  $v_3$  صفر ولٹ ہیں جبکہ  $v_2$  کو  $v_i$  کہا گیا ہے۔ لہذا تمام اجزاء کو ڈرین میں منتقل کرتے ہوئے شکل 4.57 کے طرز پر شکل 4.57 4.56 اف حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح سورس جانب کا عکس شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 4.57 4.56 اف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_L = \frac{R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d} (\mu + 1) v_i$$

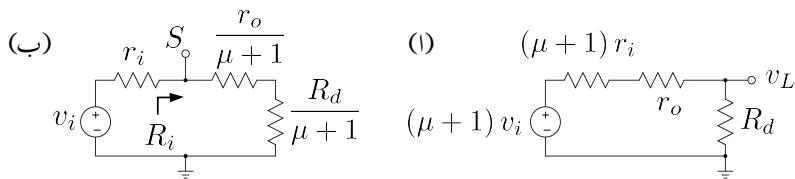
جس سے افزائش  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  یوں لکھی جاسکتی ہے

$$A_v = \frac{(\mu + 1) R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d}$$

شکل 4.57 ب سے ایمپلینیفار کا داخلی مزاحمت لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$R_i = \frac{r_o + R_d}{\mu + 1}$$

گیٹ مشترک ایمپلینیفار بلند تعدد پر استعمال ہوتا ہے۔ یہ بطور برتنی سونچ بھی استعمال کیا جاتا ہے۔



شکل 4.57: گیٹ مشترک ایمپلینیفائر کے ڈرین اور سورس جانب عکس

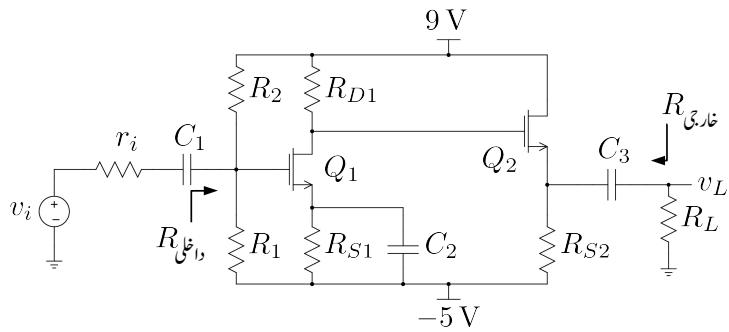
## 4.18 زنجیری ایمپلینیفائر

ایک سے زیادہ ایمپلینیفائر کو زنجیر کی شکل میں جوڑ کر زیادہ سے زیادہ افزائش حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ ایسے زنجیری ایمپلینیفائر میں عموماً داخلی جانب پہلی کڑی، درکار داخلی مزاحمت فراہم کرنے کی غرض سے تخلیق دیا جاتا ہے جبکہ آخری کڑی کو درکار خارجی مزاحمت کے لئے تخلیق دیا جاتا ہے۔ درمیانی کڑیاں درکار افزائش حاصل کرنے کے لئے تخلیق دیں جاتی ہیں۔

مثال 4.32: شکل 4.58 میں دو بالکل یکساں ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے، پہلی کڑی سورس مشترک اور دوسری کڑی ڈرین ایمپلینیفائر سے تخلیق دی گئی ہے۔  $V_t = 1\text{ V}$  اور  $k_n = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  ہیں۔  $V_{DS1} = V_{DS2} = 5\text{ V}$  اور  $I_{DS1} = I_{DS2} = 0.12\text{ mA}$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $R_{S2}$  اور  $R_{S1}$  اور  $R_{D1}$  اور  $R_2$  حاصل کریں۔ تمام کپسیٹروں کی قیمت لاحدہ دعویٰ کریں۔

حل:  $Q_2$  کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$\begin{aligned} 9 + 5 &= V_{DS2} + I_{DS2}R_{S2} \\ &= 5 + 1.2 \times 10^{-3}R_{S2} \end{aligned}$$



شکل 4.58: دو کریز نجیری ماسیٹ ایمپلیکیٹر

$R_{S2} = 7.5 \text{ k}\Omega$  سے حاصل ہوتا ہے۔ افزائندہ ماسیٹ کی مساوات سے

$$1.2 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS2} - 1)^2$$

$V_{GS2} = 3 \text{ V}$  سے حاصل ہوتا ہے۔  $Q_2$  کے سورس پر برقی دباؤ

$$V_{S2} = 9 - V_{DS2} = 9 - 5 = 4 \text{ V}$$

ہے یوں اس کے گیٹ پر

$$V_{G2} = V_{S2} + V_{GS2} = 4 + 3 = 7 \text{ V}$$

ہوں گے جو  $V_{D1}$  کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت  $R_{D1}$  پر اُوہم کے قانون سے

$$9 - V_{D1} = I_{DS1} R_{D1}$$

$$9 - 7 = 0.12 \times 10^{-3} R_{D1}$$

$R_{D1} = 16.7 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $V_{DS1} = 5 \text{ V}$  ہے لہذا

$$V_{S1} = V_{D1} - V_{DS1} = 7 - 5 = 2 \text{ V}$$

اور  $R_{S1}$  پر اُوہم کے قانون سے

$$V_{S1} - (-5) = I_{DS1} R_{S1}$$

$$7 = 0.12 \times 10^{-3} R_{S1}$$

حاصل ہوا ہے۔  $Q_1$  کو افراہندہ تصور کرتے ہوئے افراہندہ ماسیٹ کی مساوات سے

$$0.12 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1)^2$$

$$\text{حاصل ہوتے ہیں لذت } V_{GS1} = 1.632 \text{ V}$$

$$V_{G1} = V_{S1} + V_{GS1}$$

$$2 + 1.632 = 3.632 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $V_{G1}$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$V_{G1} = 3.632 = \left[ \frac{9 - (-5)}{R_1 + R_2} \right] R_1 - 5$$

چونکہ  $R$  کے برابر ہے جس کی قیمت  $150 \text{ k}\Omega$  درکار ہے لذت

$$150 \times 10^3 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

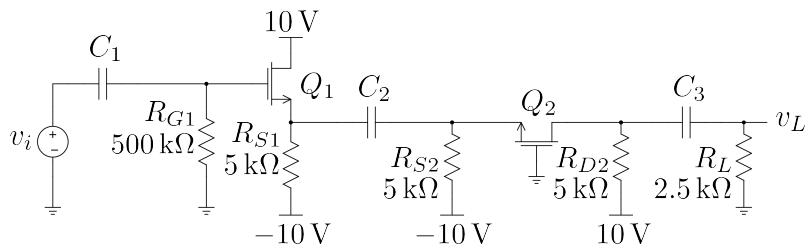
مندرجہ بالا دو مساوات سے  $R_1 = 392 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 243 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 4.33 : مکمل 4.59 میں لیتے ہوئے  $V_{t1} = V_{t2} = 2 \text{ V}$  اور  $k_{n1} = k_{n2} = 3 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  اور  $g_{m1}, g_{m2}, I_{DS1}, I_{DS2}$  حاصل کریں۔ ان قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے کل افراہش حاصل کریں۔

حل: ماسیٹ کو افراہندہ تصور کرتے ہوئے بدلتے متغیرات کی قیمت صفر کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کرنے کی غرض سے  $Q_1$  کے لئے لکھا جاسکتا ہے

$$V_{G1} = 0$$

$$V_{S1} = -10 + I_{DS1} R_{S1} = -10 + 5000 I_{DS1}$$



شکل 4.59: دو کریز نجیبی مشرک ڈرین، مشرک گیٹ ایمپلیکیٹر

جس سے

$$V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} = 10 - 5000I_{DS1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات

$$I_{DS1} = \frac{0.003}{2} (10 - 5000I_{DS1} - 2)^2$$

$$\text{اور } I_{DS1} = 0.73 \text{ mA}$$

$$g_{m1} = \sqrt{2k_{n1}I_{DS1}} = \sqrt{2 \times 0.003 \times 0.00073} = 2.09 \text{ mS}$$

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

$$I_{DS2} = \frac{0.003}{2} (10 - 5000I_{DS2} - 2)^2$$

$$\text{دیتا ہے جس سے } I_{DS2} = 0.73 \text{ mA}$$

$$g_{m2} = \sqrt{2 \times 0.003 \times 0.00073} = 2.09 \text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ دونوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہی ہیں۔

ان قیتوں کے ساتھ پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے زنجیری ایکلینیٹر 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۔

$$\begin{aligned} v_s &= \left( g_{m1}v_{gs1} + g_{m2}v_{gs2} \right) \left( \frac{R_{S1}R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \right) \\ &= g_m [(v_i - v_s) + (-v_s)] R_S \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر  $R_S$  کو  $\frac{R_{S1}R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}}$  لکھا گیا۔ یوں

$$v_s = \frac{g_m R_S v_i}{1 + 2g_m R_S}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $v_L$  کے لئے یوں لکھا جا سکتا ہے

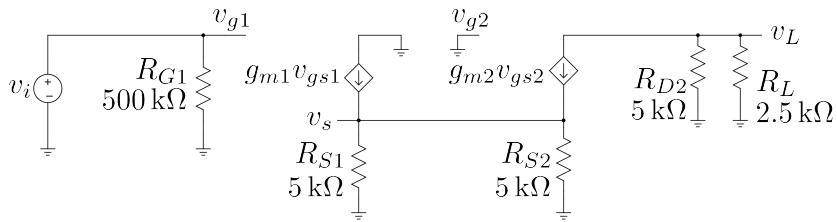
$$\begin{aligned} v_L &= -g_{m2}v_{gs2} \left( \frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right) \\ &= g_m v_s \left( \frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس میں  $v_s$  پڑ کرنے سے

$$v_L = g_m \left( \frac{g_m R_S v_i}{1 + 2g_m R_S} \right) \left( \frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{g_m^2 R_S}{1 + 2g_m R_S} \left( \frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$



شکل 4.60: دو کڑی زنجیری مشترک ڈرین، مشترک گیٹ ایمپلیفائر کا مساوی دور

لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_S = \frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_{D2} R_L}{R_{D2} + R_L} = \frac{5000 \times 2500}{5000 + 2500} = 1.667 \text{ k}\Omega$$

کے استعمال سے

$$A_v = \left( \frac{0.00209^2 \times 2500}{1 + 2 \times 0.00209 \times 2500} \right) \times 1667 = 1.59 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

## 4.19 قوی ماسفیٹ

سلیکان پتھری پر ماسفیٹ کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کا ماسفیٹ وجود میں آتا ہے۔ کئی ایمپیٹر اور ولٹ تک کام کرنے والے ایسے قوی ماسفیٹ<sup>44</sup> زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ماسفیٹ متوازی جوڑ کر مزید زیادہ برتنی روکو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمت سے بدلتا روکو برتی دباو بناتے انور<sup>45</sup> میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا

power mosfet<sup>44</sup>  
inverter<sup>45</sup>

ہے۔ قوی ٹرانزسٹر کی نسبت سے قوی ماسفیٹ انتہائی تیز ہے۔ اسے چالو سے منقطع یا منقطع سے چالو حالت میں چند نیو CMOS سینڈ میں لایا جا سکتا ہے۔ مزید یہ کہ اسے چالو کرنے کی خاطر درکار برقی طاقت نہیں کم ہے جسے عام مخلوط دور فراہم کر سکتا ہے۔

برقی طاقت کا ضیاع قوی ماسفیٹ کو گرم کرتے ہوئے اس کا درجہ حرارت بڑھاتا ہے۔ درجہ حرارت بڑھنے سے ماسفیٹ کی مزاحمت بھی بڑھتی ہے۔ یوں متوازی جڑے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ماسفیٹ زیادہ گرم ہو تو اس کی مزاحمت بڑھ جائے گا۔ متوازی جڑے ماسفیٹ میں جس ماسفیٹ کا مزاحمت زیادہ ہو، اس کا  $i_{DS}$  کم ہو گا۔ یوں زیادہ گرم ہونے والا ماسفیٹ خود بخوبی کم برقی رو گزارتے ہوئے کم گرم ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ متوازی جڑے قوی ٹرانزسٹر کے برکس متوازی جڑے قوی ماسفیٹ از خود برقی رو کی تقسیم یوں رکھتے ہیں کہ ان میں کسی ایک پر زیادہ بوجھ نہ ڈلے۔ قوی ماسفیٹ کو بھی ٹھنڈا رکھنے کی خاطر سردا کار<sup>46</sup> کے ساتھ جوڑ کر رکھا جاتا ہے۔

### اہم نکات

#### nMOSFET مخفی ماسفیٹ

بڑھاتا مخفی ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت ثابت ہوتی ہے جبکہ گھناتا مخفی ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت مخفی ہوتی ہے۔  $V_A$  کی قیمت دونوں کے لئے ثابت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افراسنده

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \geq V_t$$

$$i_{DS} = k'_n \left( \frac{W}{L} \right) \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\frac{1}{k'_n \left( \frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)} = \frac{\text{مزاہمت}}{\text{برقی دباؤ پر مزاہمت}}$$

heat sink<sup>46</sup>

افزراں نہ

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \leq V_t \\ i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)^2 \left( 1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$$

**pMOSFET ثبت ماسفیٹ**

بڑھاتا ثبت ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ گھٹتا ثبت ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت ثبت ہوتی ہے۔  $V_A$  کی قیمت دونوں کے لئے ثبت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افزراں نہ

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \geq -V_t \\ i_{SD} = k'_p \left( \frac{W}{L} \right) \left[ (v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right] \\ \text{مزمومت} = \frac{1}{k'_p \left( \frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)} \quad \text{کم برقی دباؤ پر مزمومت}$$

افزراں نہ

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \leq -V_t \\ i_{SD} = \frac{k'_p}{2} \left( \frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)^2 \left( 1 + \frac{v_{SD}}{V_A} \right)$$

$$r_o = \left| \frac{V_A}{I_{DS}} \right|$$

$$g_m = k' \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_t)$$

## سوالات

سوال 4.1: ایک nMOSFET کا  $\epsilon = 3.97\epsilon_0$  اور  $d = 0.02 \mu\text{m}$ ,  $\mu_n = 650 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$  اور  $V_t = 0.8 \text{V}$ ,  $\frac{W}{L} = 20$  اگر  $v_{GS} = 1.8 \text{V}$  جبکہ  $v_{DS} = 0.8 \text{V}$  پر ماسفیٹ کی مزاحمت کی مساوات کیا ہو گی۔ اگر  $V_t = 0.8 \text{V}$  جبکہ  $v_{GS} = 1.8 \text{V}$  اور  $v_{DS} = 0.8 \text{V}$  پر ماسفیٹ کی مزاحمت نہیں کیا ہو گی۔

جوابات:

$$r = \frac{1}{k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)} = 445 \Omega$$

سوال 4.2: pMOSFET کا  $\mu_p \approx 0.4\mu_n$  ہوتا ہے۔ سوال 4.1 میں بقايا معلومات تبدیل کئے بغیر، نہیں کم  $V_{SD}$  پر مزاحمت حاصل کریں۔

جواب:  $1114 \Omega$ 

سوال 4.3: بقايا ساخت کامل طور پر ایک جیسے رکھتے ہوئے منفی اور مثبت ماسفیٹ کے چوڑائی W کی ایسی شرح دریافت کریں جن پر دونوں ماسفیٹ کی مزاحمت برابر ہو۔

جواب:  $\frac{W_n}{W_p} = 0.4$ 

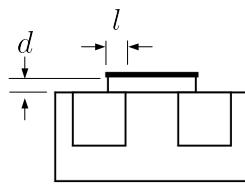
سوال 4.4: ایک منفی ماسفیٹ جس کے  $k_n = 0.02 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1 \text{V}$  کم  $v_{GS} = 4 \text{V}$  کو چلایا جاتا ہے۔ اگر  $i_{DS} = 4 \text{mA}$  اور  $v_{DS} = 6 \text{V}$ ,  $v_{DS} = 3 \text{V}$ ,  $v_{DS} = 1 \text{V}$  پر مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات:  $90 \mu\text{A}$ ,  $50 \mu\text{A}$  اور  $90 \mu\text{A}$ 

سوال 4.5: ایک منفی ماسفیٹ جس کے

$$k_n = 0.08 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad V_t = 1 \text{V}$$

بین کو انفرائندہ نقطے 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  $V_t = 1 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = 11 \text{ V}$  اور  $v_{DS} \geq 10 \text{ V}$  جبکہ  $v_{DS} \geq 10 \text{ V}$  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  $V_t = 1 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = 4.16 \text{ V}$  اور  $v_{DS} \geq 3.16 \text{ V}$  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 کپیوٹر کی مدد سے کھینچیں۔

سوال 4.8: شکل 4.61 میں  $W$  چوڑائی کا گیٹ سورس کو ڈھانپتا ہوا دکھایا گیا ہے۔ گیٹ اور سورس کا ڈھانپا گیا حصہ مل کر کپیسٹر  $C_{gsp}$  کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کی چوڑائی  $W$  اور لمبائی  $l$  ہے جبکہ کپیسٹر کے دو چاروں کے درمیانی فاصلہ  $d$  ہے۔ اگر  $d = 0.02 \mu\text{m}$ ,  $W = 100 \mu\text{m}$  اور  $l = 1 \mu\text{m}$  ہوں تب اس کپیسٹر کی قیمت کیا ہو گی۔  $\epsilon = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$  اور  $\epsilon_0 = 3.97 \epsilon_0$  کے برابر ہے۔

$$\text{جوابات: } 176 \text{ fF}, C_{gsp} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 W l}{d}$$

سوال 4.9: ایک منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ اور ڈرین کو آپس میں جوڑ کر اس کے  $v_{DS}$  اور  $i_{DS}$  نالے جاتے ہیں۔  $4 \text{ V}$  پر  $1 \text{ mA}$  جبکہ  $6 \text{ V}$  پر  $2.5 \text{ mA}$  نلا جاتا ہے۔ اس ماسفیٹ کے  $k_n$  اور  $V_t$  حاصل کریں۔

جوابات:  $v_{GS} > 0.5575 \text{ V}$ ,  $V_t = 0.5575 \text{ V}$ ,  $k_n = 0.169 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  یاد رہے کہ چالو منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے لئے  $V_t$  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۔  $i_{DS} = 2\text{mA}$  پر  $v_{DS} = 6\text{V}$  جبکہ  $i_{DS} = 4\text{mA}$  پر  $v_{DS} = 3\text{V}$  جاتے ہیں۔ ماسفیٹ کے  $k_n$  اور  $V_t$  حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } V_t = 3.24\text{V}, k_n = 2.59 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

سوال 4.11: کم  $v_{DS}$  پر منفی بڑھاتا ماسفیٹ کو بطور متغیر مزاحمت استعمال کیا جاسکتا ہے۔ مزاحمت کی قیمت  $v_{GS}$  سے قابو کی جاتی ہے۔  $k'_n = 15 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1.2\text{V}$  ہیں۔  $V_t = 1.2\text{V}$  پر  $v_{GS} = 2\text{V}$  پر  $v_{DS} = 8\text{k}\Omega$  کرنے کے لئے درکار  $\frac{W}{L} = 10\text{ }\mu\text{m}$  حاصل کریں۔ اگر  $v_{GS} = 8\text{V}$  پر مزاحمت کی قیمت کیا ہو گا؟

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۔  $i_{DS} = 3.6\text{mA}$  پر  $v_{DS} = 10\text{V}$  جبکہ  $i_{DS} = 3.3\text{mA}$  پر  $v_{DS} = 5\text{V}$  کیا ہو گا؟ اگر  $L = 10\text{ }\mu\text{m}$  ہوتے  $V_A = 50\text{V}$  پر مزاحمت کی قیمت کیا ہو گی؟

$$\text{جوابات: } r_o = \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_{DS}} = 33.33\text{k}\Omega, V_A = 50\text{V}$$

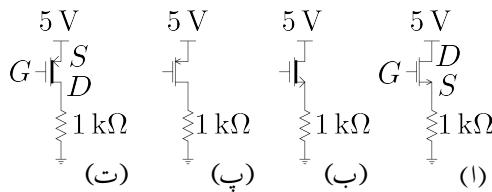
سوال 4.13: مندرجہ بالا سوال کے ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت  $r_o$  کی قیمت  $i_{DS} = 100\mu\text{A}$  اور  $i_{DS} = 10\text{mA}$  پر حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } 5\text{k}\Omega, r_o = \frac{V_A}{I_{DSQ}} = 500\text{k}\Omega$$

سوال 4.14: ایک گھٹاتے منفی ماسفیٹ کے سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS} = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = -3\text{V}$  اور  $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  ہیں۔ اگر گیٹ کو ڈرین کیا ہوں گے؟ ان دونوں صورتوں میں ماسفیٹ کس خطے میں ہو گا؟

جوابات:  $0.9\text{mA}$ ،  $0.8\text{mA}$ ، 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  $0.56\text{mA}$  جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے  $0\text{mA}$  ہے۔



شکل 4.62

سوال 4.16: شکل 4.62 ب کے ماسفیٹ کا میدانی ڈرائیور کی 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 1.525 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.16 mA

سوال 4.17: شکل 4.62 پ کے ماسفیٹ کا میدانی ڈرائیور کی 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

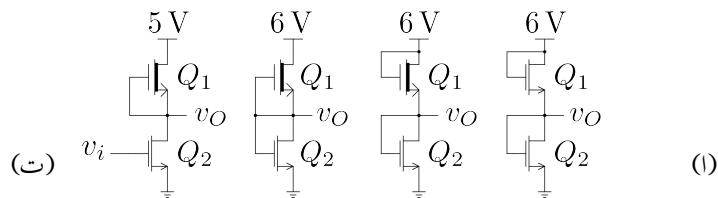
سوال 4.18: شکل 4.62 ت کے ماسفیٹ کا میدانی ڈرائیور کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 1.52 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.08 mA

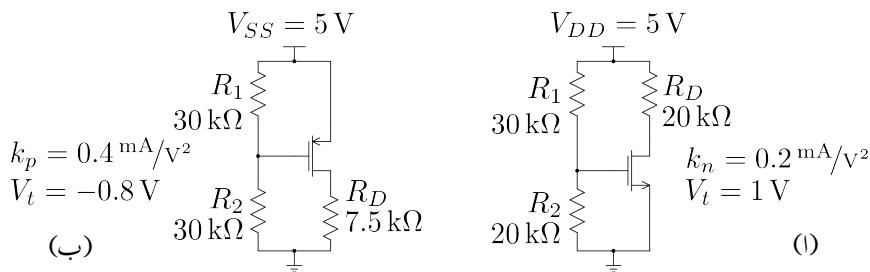
سوال 4.19: شکل 4.63 میں  $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ,  $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$  جبکہ دونوں ماسفیٹ کا  $V_t = 1 V$  حاصل کریں۔

جواب:  $v_O = 2.3333 V$ ، دونوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہیں۔

سوال 4.20: شکل 4.63 ب میں  $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ,  $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$  جبکہ  $V_t1 = -0.8 V$ ,  $V_t2 = 1.2 V$  حاصل کریں۔



4.63 شکل



4.64 شکل

جواب:  $v_O = 3.04 \text{ V}$  ،  $Q_2$  افزائندہ جبکہ  $Q_1$  نیز افزائندہ ہے۔

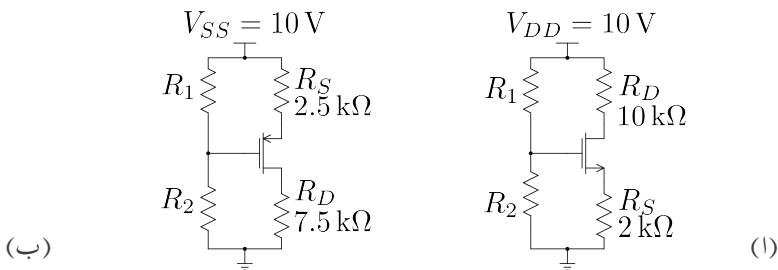
سوال 4.21: شکل 4.63 پر میں 4.63 میں  $V_{t1} = -0.8 \text{ V}$  ،  $k_{n2} = 200 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$  ،  $k_{n1} = 50 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$  ،  $V_{DD} = 5 \text{ V}$  ،  $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$  ،  $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$  ،  $R_D = 7.5 \text{ k}\Omega$  ،  $V_{SS} = 5 \text{ V}$  ،  $k_p = 0.4 \text{ mA/V}^2$  ،  $V_t = -0.8 \text{ V}$  ،  $v_O = 1.2 \text{ V}$  حاصل کریں۔

جواب:  $v_O = 1.6 \text{ V}$  دونوں افزائندہ خطوں میں ہیں۔

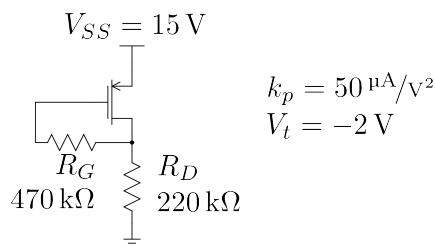
سوال 4.22: شکل 4.64 اف میں نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

جواب:  $3 \text{ V}$  ،  $0.1 \text{ mA}$

سوال 4.23: شکل 4.64 ب میں نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔



4.65



4.66

$$v_{SD} = 1.14 \text{ V} \quad i_{SD} = 0.515 \text{ mA}$$

سوال 4.24: شکل 4.65 میں  $k_n = 0.32 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 2 \text{ V}$  اور  $R_1$  ہے۔  $R_2$  کو یوں چنیں کہ  $I_{DS} = 0.5 \text{ mA}$  ہو اور ان مزاحمت میں  $I_{SD}$  کے 10% برقی روپائی جائے۔

$$R_2 = 95.4 \text{ k}\Omega \quad R_1 = 104.6 \text{ k}\Omega$$

سوال 4.25: شکل 4.65 ب میں  $k_p = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = -1.5 \text{ V}$  اور  $R_1$  ہے۔  $R_2$  کو یوں چنیں کہ  $I_{SD} = 5 \text{ V}$  ہو اور ان مزاحمت میں  $I_{DS}$  کے 10% برقی روپائی جائے۔

$$R_2 = 102.36 \text{ k}\Omega \quad R_1 = 97.64 \text{ k}\Omega$$

سوال 4.26: شکل 4.66 میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

جواب:  $V_{GS} = -3.45 \text{ V}$  ،  $I_{SD} = 52.5 \mu\text{A}$

سوال 4.27: شکل 4.65 الف میں  $R_S = 1.2 \text{ k}\Omega$  اور  $R_D = 5.6 \text{ k}\Omega$  اور  $V_{DD} = 12 \text{ V}$  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 رکھیں۔ اور  $R_1$  حاصل کریں۔  $R_2$  اور  $R_1$  میں برقی رو  $i_{DS}$  کے پانچ فی صد رکھیں۔

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  $1.6 \text{ V}$  تا  $2 \text{ V}$  ممکن ہو جکہ  $k_n$  اب بھی  $0.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  ہو تب  $i_{DS}$  کی قیمت کے حدود حاصل کریں۔

جواب:  $0.735 \text{ mA}$  تا  $0.8656 \text{ mA}$  دونوں صورتوں میں ماسفیٹ افزائندہ ہے۔

سوال 4.29: شکل 4.65 الف میں  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$  ہیں۔  $R_S = 0.55 \text{ V}$  پر برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔  $R_2$  کے متوازی  $1000 \text{ k}\Omega$  نسب کرنے کے بعد  $R_S$  پر  $0.507 \text{ V}$  ناپا جاتا ہے۔ ماسفیٹ کو دونوں صورتوں میں افزائندہ خطے میں تصور کرتے ہوئے  $g_m$  حاصل کریں۔

جواب:  $0.33 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$

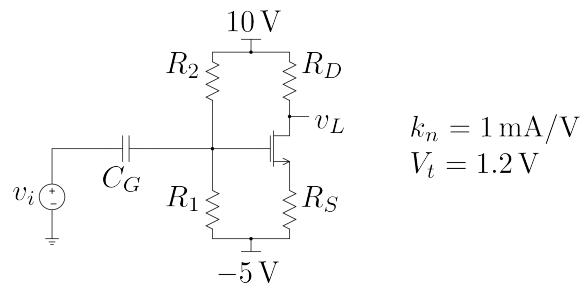
سوال 4.30: مندرجہ بالا سوال میں ماسفیٹ کا  $k_n$  اور  $V_t$  بھی حاصل کریں۔

جوابات:  $V_t = 1.2 \text{ V}$  ،  $k_n = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$

سوال 4.31: شکل 4.64 الف میں  $i_{DS} = 0.1 \text{ mA}$  کی توقع ہے۔ یوں  $v_{DS} = 3 \text{ V}$  ہونی چاہئے۔ اصل قیمت  $2.94 \text{ V}$  ناپی جاتی ہے۔ ماسفیٹ کی اعلیٰ برقی دباؤ حاصل کریں۔

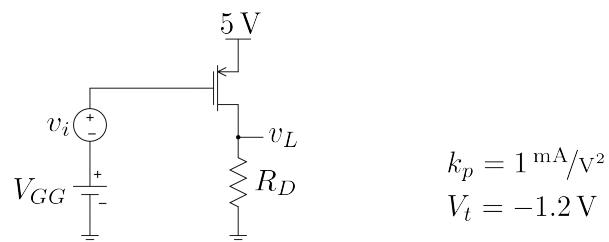
جواب:  $100 \text{ V}$

سوال 4.32: شکل 4.67 کے ایمپلینیٹر میں  $I_{DS} = 2 \text{ mA}$  اور  $V_{DS} = 5 \text{ V}$  اور  $R_D$  کے نو گناہ رکھیں اور  $R_1$  میں برقی رو  $I_{DS}$  کے دس فی صد رکھیں۔ ایمپلینیٹر کا  $A_v = \frac{v_o}{v_i}$  بھی حاصل کریں۔



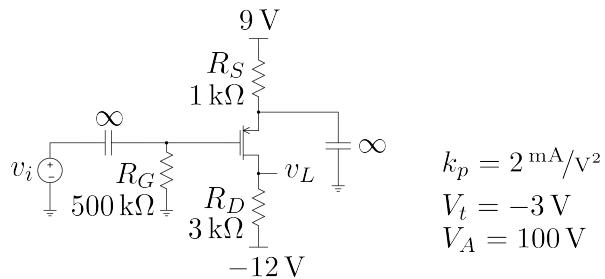
4.67

$$\begin{aligned}k_n &= 1 \text{ mA/V} \\V_t &= 1.2 \text{ V}\end{aligned}$$



4.68

$$\begin{aligned}k_p &= 1 \text{ mA/V}^2 \\V_t &= -1.2 \text{ V}\end{aligned}$$



شکل 4.69

جوابات:  $R_2 = 64\text{k}\Omega$  اور  $R_1 = 11\text{k}\Omega$ ,  $R_D = 4.5\text{k}\Omega$ ,  $R_S = 0.5\text{k}\Omega$ : جوابات ہیں۔  
 $A_v = -2.25 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  ،  $g_m = 2 \text{ mS}$

سوال 4.33: شکل 4.68 میں  $A_v = -6 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  اور  $V_{SD} = 3 \text{ V}$  اور  $R_D$  حاصل کرنے کی خاطر درکار  $V_{GG}$  اور  $I_{SD}$  کی قیمت کیا ہو گی؟

$$I_{SD} = 0.222 \text{ mA} , V_{GG} = 3.133 \text{ V} , R_D = 9 \text{ k}\Omega$$

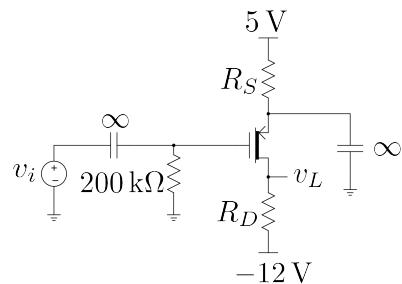
سوال 4.34: شکل 4.69 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  اور  $V_{SD}$  ،  $I_{SD}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $A_v = -10.73 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  اور  $r_o = 25.5 \text{ k}\Omega$  اور  $g_m = 4 \text{ mS}$  ،  $V_{SD} = 2 \text{ V}$  ،  $I_{SD} = 4 \text{ mA}$ ،  $V_A = 40 \text{ V}$  اور  $k_p = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = -1.4 \text{ V}$  اور  $R_D$  کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ جن سے  $A_v = -10.73 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  حاصل ہوں۔

سوال 4.35: شکل 4.70 میں  $R_S = 8.333 \text{ k}\Omega$  اور  $V_A = 40 \text{ V}$  اور  $k_p = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = -1.4 \text{ V}$  اور  $I_{SD} = 0.36 \text{ mA}$  اور  $V_{SD} = 6 \text{ V}$  اور  $R_D$  کی قیمت بھی حاصل کریں۔

جوابات:  $A_v = -22.7 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  اور  $r_o = 128 \text{ k}\Omega$  ،  $R_D = 22 \text{ k}\Omega$  ،  $R_S = 8.333 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.36: صفحہ 537 پر شکل 4.58 میں  $R_{D1} = 16.7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 243 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 392 \text{ k}\Omega$  اور  $V_t = 1 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $R_{S2} = 7.5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{S1} = 58.3 \text{ k}\Omega$  کے نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔



4.70

جوابات:  $V_{DS2} = 5 \text{ V}$  اور  $I_{DS2} = 1.2 \text{ mA}$ ،  $V_{DS1} = 5 \text{ V}$ ،  $I_{DS1} = 0.12 \text{ mA}$ 

سوال 4.37: صفحہ 539 پر شکل 4.59 میں

$$R_{G1} = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

$$k_{n1} = 4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad k_{n2} = 6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

$$V_{t1} = V_{t2} = 1.5 \text{ V}$$

ہیں۔ دور کو اس طرح تخلیق دیں کہ  $V_{DS2} = 8 \text{ V}$  اور  $I_{DS2} = 6 \text{ mA}$ ،  $I_{DS1} = 2 \text{ mA}$  ہوں۔ حاصل جواب استعمال کرتے ہوئے  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  اور  $g_{m1} = g_{m2}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $A_v = 1.75 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  اور  $R_{D2} = 818 \Omega$ ،  $R_{S2} = 1.182 \text{ k}\Omega$ ،  $R_{S1} = 3.75 \text{ k}\Omega$

## باب 5

### تفرقی ایمپلیکٹس ار

#### 5.1 دو جوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی جوڑا

##### 5.1.1 تفرقی اشارہ کی عدم موجودگی

شکل 5.1 میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کا بنیادی تفرقی جوڑ<sup>1</sup> دکھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑ سے میں دو بالکل یکساں<sup>2</sup> ٹرانزسٹر استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑ کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  افزائندہ نخطے میں رہیں۔ انہیں افزائندہ نخطے میں رکھنے کی خاطر تفرقی جوڑ کو  $R_C$  کی مدد سے منع ثبت برقی دباؤ  $V_{CC}$  کے ساتھ جوڑا گیا ہے۔ جیسا کہ اسی باب میں بعد میں دکھایا جائے گا  $R_C$  کی جگہ ٹرانزسٹر بھی استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑے کے دو داخلی اشارات  $v_{B1}$  اور  $v_{B2}$  ہیں جبکہ اس کا عمومی تفرقی خارجی اشارہ  $v_o$  ہے جسے شکل 5.2 میں دکھایا گیا ہے۔ بعض اوقات  $v_{C1}$  یا  $v_{C2}$  کو ہی بطور خارجی اشارہ  $v_o$  لیا جاتا ہے۔

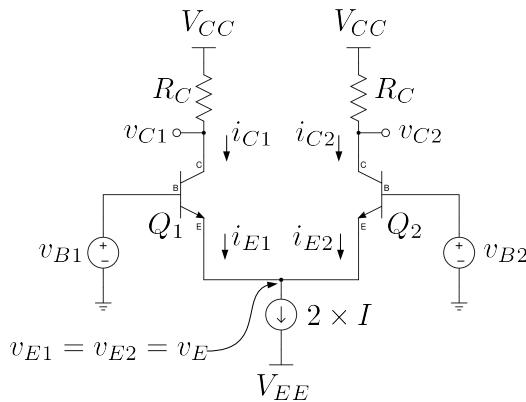
تفرقی جوڑے کے دونوں ٹرانزسٹروں کے ایکٹر سرے آپس میں جڑے ہونے کی وجہ سے ان دونوں سروں پر ہر صورت برابر برقی دباؤ ہو گا (یعنی  $v_{E1} = v_{E2}$  ہو گا)۔ ان برابر برقی دباؤ کو لکھتے ہوئے زیر نوشت (1 اور 2) (لکھے بغیر  $v_E$  کھا جا سکتا ہے یعنی

(5.1)

$$v_{E1} = v_{E2} = v_E$$

---

difference pair<sup>1</sup>  
matched<sup>2</sup>



شکل 1.5: دو جوڑ انزسٹر کے تفرقی جوڑ کی بنیادی ساخت

مزید یہ کہ اس جوڑ پر پیدا کار برقی رو کی برقی رو \$i\_{E1}\$ اور \$i\_{E2}\$ میں تقسیم ہو گی جس کے لئے کرنوف کے قانون  
برائے برقی رو کے تحت لکھا سکتا ہے

$$(5.2) \quad i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$$

تفرقی جوڑ کی کارکردگی پر شکل 5.2 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں تفرقی جوڑ کے دونوں داخلی سروں پر یک سمت برقی دباؤ \$V\_B\$ بطور داخلی اشارات \$v\_{B1}\$ اور \$v\_{B2}\$ مہیا کیا گیا ہے۔ یوں \$V\_B\$ کو بطور مشترک برقی دباؤ<sup>3</sup> مہیا کیا گیا ہے۔ دور کو دیکھتے ہوئے یہ بات واضح ہے کہ اس کے بائیں اور دائیں اطراف بالکل یکساں ہیں۔ یوں دونوں اطراف میں برابر برقی رو پائی جائے گی (یعنی \$i\_{E1} = i\_{E2}\$)۔ ایسی صورت میں مساوات 5.2 سے حاصل ہوتا ہے اور یوں \$I = i\_{E1} = i\_{E2} = i\_{C1} = i\_{C2} = \alpha I\$ ہو گا۔ لہذا

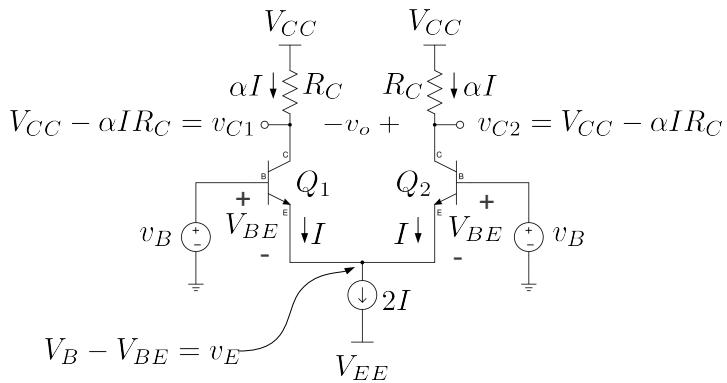
$$\begin{aligned} v_{C1} &= V_{CC} - i_{C1}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C \\ v_{C2} &= V_{CC} - i_{C2}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C \end{aligned}$$

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 جوڑ کے دونوں داخل پر برابر برقی دباؤ مہیا کیا جائے تو یہ صفر ولٹ خارج کرے گا۔ اس حقیقت کو یوں بہتر بیان کیا جا سکتا ہے کہ تفرقی جوڑ مشترک برقی دباؤ کو رد

common mode voltage<sup>3</sup>



شکل 5.2: دونوں مداخل پر برابر برقی دباؤ کی صورت

کرتا ہے۔ تفرقہ برقہ اشارہ  $v_d$  کو یوں بیان کیا جاتا ہے

$$(5.4) \quad v_d = v_{B1} - v_{B2}$$

جبکہ مشترکہ برقہ 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 ایمپلینیگر کا تفرقہ برقہ دباؤ ہی ہے۔ اسی طرح  $v_{B1}$  حسابی ایمپلینیگر کا ثابت مداخل جبکہ  $v_{B2}$  اس کا منفی مداخل ہے۔

مثال 5.1 میں شکل 5.2 میں

$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$V_{EE} = -15 \text{ V}$
$V_B = 3 \text{ V}$	$R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$
$I = 2 \text{ mA}$	$\alpha = 0.99$

ہیں۔ تفرقی جوڑی کے تمام برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: منج رو  $2 \times I = 4 \text{ mA}$  رو پیدا کرتی ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے بیس سرے برابر بر قی دباؤ یعنی  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  پر ہیں لہذا  $v_E = 3 - 0.7 = 2.3 \text{ V}$

ہو گا اور

$$i_{E1} = i_{E2} = \frac{4 \text{ mA}}{2} = 2 \text{ mA}$$

اور یوں

$$i_{C1} = i_{C2} = \alpha \times 2 \text{ mA} = 0.99 \times 2 \text{ mA} = 1.98 \text{ mA}$$

$$v_{C1} = v_{C2} = 15 - 1.98 \times 10^{-3} \times 3.9 \times 10^3 = 7.3 \text{ V}$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = 7.3 - 7.3 = 0 \text{ V}$$

یہاں منج رو کے سروں پر  $2.3 \text{ V}$  اور  $-15 \text{ V}$  ہونے سے اس پر  
 $2.3 - (-15) = 17.3 \text{ V}$

ہوں گے۔ مزید یہ کہ ٹرانزسٹروں کے بیس سروں پر  $3 \text{ V}$  جبکہ ان کے کلکٹر سروں پر  $7.3 \text{ V}$  ہونے سے ان کے بیس۔ کلکٹر جوڑ اٹ مائل ہیں۔ یوں یہ افزائندہ خطے میں ہیں جو کہ تفرقی جوڑے کے صحیح کارکردگی کے لئے ضروری ہے۔

---



---

مثال 5.2: مثال 5.1 میں مشترکہ بر قی دباؤ کی وہ حد معلوم کریں جس پر ٹرانزسٹر غیر-افراہندہ خطے میں داخل ہو جائیں گے۔

حل: اس مثال میں ہم نے دیکھا کہ مشترکہ بر قی دباؤ مہیا کرنے سے دونوں ٹرانزسٹروں میں برابر بر قی رو کا گزر ہوتا ہے اور ان کے کلکٹر سروں پر  $7.3 \text{ V}$  پایا جاتا ہے۔ اگر بیس۔ کلکٹر جوڑ پر سیدھی رُخ چالو کرده بر قی دباؤ یعنی  $0.5 \text{ V}$  پایا جائے تو ٹرانزسٹر غیر-افراہندہ صورت اعتیار 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 بر قی دباؤ پائی جائے یعنی

$$v_{CM} \leq 7.8 \text{ V}$$


---

## 5.1.2 ترقی اشارہ موجود

اسیں ترقی برقی اشارہ کو صفر ولٹ سے بڑھا کر ترقی جوڑے کی کارکردگی دیکھیں۔ شکل 5.3 اف میں  $v_{B2}$  کو برقی زینٹر<sup>4</sup> یعنی صفر ولٹ پر رکھا گیا ہے جبکہ  $v_{B1} = 0.9 \text{ V}$  رکھا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت ترقی جوڑے کے دو اطراف یکساں 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 دباو بڑھایا جائے تو آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $Q_1$  کا میں۔ مکثر 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 میں۔ مکثر جوڑ پر

$$v_{BE2} = v_{B2} - v_E = 0 - 0.2 = -0.2 \text{ V}$$

برقی دباو ہو گا جو اسے منقطع رکھے گا۔ منقطع ٹرانزسٹر میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں لہذا تمام کا تمام  $I \times 2$  برقی رو ٹرانزسٹر  $Q_1$  کو منتقل ہو جائے گی یعنی

$$i_{E1} = 2I$$

$$i_{E2} = 0$$

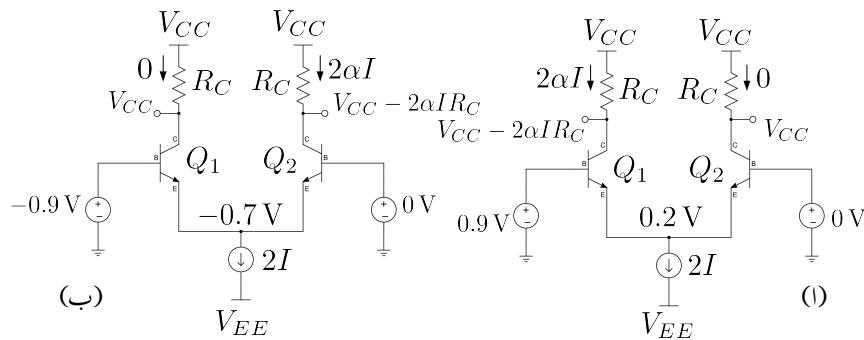
یوں

$$v_{C1} = V_{CC} - 2\alpha I R_C$$

$$v_{C2} = V_{CC}$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha I R_C$$

ہوں گے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں ترقی اشارہ کے موجودگی میں خارجی برقی دباو  $v_o$  کی قیمت صفر ولٹ نہیں رہتی۔ حقیقت میں ترقی جوڑ انہیات کم داخلی ترقی برقی دباو پر ہی تمام کی تمام برقی رو (یعنی  $I \times 2$ ) کو ایک ٹرانزسٹر منتقل کر کے  $+2\alpha I R_C$  برقی دباو خارج کر دے گا جس کے بعد ترقی دباو مزید بڑھانے سے خارجی برقی دباو  $v_o$

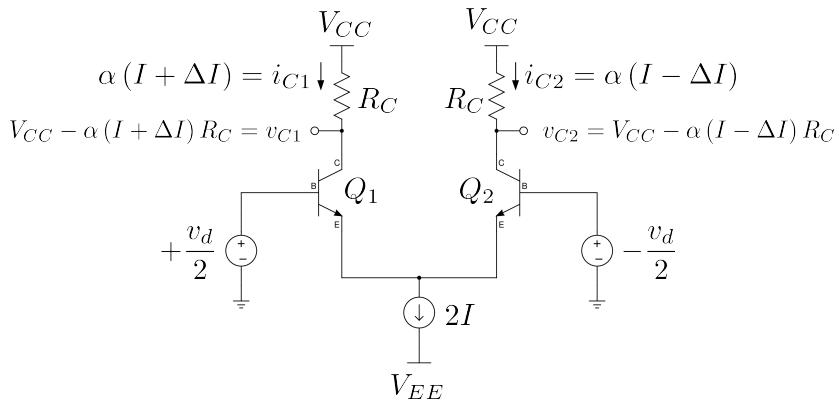


شکل 5.3: تفریقی اشدارہ کے موجودگی میں تفریقی جوڑے کی کارکردگی

میں مزید تبدیلی ممکن نہیں۔ تفریقی جوڑے کے دونوں دخول صفر ولٹ ہونے کی صورت میں  $v_E = -0.7\text{V}$  ہوتا ہے۔ اب اگر  $v_{B1} = 0\text{V}$  رکھتے ہوئے  $v_{B2} = -0.9\text{V}$  کر دیا جائے تو  $Q_2$  کا بیس-ایمپر جوڑ سیدھا مائل ہو جائے گا لہذا  $v_E = -0.7\text{V}$  ہو گا۔ یوں  $Q_1$  کے بیس سرے پر  $-0.9\text{V}$  ۔ جبکہ اس کے ایمپر سرے پر  $-0.7\text{V}$  ہونے کی وجہ سے یہ منقطع صورت اختیار کر لے گا۔ یہ صورت شکل 5.3 ب میں دکھائی گئی ہے۔ یوں شیع رو کی تمام برتنی رو (یعنی  $2 \times I$ ) ٹرانزسٹر  $Q_2$  کو منتقل ہو جائے گی۔ اس طرح

$$\begin{aligned} i_{E1} &= 0 \\ i_{E2} &= 2I \\ v_{C1} &= V_{CC} \\ v_{C2} &= V_{CC} - 2\alpha IR_C \\ v_o &= v_{C2} - v_{C1} = -2\alpha IR_C \end{aligned}$$

ہوں گے۔ شکل 5.3 اف میں ہم نے دیکھا کہ  $v_d = v_{B1} - v_{B2} = 0.9\text{V}$  کی صورت میں تفریقی جوڑا تمام کی تمام برتنی رو (یعنی  $I \times 2$ ) کو ایک ٹرانزسٹر میں منتقل کر چکا ہوتا ہے اور یوں یہ  $v_o = +2\alpha IR_C$  خارج کرتا ہے جبکہ شکل ب میں  $v_d = -0.9\text{V}$  ہیں اور تفریقی جوڑا تمام کی تمام برتنی رو کو دوسرا ٹرانزسٹر میں منتقل کر کے  $v_o = -2\alpha IR_C$  خارج کرتا ہے۔



شکل 5.4: باریک تفرقی اشارے پر صورت حال

## 5.2 باریک داخلي تفرقی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی بنیادی کارکردگی

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت  $i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$  رہے گا۔ اب تصور کریں کہ تفرقی جوڑے کو باریک تفرقی اشارہ  $v_d$  مہیا کیا جاتا ہے۔ باریک تفرقی اشارہ سے مراد اتنی  $v_d$  ہے جس سے تمام کی تمام برقی رو  $I \times 2$  کسی ایک ٹرانزسٹر میں منتقل نہ ہو۔ جیسا شکل 5.4 میں دکھایا گیا ہے، ہم اس صورت کو یوں بیان کر سکتے ہیں کہ  $+ \frac{v_d}{2}$  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 ولت دئے جاتے تب  $i_{E1} = i_{E2} = I$  ہوتا۔ اب جب  $v_{B1}$  کو ہٹا کر  $v_{B2}$  کا اختلاف ہو گا جبکہ  $i_{B1}$  میں اتنی ہم کی واقع ہو گی۔ تاہم اب بھی  $i_{E1} + i_{E2} = 2I$  ہو گا۔ یوں

$$i_{E1} = I + \Delta I$$

$$i_{E2} = I - \Delta I$$

ہوں گے۔ لہذا

$$\begin{aligned} i_{C1} &= \alpha I_{E1} = \alpha (I + \Delta I) \\ i_{C2} &= \alpha I_{E2} = \alpha (I - \Delta I) \\ v_{C1} &= V_{CC} - i_{C1} R_C = V_{CC} - \alpha (I + \Delta I) R_C \\ v_{C2} &= V_{CC} - i_{C2} R_C = V_{CC} - \alpha (I - \Delta I) R_C \\ v_o &= v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha \Delta I R_C \end{aligned}$$

ہوں گے۔ یہاں یہ بات ذہن نشین کرنا ضروری ہے کہ تفرقی جوڑے کے ایک ٹرانزسٹر کی برقی رو میں جتنا بھی اضافہ (یا کمی) پیدا ہو، دوسرے ٹرانزسٹر میں اتنی ہی کمی (یا اضافہ) پیدا ہوتا ہے۔

### 5.3 وسیع داخلی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی کارکردگی

اس حصہ میں تفرقی جوڑے پر تفصیلی غور کیا جائے گا۔  $Q_1$  کے میں سرے پر  $v_{B1}$  جبکہ اس کے ایمپٹر سرے پر  $v_{E1} = v_{E2} = v_E$  برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے ایمپٹر سرے آپس میں جڑے ہیں لہذا ہو گا۔ یوں ایمپٹر سرے کے برقی دباؤ کو  $v_{E1}$  اور  $v_{E2}$  لکھنے کے بجائے  $v_E$  لکھ سکتے ہیں۔ اس طرح

$$(5.6) \quad v_{BE1} = v_{B1} - v_{E1} = v_{B1} - v_E$$

ہو گا۔ اسی طرح  $Q_2$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.7) \quad v_{BE2} = v_{B2} - v_{E2} = v_{B2} - v_E$$

ان برقی دباؤ کو استعمال کر کے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.8) \quad i_{C1} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} = I_S e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}}$$

$$(5.9) \quad i_{C2} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} = I_S e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}}$$

یوں

$$(5.10) \quad i_{E1} = \frac{i_{C1}}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}}$$

$$(5.11) \quad i_{E2} = \frac{i_{C2}}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}}$$

ان مساوات میں  $v_{B1}$  اور  $v_{B2}$  داخلی اشارات ہیں جنہیں آزاد متغیرات تصور کیا جائے جبکہ  $i_{E1}$  اور  $i_{E2}$  تابع متغیرات ہیں جن کا حصول درکار ہے۔ آئیں انہیں حاصل کریں۔ پہلے قدم میں مساوات 5.11 کو مساوات 5.10 سے تقسیم کر کے  $v_E$  سے پچھلکارا 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  $v_d$  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 چوتا 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

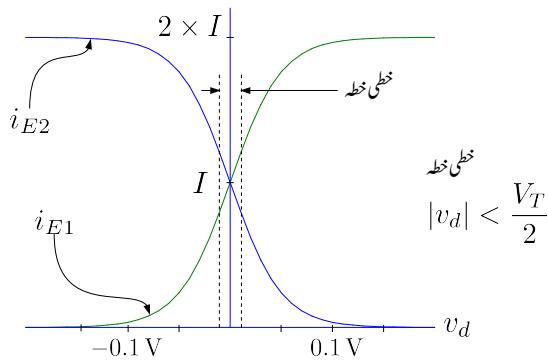
$$(5.16) \quad \begin{aligned} \left( \frac{2 \times I}{i_{E1}} \right)^{-1} &= \left( 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)^{-1} \\ \frac{i_{E1}}{2 \times I} &= \frac{1}{\left( 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)} \end{aligned}$$

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۔

$$(5.18) \quad i_{E2} = \frac{2 \times I}{\left( 1 + e^{+\frac{v_d}{V_T}} \right)}$$



شکل 5.5: ترقی جوڑے کے خط  $v_d - i_d$

مساویات 5.17 اور مساویات 5.18 شکل 5.5 میں کھینچے گئے ہیں۔

مثال 5.3: صفر ولٹ ترقی اشارہ یعنی  $v_d = 0$  پر  $i_{E1}$  اور  $i_{E2}$  حاصل کریں۔

حل: مساویات 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 مساویات 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 ترقی برقی اشارات پر  $i_{E2}$  حاصل کریں۔

.1

$$v_d = -0.15 \text{ V}$$

.2

$$v_d = -0.1 \text{ V}$$

.3

$$v_d = 0.1 \text{ V}$$

.4

$$v_d = 0.15 \text{ V}$$

حل: مساوات 5.18 کے تحت

.1

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{-0.15}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 0.0024788} \approx 2 \times I$$

.2

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{-0.1}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 0.018316} = 0.982 \times 2 \times I$$

.3

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{\pm 0.1}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 54.598} = 0.018 \times 2 \times I$$

.4

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{\pm 0.15}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 403.41} = 0.00247 \times 2 \times I \approx 0$$

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 مشتمل 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 افزائندہ حال رہتے ہیں۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمیٹر جوڑ پر اندرونی کپیسٹر  $C_{b'e}$  اور بیس-کلکٹر جوڑ پر اندرونی کپیسٹر  $C_{b'c}$  پائے جاتے ہیں۔ غیر-افزاں نہ ٹرانزسٹر میں ان کپیسٹروں کے مجموعہ کی قیمت، افزاں نہ 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 افزائندہ رہتا ہے لہذا اس کے کپیسٹر کی قیمت کم ترین رہتی ہے اور چونکہ اسے چلانے کی خاطر درکار تفرقی اشارہ  $v_d$  کے دو حدود قریب قریب ہیں لہذا اسے استعمال کرتے ہوئے نہایت تیز رفتار ادوار تخلیق دینا ممکن ہوتا ہے۔ یہی وجہ ہے کہ تیز ترین عدوی برقيات (مثلاً ایمیٹر جوڑا منطقہ<sup>5</sup>) میں بالخصوص اور دیگر تیز ترین برقيات میں بالعموم تفرقی جوڑا ہی استعمال ہوتا ہے۔

اس حصہ میں ہم تفرقی جوڑے کو بطور ایکلیپسیٹر استعمال کریں گے۔ شکل 5.5 کو دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ دو نقطہ دار کلیروں 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 بٹھایا 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۔

emitter coupled logic<sup>5</sup>

## 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 شکل 5.5 میں دکھائے خطي خطے کی بات کریں تو اس خطے میں برقی روکی تقسیم کو نہایت سادہ اور خطي 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 مکلارن تسلسل<sup>6</sup> یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} e^{+x} &= 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots \\ e^{-x} &= 1 - x + \frac{x^2}{2!} - \frac{x^3}{3!} + \dots \end{aligned}$$

چونکہ خطي خطے میں  $|v_d| < \frac{V_T}{2}$  ہے لہذا  $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$  اور  $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$  کے مکلارن تسلسل میں پہلے چند جزو کو چھوڑ کر بقایا تمام اجزاء کے قیمتیں نہایت کم ہوں گی۔ مساوات 5.21 میں  $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$  اور  $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$  کے مکلارن تسلسل پر

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 وہ سادہ خطی مساوات ہے جس کی ملاش 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 بر قی رو  $I_{EQ1}$  اور  $I_{EQ2}$  ہیں۔ اسی طرح  $v_d = 0$  کی صورت میں مساوات 5.25 سے  $i_{C1} = \alpha I$  اور  $i_{C2} = \alpha I$  ہوتا ہے جو نقطہ کار کردگی پر مکث بر قی رو ہیں جنہیں  $I_{CQ}$  یا صرف  $I_C$  لکھا جاسکتا ہے۔ تفرقی اشارہ کے موجودگی میں مساوات 5.25 میں یک سمت رو کے علاوہ بدلتا رو

بھی پائی جاتی ہے۔ یوں انہیں

$$\begin{aligned}
 i_{C1} &= I_C + \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\
 &= I_C + i_c \\
 i_{C2} &= I_C - \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\
 &= I_C - i_c
 \end{aligned} \tag{5.26}$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں  $i_c$  بدلتا برقی رو یعنی

$$i_c = \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} = \left( \frac{I_C}{V_T} \right) \frac{v_d}{2} \tag{5.27}$$

ہے۔ آپ صفحہ 325 پر دئے گئے مساوات 3.174 کی مدد سے جانتے ہیں کہ  $\frac{I_C}{V_T}$  دراصل  $g_m$  ہے لہذا سے مزید اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$i_c = g_m \frac{v_d}{2} \tag{5.28}$$

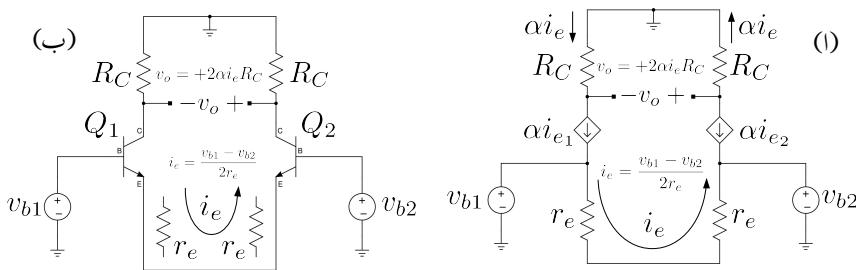
اس طرح مساوات 5.25 کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 i_{C1} &= I_C + g_m \frac{v_d}{2} \\
 i_{C2} &= I_C - g_m \frac{v_d}{2}
 \end{aligned} \tag{5.29}$$

یہاں رک کر شکل 5.4 میں دکھائے  $i_{C1}$  اور  $i_{C2}$  کا مساوات 5.25 میں حاصل کئے گئے قیمتیں کے ساتھ موازنہ کریں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\alpha \Delta I = \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2}$  ہے۔ باریک داخلی اشارے پر مساوات 5.28 کی مدد سے تفرقی جوڑے میں برقی رو  $i_c$  حاصل کی جاسکتی ہے۔ یہ ایک اہم نتیجہ ہے جس پر اگلے حصے میں تبصرہ کیا جائے گا۔

#### 5.4.2 برقی رو کا حصول بذریعہ ٹرانزسٹر یا ضمی نمونہ

گزشتہ حصہ میں مساوات 5.28 حاصل کی گئی جس کے مدد سے تفرقی جوڑے میں برقی رو  $i_c$  حاصل کی جاسکتی ہے۔ آئیں اسی مساوات کو انتہائی سادہ طریقہ سے حاصل کریں۔ شکل 5.6 ب میں تفرقی جوڑے کا مساوی بدلتا رو



شکل 5.6: تفسیہ بر قی روا حصول بذریعہ ریاضی نمونہ

شکل دکھایا گیا ہے جہاں تمام یک سست منج بر قی دباؤ کو قصر دور اور تمام یک سست منج بر قی رو کو کھلے سرے کیا گیا ہے۔ شکل 5.6 الف میں ٹرانزسٹر کے لیے ریاضی نمونہ استعمال کر کے اسی کا مساودی 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  $v_d$  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 مساوات کو اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.31) \quad i_e = \frac{g_m}{\alpha} \frac{v_d}{2}$$

اور یوں

$$(5.32) \quad i_c = \alpha i_e = g_m \frac{v_d}{2}$$

اس طرح نہایت آسانی سے اس مساوات کو حاصل کیا گیا۔

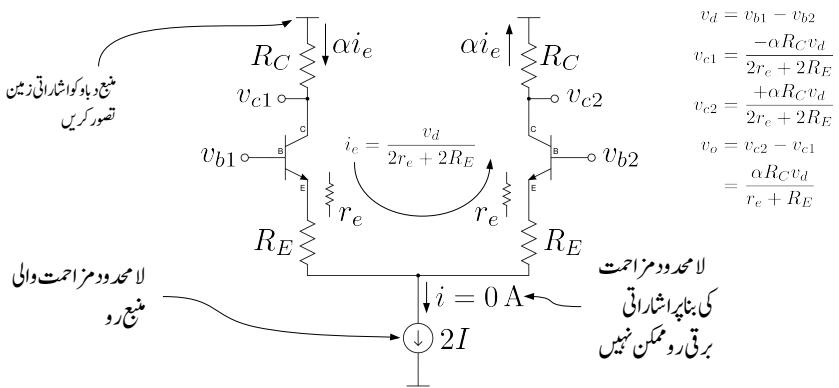
یہ مساوات حاصل کرتے وقت ریاضی نمونہ بنانا ضروری نہیں۔ شکل 5.6 ب میں ایمپر سرے کے مراحت  $r_e$  کو تفسیہ جوڑے کے اندر جانب دکھایا گیا ہے۔ یہ ایک تصوراتی شکل ہے جسے دیکھ کر آپ مساوات لکھ سکتے ہیں۔

ان دونوں اشکال کو دیکھ کر خارجی بر قی دباؤ  $v_o$  حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$(5.33) \quad v_o = +i_c \times 2 \times R_C = +g_m R_C v_d$$

### 5.4. باریکے اشارہ پر تفسیری جوڑے کے کارکردگی پر تفصیلی غور

571



شکل 5.7: اشاراتی برقی رو کے سادہ طریقہ کی ایک اور مثال

اس مساوات سے تفرقی افراٹر برقی دباؤ<sup>7</sup> 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 ایکپلینیٹر پر غور کریں جہاں ٹرانزسٹر کے ایمیٹر سرے پر یہ دونی مزاحمت  $R_E$  نسب کئے گئے ہیں۔ اس دور کو دیکھ کر ہی ہم لکھ سکتے ہیں۔

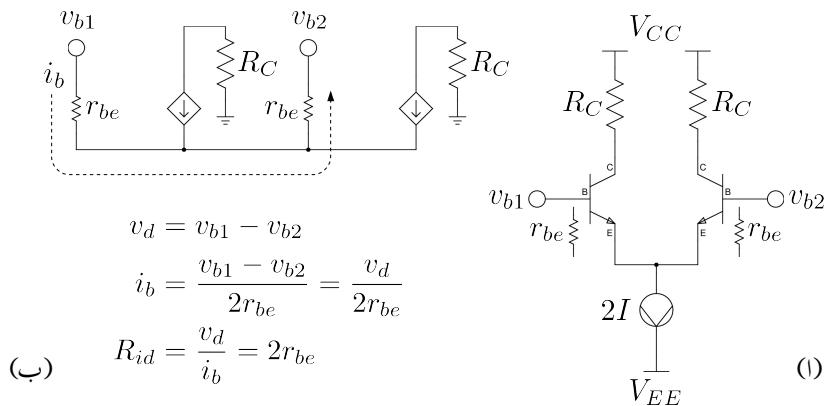
$$i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

اس مساوات سے تفرقی افراٹر برقی دباؤ حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.35) \quad \begin{aligned} i_c &= \alpha i_e = \frac{\alpha v_d}{2r_e + 2R_E} \\ v_o &= +2i_c R_C = +\frac{\alpha v_d R_C}{r_e + R_E} \\ A_d &= \frac{v_o}{v_d} = +\frac{\alpha R_C}{r_e + R_E} \approx +\frac{R_C}{r_e + R_E} \end{aligned}$$

یاد رہے کہ اشاراتی تجزیہ کرتے وقت یک سمت برقی دباؤ کو قصر دور جبکہ یک سمت برقی رو کو آزاد سرے کر دیا جاتا ہے۔

differential voltage gain<sup>7</sup>



شکل 5.8: تفرقی جوڑے کی داخلی تفرقی مزاحمت

## 5.4.3 داخلی تفرقی مزاحمت

تفرقی جوڑے میں دونوں ٹرانزسٹر کے  $\pi$  ریاضی نمونہ استعمال کرتے شکل 5.8 ب حاصل ہوتا ہے جس سے اس کی داخلی بر قی 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 مزاحمت<sup>8</sup> یوں حاصل ہوتا ہے۔

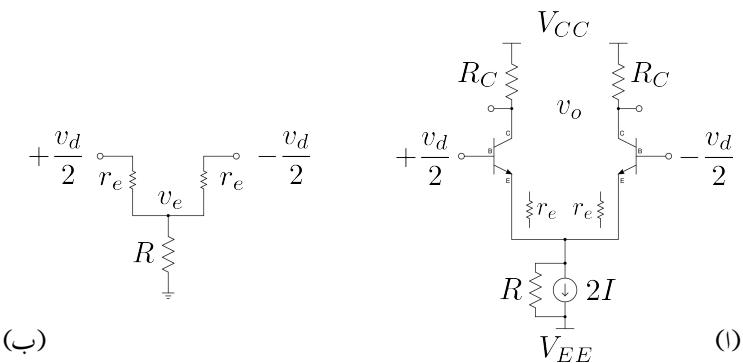
$$(5.37) \quad R_{id} = \frac{v_d}{i_b} = 2r_{be}$$

یہی دو جوابات کامل 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 resistance<sup>8</sup>



شکل 5.9: باریک اشاراتی مزاحمت کو زیر نظر رکھتے ہوئے داخلی تفرقی مزاحمت

ہے لہذا

$$(5.39) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{1}{\beta + 1} \left( \frac{v_d}{2r_e + 2R_E} \right)$$

ہو گا جس سے داخلی تفرقی مزاحمت پول حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.40) \quad R_{id} = \frac{v_d}{i_b} = (\beta + 1) (2r_e + 2R_E)$$

اب تک ہم تصور کرتے رہے ہیں کہ تفرقی ایمپلیفیائر میں استعمال کئے جانے والے یک سمت منج رو کی اندر ونی مزاحمت لا محدود ہوتی ہے۔ حقیقت میں پائے جانے والے یک سمت منج رو کی اندر ونی مزاحمت نہایت زیادہ مگر محدود ہوتی ہے۔ شکل 5.9 الف میں یک سمت منج رو کا مساوی ٹرانزسٹر دو<sup>9</sup> استعمال کرتے ہوئے اس کے اندر ونی باریک اشاراتی مزاحمت  $R$  کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ٹرانزسٹر کا اندر ونی مزاحمت  $r_e$  کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب فرضی طور دکھایا گیا ہے۔ شکل 5.9 ب میں اس ایمپلیفیائر کے داخلی جانب کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹروں کے ایکسر سرے کا بر قی دباؤ  $v_e$  حاصل کرنے کی خاطر اس جوڑ پر کرخوف کا قانون برائے بر قی رو نافذ کرتے ہیں۔

$$(5.41) \quad \frac{v_e - \frac{v_d}{2}}{r_e} + \frac{v_e + \frac{v_d}{2}}{r_e} + \frac{v_e}{R} = 0$$

Norton equivalent<sup>9</sup>

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 بر قی 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 10.5 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں تفرقی ایکپلینیاٹر کو دو عدد مشترک۔ ایک ایکپلینیاٹر تصور کرنا دکھایا گیا ہے جہاں باسیں ہاتھ کے ایکپلینیاٹر کا داخلی اشارہ  $v_d$  + اور اس کا خارجی اشارہ  $v_{c1}$  ہے جبکہ دوسرے ایکپلینیاٹر کا داخلی اشارہ  $v_d$  - اور اس کا خارجی اشارہ  $v_{c2}$  ہے۔ شکل ب میں باسیں ہاتھ کے ایکپلینیاٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت  $r_o$  کے آثر 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 ایکپلینیاٹر 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 افراکش بر قی دباؤ

$$(5.44) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m (R_C \parallel r_o)$$

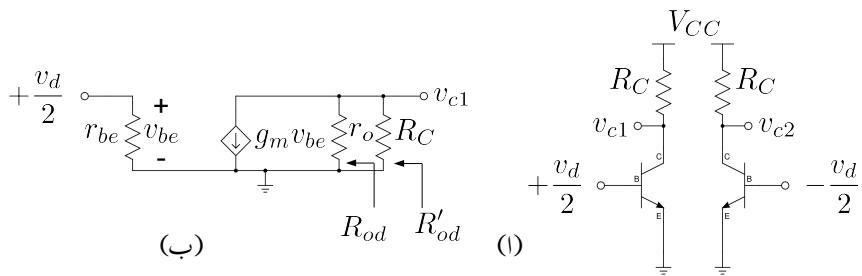
حاصل ہوتا ہے۔ عموماً  $r_o$  کی قیمت  $R_C$  کے قیمت سے بہت زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.45) \quad A_{d\text{ پوری}} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m R_C = \frac{R_C}{r_e}$$

اس کے برعکس اگر  $v_o$  کو  $v_{c1}$  (یا  $v_{c2}$ ) سے حاصل کیا جائے تب تفرقی افراکش بر قی دباؤ یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.46) \quad A_{d\text{ آزمی}} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c1}}{v_d} = -\frac{R_C}{2r_e}$$

شکل 10.5 ب میں آدھے ایکپلینیاٹر کے خارجی تفرقی مزاحمت  $R'_{od}$  اور  $R_{od}$  دکھائے گئے ہیں۔ وہ مزاحمت ہے جس میں  $R_C$  کے آثر 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 کا مزاحمت ہے۔  $R_{od}$  کی قیمت  $r_o$  ہے۔  $R'_{od}$  کی قیمت  $R_C$  ہے۔ آدھے ایکپلینیاٹر کا وہ خارجی تفرقی مزاحمت ہے جو ٹرانزیستر کے اندروںی مزاحمت  $r_o$  اور اس کے ساتھ منسلک بیرونی مزاحمت  $R_C$  دونوں کے آثر کو شامل کرتا ہے۔ اس کی قیمت  $(r_o \parallel R_C)$  ہے۔



شکل 5.10: ترقی ایمپلینیاٹر بطور دو عددی مکمل جوڑے ایمپلینیاٹر

#### 5.4.4 داخلي مشترکہ مزاحمت اور مشترکہ افزائش

شکل 5.11 الف میں ترقی جوڑے کو مشترکہ داخلي اشارہ  $v_{CM}$  فراہم کیا گیا ہے۔ دونوں ہاتھوں کے ٹرانزسٹروں میں یکساں بر قی 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 سمت بر قی رو کی قیمت  $I$  ہی ہے۔ یوں مشترکہ اشارے کے لئے شکل الف کو دو یکساں ایمپلینیاٹر تصور کیا جا سکتا ہے۔ شکل ب سے

$$(5.49) \quad i_e = \frac{v_{CM}}{r_e + 2R}$$

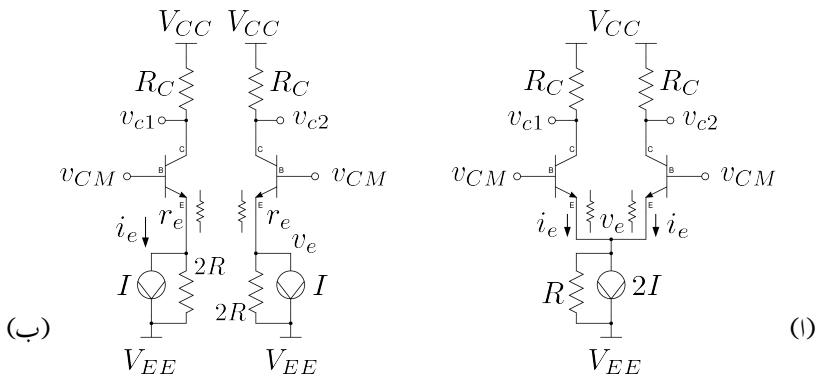
حاصل ہوتا ہے جس سے ایک بازو کا مشترکہ مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.50) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{v_{CM}}{(\beta + 1)(r_e + 2R)}$$

$$R_{icm} = \frac{v_{CM}}{i_b} = (\beta + 1)(r_e + 2R)$$

ترقی ایمپلینیاٹر کا مشترکہ داخلي مزاحمت اس کے دگنا ہو گا یعنی

$$(5.51) \quad R_{icm} = 2(\beta + 1)(r_e + 2R)$$



### شکل 5.11: مشترکہ آدھے دور کا حصول

مزید پڑھیں

$$(5.52) \quad v_{c1} = v_{c2} = -\alpha i_e R_C = -\frac{\alpha R_C v_{CM}}{r_e + 2R}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اگر خارجی اشارہ  $v_0$  کو  $v_{c1}$  اور  $v_{c2}$  کے مابین لیا جائے تب اس کی قیمت صفر وولٹ ہو گی اور مشترک افراہی برقی دباؤ<sup>10</sup> صفر ہو گا۔ البتہ اگر  $v_0$  کو  $v_{c1}$  (یا  $v_{c2}$ ) سے حاصل کیا جائے تب

$$(5.53) \quad v_0 = v_{c1} = -\frac{\alpha R_C v_{CM}}{r_e + 2R}$$

ہو گا اور مشترکہ افزائش برقی دباؤ

$$(5.54) \quad A_{\text{cm}\mathcal{F},\tilde{\imath}} = \frac{v_o}{v_{CM}} = \frac{v_{c1}}{v_{CM}} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + 2R}$$

ہو گا۔  $R$  کی قیمت  $R_C$  اور  $r_e$  کے قیمتوں سے بہت زیادہ ہوتا ہے اور یوں مشترکہ اشارہ حقیقت میں بڑھنے کے بجائے گھٹتا ہے۔

کامل تفرقی ایکلیپیاٹر صرف تفرقی اشارے کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ البتہ حقیقی تفرقی ایکلیپیاٹر غیر کامل ہوتے ہیں۔ مساوات 5.46 کے تحت  $v_o = A_{dcm}v_{CM}$  کے تحت جبکہ مساوات 5.54 کے تحت  $v_o = A_{dcm}v_d$  ہوتا ہے جبکہ مساوات 5.54 کے تحت جاتے ہیں اور پوں ہوتے ہے۔ حقیقت میں تفرقی ایکلیپیاٹر کے خارجی اشارہ میں دونوں جزوں پائے جاتے ہیں اور پوں

$$(5.55) \quad v_o = A_d v_d + A_{cm} v_{CM}$$

common mode voltage gain<sup>10</sup>

ہو گا۔ تفریقی ایکپلیفائر تفریقی اشارہ کو بڑھاتا ہے جبکہ یہ مشترکہ اشارہ کو رد کرتا ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیتے<sup>11</sup> CMRR کو  $A_{cm}$  اور  $A_d$  کے تناسب سے ناپا جاتا ہے یعنی

$$(5.56) \quad CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| = \frac{r_e + 2R}{\alpha r_e}$$

جہاں مساوات 5.46 اور مساوات 5.54 کی مدد حاصل کی گئی ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیتے CMRR کو عموماً مذکورہ بیلہ<sup>12</sup> میں ناپا جاتا ہے یعنی

$$(5.57) \quad CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right|$$

مندرجہ بالا بحث، تفریقی ایکپلیفائر کے دونوں بازوں بالکل یکساں ہونے کے صورت میں درست ہو گا۔ حقیقت میں عموماً ایسا نہیں ہوتا اور ایکپلیفائر کے دونوں بازوں میں فرق کی بنا پر مشترکہ خارجی اشارہ  $v_{c1}$  اور  $v_{c2}$  کے مابین لینے کے صورت میں بھی صفر ولٹ نہیں ہوتا۔ آئیں اس اثر کو زیادہ غور سے دیکھیں۔

تصور کریں کہ تفریقی ایکپلیفائر کے دو بازوں 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  $R_{C1} = R_C + \Delta R_C$

$$(5.58) \quad v_{c1} = -\frac{\alpha (R_C + \Delta R_C) v_{CM}}{r_e + 2R}$$

$$v_{c2} = \frac{\alpha (R_C - \Delta R_C) v_{CM}}{r_e + 2R}$$

اور یوں

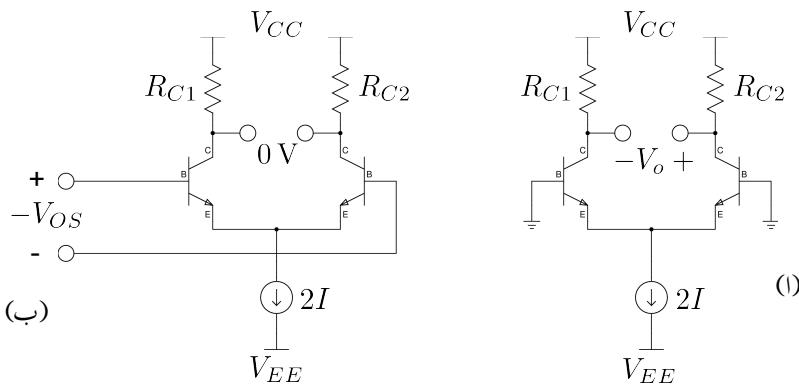
$$(5.59) \quad v_o = v_{c2} - v_{c1} = -\frac{\alpha \Delta R_C v_{CM}}{r_e + 2R}$$

$$A_{cm} = \frac{v_o}{v_{CM}} = -\frac{\alpha \Delta R_C}{r_e + 2R}$$

یوں تفریقی ایکپلیفائر کے دو بازوں غیر یکساں ہونے کی صورت میں مشترکہ افراکش بر قی دباؤ صفر نہیں رہتی۔ خارجی اشارہ  $v_{c2}$  اور  $v_{c1}$  کر مابین لیتے ہوئے تفریقی ایکپلیفائر کا مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیتے CMRR مساوات 5.46 اور مساوات 5.59 کی مدد سے یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.60) \quad CMRR = \frac{g_m (r_e + 2R) R_C}{\alpha \Delta R_C}$$

common mode rejection ratio CMRR<sup>11</sup>  
decibell dB<sup>12</sup>



شکل 5.12: داخلی انحرافی برقی دباؤ

## 5.5 غیرکامل تفاضلی جوڑے کا ناقص پن

### 5.5.1 داخلی انحرافی برقی دباؤ

کامل تفاضلی 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 تفاضلی جوڑا غیرکامل ہوتا ہے اور اس صورت میں اس کے خارجی برقی دباؤ صفر ولٹ سے انحراف کرتا ہے اور یوں یہ صفر ولٹ کے بجائے  $V_o$  ولٹ خارج کرتا ہے۔ اس برقی دباؤ یعنی  $V_o$  کو خارجی انحرافی برقی دباؤ<sup>13</sup> کہتے ہیں۔ خارجی انحرافی برقی دباؤ کو تفاضلی جوڑے کے تفاضلی اندازش  $A_d$  سے تقسیم کر کے داغل انحرافی برقی دباؤ<sup>14</sup>  $V_{OS}$  حاصل ہوتا ہے یعنی

$$(5.61) \quad V_{OS} = \frac{V_o}{A_d}$$

صاف ظاہر ہے کہ تفاضلی جوڑے کے داخلی جانب  $-V_{OS}$  - مہیا کرنے سے خارجی جانب صفر ولٹ حاصل ہو گا۔ شکل 5.12 میں اس کی وضاحت کی گئی ہے۔ انحرافی برقی دباؤ تفاضلی جوڑے کے مزاحمت  $R_{C2}$  اور  $R_{C1}$  برابر نہ ہونے سے پیدا ہوتا ہے۔ اسی طرح  $Q_1$  اور  $Q_2$  یکساں نہ ہونے سے بھی انحرافی برقی دباؤ جنم لیتا ہے۔ آئیں ان پر غور کریں۔

output offset voltage<sup>13</sup>  
input offset voltage<sup>14</sup>

تفریقی جوڑے کے دو ٹرانزسٹر مکمل طور پر یکساں ہونے کی صورت میں اگر اس کے دونوں داخلی سرے بر قی زمین پر رکھے جائیں (یعنی  $V_{B1} = V_{B2} = 0$ ) تو بر قی رو  $I \times 2$  ان میں برابر تقسیم ہو گی۔ اگر  $R_{C1}$  اور  $R_{C2}$  کی قیمتیں بھی بالکل برابر ہوں تو  $V_{C1}$  اور  $V_{C2}$  برابر ہوں گے اور یوں  $V_0 = 0$  ہو گا۔ لبڑا 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

$$(5.64) \quad V_0 = V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I \Delta R_C$$

ہو گا۔ یہ خارجہ انحرافی بر قی دباؤ ہے جس سے داخلی انحرافی بر قی 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۔ داخلی انحرافی بر قی دباؤ کو بطور ثابت عدد لکھا جاتا ہے یعنی

$$(5.66) \quad |V_{OS}| = \left| 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \right|$$

اسیں اب ٹرانزسٹر یکساں نہ ہونے سے پیدا انحرافی بر قی 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 بیس سرے بر قی زمین پر ہیں۔ اس صورت ٹرانزسٹر کی بر قی رو مندرجہ ذیل ہوں گی۔

$$(5.68) \quad I_{C1} = (I_S + \Delta I_S) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_{C2} = (I_S - \Delta I_S) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ان سے  $\frac{I_{C2}}{I_{C1}}$  حاصل کرتے ہیں۔

$$(5.69) \quad \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S}$$

دونوں جانب ایک (1) جمع کرتے ہیں۔

$$(5.70) \quad \begin{aligned} \frac{I_{C2}}{I_{C1}} + 1 &= 1 + \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S} \\ \frac{I_{C2} + I_{C1}}{I_{C1}} &= \frac{2I_S}{I_S + \Delta I_S} \end{aligned}$$

چونکہ  $\alpha$  ہے لہذا اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔  $I_{C1} + I_{C2} = 2 \times I \times \alpha$

$$(5.71) \quad I_{C1} = I \times \alpha \left( \frac{I_S + \Delta I_S}{I_S} \right) = \alpha I \left( 1 + \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

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  $\beta$  اور  $r_o$  میں فرق) کے بنا پر بھی انحرافی بر قی دباؤ پیدا ہوتا ہے۔

### 5.5.2 داخلي ميلان برقي روا و انحراف داخلي ميلان برقي رو

تفریقی جوڑے کے دونوں بازوں میں کمل کیساں ہونے کی صورت میں دونوں جانب برابر یک سمت میلان برقي رو<sup>15</sup> 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 برقي رو مختلف ہو سکتی ہیں۔ ایسی صورت میں دونوں جانب کی داخلي میلان برقي رو میں فرق، جسے انحراف داخلي میلان برقي رو<sup>16</sup>  $I_{OS}$  کہتے ہیں، کو یوں حاصل کرتے ہیں۔

$$(5.75) \quad I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

ٹرانزسٹر کے  $\beta$  میں اس کے عمومی قیمت سے انحراف کو دیکھتے ہیں۔ تصور کریں کہ

$$(5.76) \quad \begin{aligned} \beta_1 &= \beta + \Delta\beta \\ \beta_2 &= \beta - \Delta\beta \end{aligned}$$

ہیں جہاں  $\beta$  اس کی عمومی قیمت ہے اور  $\Delta\beta$  اس عمومی قیمت سے انحراف ہے۔ اس طرح

$$(5.77) \quad \begin{aligned} I_{B1} &= \frac{I}{\beta + \Delta\beta + 1} = \frac{I}{(\beta + 1) \left(1 + \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}\right)} \approx \frac{I}{\beta + 1} \left(1 - \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}\right) \\ I_{B2} &= \frac{I}{\beta - \Delta\beta + 1} = \frac{I}{(\beta + 1) \left(1 - \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}\right)} \approx \frac{I}{\beta + 1} \left(1 + \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}\right) \end{aligned}$$

ہوں گے۔ مساوات 5.77 کے دوسرے مساوات میں  $\frac{\Delta\beta}{\beta + 1}$  کو  $x$  تصور کرتے ہوئے شکل 5.13 میں دکھائے گئے تقييم کے طرز پر حل کرتے ہوئے صرف پہلے دو جزو لیتے ہوئے یعنی  $\frac{1}{1 - \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}} \approx 1 + \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}$  لکھا گیا

ہے۔ مساوات 5.77 کے پہلے مساوات میں بھی بھی ترقیب استعمال کی گئی ہے۔ اس طرح

$$(5.78) \quad I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = \frac{I}{\beta + 1}$$

اور

$$(5.79) \quad I_{OS} = \left| \frac{2I}{\beta + 1} \left( \frac{\Delta\beta}{\beta + 1} \right) \right| = 2I_B \left( \frac{\Delta\beta}{\beta + 1} \right)$$

حاصل ہوتے ہیں۔

input bias current<sup>15</sup>  
input offset current<sup>16</sup>

$$\frac{1+x+x^2+\dots}{1-x\sqrt{\frac{1+x+x^2+\dots}{1-x}}}$$

$$\frac{x}{x-x^2}$$

$$\frac{x^2}{x^2-x^3}$$

$$\vdots$$

شکل 5.13: بھی تقسیم

## 5.6 مخلوط ادوار میں دوجو ٹرانزسٹر کے مائل کرنے کے طریقے

ہم نے دوجو ٹرانزسٹر کو چار عدد مزاجمت کے مدد سے مائل کر کے ان کے نقطہ کار کردگی تعین کرنا دیکھا۔ مخلوط دور میں ٹرانزسٹر کے نسبت، مزاجمت بنانا زیادہ مہنگا ثابت ہوتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں مزاجمت کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے اور ان میں ٹرانزسٹر کو یک سمت منحرو 17 کی مدد سے مائل کیا جاتا ہے۔ اس سے پہلے کہ ہم دیکھیں یہ کیسا کیا جاتا ہے یہ ضروری ہے کہ یک سمت منحرو پر غور کیا جائے۔

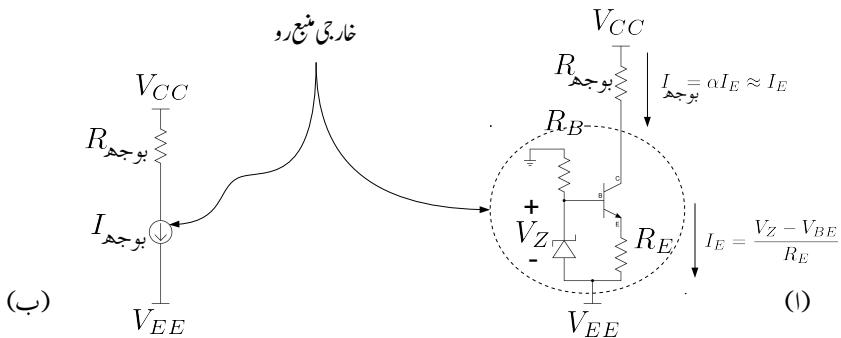
## 5.7 یک سمت منح بر قی رو

شکل 5.14 اف میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے یک سمت منح رو کا حصول دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں،  $\alpha$  کو تقریباً ایک ( $\approx 1$ ) تصور کرتے ہوئے، جب تک ٹرانزسٹر افراہندہ رہے، پوچھ  $I_E$  کا دار و مدار زیز ڈالیوڈ کے  $V_Z$  اور مزاجمت  $R_E$  پر ہے یعنی

$$I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

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 بقايا دور بطور یک سمت منح رو کام کرتا ہے۔ شکل میں نقطہ دار دائرے میں بند حصے کو یک سمت منح رو کہتے ہیں۔

constant current source<sup>17</sup>

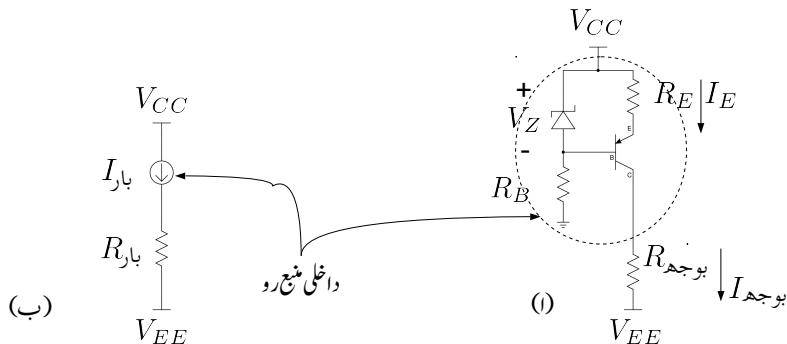


شکل 5.14: خارج کار منع رو

شکل 5.14 ب میں یک سمت منع رو کی علامت (تیر والا دائرة) استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو دوبارہ پیش کیا گیا ہے۔ علامت میں تیر کا نشان مستقل برقی رو کی سمت دکھلاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس طرز کے یک سمت منع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجھ کو ثابت برقی دباؤ  $V_{CC}$  اور یک سمت منع رو کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمت منع رو کی سمت بوجھ سے یک سمت منع رو کی جانب ہوتی ہے۔ یہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوجھ سے برقی رو خارج ہو کر یک سمت منع رو میں داخل ہوتی ہے۔ ایسی یک سمت منع رو بوجھ سے برقی رو زبردستی خارج کرتی ہے۔ اسی لئے اس دور کا زیادہ مقبول نام غارچ کار منع رو<sup>18</sup> ہے۔ شکل 5.15 اف میں *pnp* ٹرانزسٹر پر یہی یک سمت منع رو دکھایا گیا ہے جبکہ شکل 5.15 ب میں اسی دور کی عالمی شکل دکھائی گئی ہے۔ اس طرز کے یک سمت منع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجھ کو یک سمت منع رو اور منفی برقی دباؤ  $V_{EE}$  کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمت منع رو کی سمت منع رو سے بوجھ کی جانب ہوتی ہے۔ ایسی یک سمت منع رو بوجھ میں برقی رو زبردستی داخل کرتی ہے۔ اسی لئے اس دور کو داغھر کار منع رو<sup>19</sup> بھی کہا جاتا ہے۔

مخلوط ادوار میں عموماً متعدد یک سمت منع رو درکار ہوتے ہیں۔ وقت کے ساتھ ایسے ادوار کے کارکردگی میں تبدیلی آتی ہے جسے عمر سیدھے<sup>20</sup> کا عمل کہتے ہیں۔ اسی طرح درجہ حرارت اور دیگر وجوہات کی بنا پر بھی ادوار کے کارکردگی میں تبدیلی رونما ہوتی ہے۔ مخلوط دور میں استعمال ہونے والے تمام یک سمت منع رو میں پائے جانے والے اس طرح کے اثرات کو یکساں بنانے کی کوشش کی جاتی ہے۔ یوں ان سے پہنچا نسبتاً آسان ہوتا ہے۔ آئیں دیکھیں کہ اس طرز کے یک سمت منع رو کیسے بنائے جاتے ہیں۔

current sink<sup>18</sup>  
current source<sup>19</sup>  
ageing<sup>20</sup>



شکل 5.15: داخل کار بر قی رو

### 5.8 آئینہ بر قی رو

شکل 5.16 میں آئینہ بر قی رو<sup>21</sup> دکھایا گیا ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کی قیمت لامحدود ہے اور باعث ہازو میں بر قی رو حوالہ  $I_B$  گزر رہی ہے۔  $\beta$  کی قیمت لامحدود ہو تو ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر بر قی رو  $I_B$  قابل نظر انداز ہو گی۔ یوں ٹرانزسٹر  $Q_1$  میں بر قی رو حوالہ  $I_B$  اور اس کے بیس-امپٹر جوڑ پر بر قی دباؤ  $V_{BE}$  پایا جائے گا جہاں

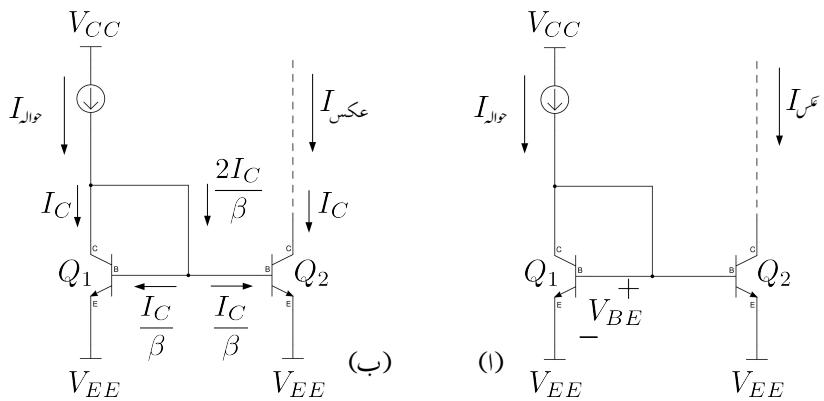
$$(5.80) \quad I_{B\text{ حوالہ}} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ٹرانزسٹر  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے بیس سرے آپس میں جڑے ہیں۔ اسی طرح ان کے ایمپٹر سرے بھی آپس میں جڑے ہیں۔ یوں  $Q_2$  کے بیس-امپٹر جوڑ پر بھی بر قی دباؤ  $V_{BE}$  ہی پایا جائے گا۔ اس ٹرانزسٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.81) \quad I_{S\text{ حکم}} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

---

current mirror<sup>21</sup>



فکل 5.16: آئینہ برقی رو

مساویات 5.81 کو مساوات 5.80 سے تقسیم کرتے ملتا ہے۔

$$(5.82) \quad \frac{I_{\text{عُس}}}{I_{\text{حوالہ}}} = \frac{I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)}{I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)} = 1$$

$$I_{\text{عُس}} = I_{\text{حوالہ}}$$

یوں عُس \$I\$ بالکل حوالہ \$I\$ کا عکس ہے۔ اس کو یوں بھی بیان کر سکتے ہیں کہ بوجھ میں حوالہ \$I\$ کے والے سے برقی رو گزرنی ہے۔ جیسا کہ مثال 5.5 میں واضح کیا گیا ہے آئینہ برقی رو کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ \$Q\_2\$ کو افزائندہ رکھا جائے۔

محدود \$\beta\$ کی وجہ سے عُس \$I\$ اور حوالہ \$I\$ میں معمولی فرق رہتا ہے جس کی شکل ب میں وضاحت کی گئی ہے۔ چونکہ دونوں جانب ٹرانزیستر کے میں ایکسر جوڑ پر یکساں برقی دباؤ \$V\_{BE}\$ پایا جاتا ہے لہذا ان دونوں کے ٹانکر

سروں پر برابر بر قی رو  $I_C$  پائی جائے گی۔ یعنی

$$(5.83) \quad I_{C1} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_{C2} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

اسی طرح ان کے میں سروں پر بھی برابر بر قی رو پائی جائے گی یعنی

$$(5.84) \quad I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta}$$

باکیں بازو کر خوف کے قانون برائے بر قی رو کے تحت

$$(5.85) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_C + \frac{2I_C}{\beta} = I_C \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right)$$

جبکہ داکیں بازو

$$(5.86) \quad I_{\text{عمر}} = I_{C2} = I_C$$

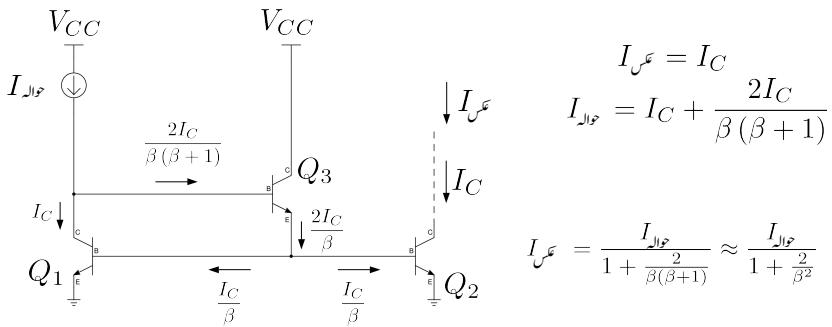
یوں

$$(5.87) \quad I_{\text{عمر}} = \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

ہو گا۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں بازووں کی بر قی رو میں ڈریز نیٹر کے میں سرے کی بر قی 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

$$(5.88) \quad I_{\text{عمر}} \approx \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$$

اس مساوات کو مساوات 5.87 کے ساتھ دیکھیں۔ فرق کے مقدار کو  $\beta$  گناہ کم کر دیا گیا ہے۔ اگر شکل 5.17



شکل 5.17: بہتریک سمت منج رو

میں حوالہ  $I$  پیدا کرنے کی خاطر ایک عدد مزاحمت  $R$  کو  $V_{CC}$  اور  $Q_3$  کے مکلف سرے کے درمیان جوڑ دیا جائے تب حوالہ  $I$  یوں حاصل ہو گا۔

$$(5.89) \quad I_{\text{محل}} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE3}}{R}$$

مثال 5.5: شکل 5.18 الف میں، نقطہ دار لکیر میں بند، ایک سادہ خارج کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے برقی بوجھ  $R$  میں برقی رو عس  $I$  گزاری جا رہی ہے۔ شکل ب میں خارج کار مستقل ہے برقی رو کی علامت استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو دوبارہ پیش کیا گیا ہے۔ اگر

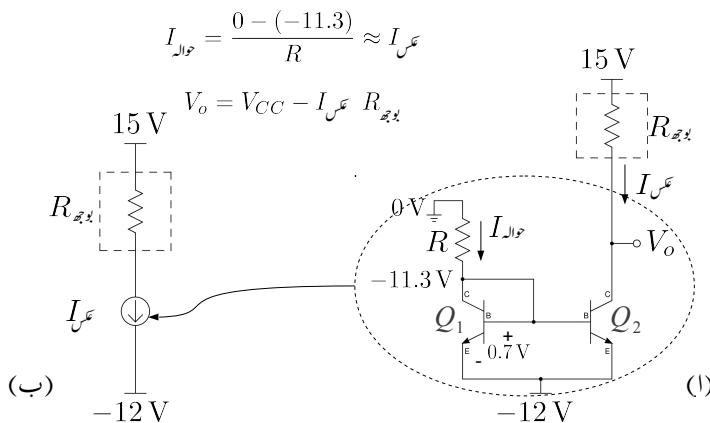
$$R = 11.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{\text{بوجھ}} = 5 \text{ k}\Omega$$

ہوں تو

1. برقی بوجھ  $R$  میں برقی رو عس  $I$  حاصل کریں۔

2. برقی دباؤ  $V_0$  حاصل کریں۔



شکل 18.5: خارج کا مستقل بر قی روا اس کی عالمت

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. بر قی بوجھ بوجھ  $R$  کی وہ مزاحمت دریافت کریں جس پر ٹرانزسٹر  $Q_2$  غیر افراستہ حال ہو جاتا ہے۔
6. بر قی بوجھ کی مزاحمت  $40\text{k}\Omega$  کرنے سے کیا نتائج مرتب ہوں گے۔

حل:

1. ٹرانزسٹر  $Q_1$  کا ایکٹر سرا  $-12\text{V}$  پر ہے جبکہ اس کے بیس-ایمپٹر جوڑ پر  $0.7\text{V}$  پائے جاتے ہیں۔ یوں اس کا بیس سرا  $-11.3\text{V}$  پر ہو گا۔ چونکہ بیس اور کلکٹر جڑے ہیں اور لذ ایکٹر بھی  $-11.3\text{V}$  پر ہو گا۔ یوں مزاحمت  $R$  کے ایک سرے پر  $-11.3\text{V}$  ہیں۔ مزاحمت کا دوسرا سرا بر قی زمین پر ہے اور یوں اس پر  $0\text{V}$  ہے۔ مزاحمت  $R$  میں بر قی رو

$$I_{\text{حوال}} = \frac{0 - (-11.3)}{11300} = 1\text{ mA}$$

پائی جائے گی۔ بر قی بوجھ بوجھ  $R$  سے بھی ایک ملی ایمپیٹر کی بر قی رو گز رے گی۔

2. ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے مکٹر سرے پر برقی دباد

$$V_o = V_{CC} - I_{B\text{ عکس}} R_{B\text{ عکس}} \\ = 15 - 10^{-3} \times 5 \times 10^3 = 10 \text{ V}$$

پایا جاتا ہے۔

3. برقی بوجھ کی مزاحمت دگنی یعنی  $10 \text{ k}\Omega$  کرنے سے

$$V_o = V_{CC} - I_{B\text{ عکس}} R_{B\text{ عکس}} \\ = 15 - 10^{-3} \times 2 \times 5 \times 10^3 = 5 \text{ V}$$

4. برقی بوجھ کی مزاحمت  $20 \text{ k}\Omega$  کرنے سے

$$V_o = V_{CC} - I_{B\text{ عکس}} R_{B\text{ عکس}} \\ = 15 - 10^{-3} \times 20 \times 10^3 = -5 \text{ V}$$

ہو گا۔

5. اس مثال کے جزو ب، پ اور ت میں ہم دیکھتے ہیں کہ جب برقی بوجھ  $B\text{ عکس}$  کی مزاحمت بڑھائی جائے تو خارج کار مستقل برقی رو برقی دباد  $V_o$  گھٹا کر برقی بوجھ میں برقی رو کی قیمت برقرار رکھتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر برقی بوجھ کی مزاحمت اسی طرح بتدریج بڑھائی جائے تو آخر کار  $Q_2$  غیر افزائندہ خطے میں داخل ہو جائے گا اور اس کے لئے  $V_o$  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 مکٹر-امپٹر سروں کے مابین  $0.2 \text{ V}$  پائے جائیں۔ اس صورت میں اگر گزشتہ جزو کے مساوات کو  $B\text{ عکس}$  کے لئے حل کریں تو حاصل ہوتا ہے

$$15 = I_{CE\text{ غیر افزائندہ}} R_{B\text{ عکس}} + V_{CE\text{ غیر افزائندہ}} \\ 15 = 10^{-3} \times R_{B\text{ عکس}} + 0.2 - 12 \\ R_{B\text{ عکس}} = \frac{15 + 12 - 0.2}{10^{-3}} = 26.8 \text{ k}\Omega$$

6. ہم نے دیکھا کہ خارج کار مستقل برقی رو  $26.8 \text{ k}\Omega$  کے برقی بوجھ تک کے مزاحمت میں مستقل برقی رو برقرار رکھ سکتا ہے۔ برقی بوجھ کے مزاحمت کو مزید بڑھانے سے برقی بوجھ میں رو اس برقی رو گھٹنا شروع ہو

جاتی ہے۔  $40\text{ k}\Omega$  کے برتنی بوجھ کے لئے

$$15 = IR_{\text{بوجھ}} + V_{\text{CE}} - 12 \quad \text{غیر انفرادی محدودیت}$$

$$15 = I \times 40 \times 10^3 + 0.2 - 12$$

$$I = \frac{15 + 12 - 0.2}{40 \times 10^3} = 0.67 \text{ mA}$$

ہم دیکھتے ہیں کہ برتنی رو کی قیمت اصل  $I$  سے گھٹ جاتی ہے اور خارج کار مستقل برتنی رو صحیح کار کردار دیکھنے کا پوتا۔

شکل 5.19 میں  $npn$  ٹرانزسٹروں پر مبنی خارج کار مستقل برتنی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برتنی رو عکس  $I$  گزارتا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} = I_{\text{حوالہ}} R + V_{BE} + V_{EE}$$

$$I_{\text{حوالہ}} = \frac{V_{CC} - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{\text{عکس}}$$

شکل ب میں اسی کا مساوی  $pnp$  ٹرانزسٹروں پر مبنی داخل کار مستقل برتنی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برتنی رو عکس  $I$  گزارتا ہے۔

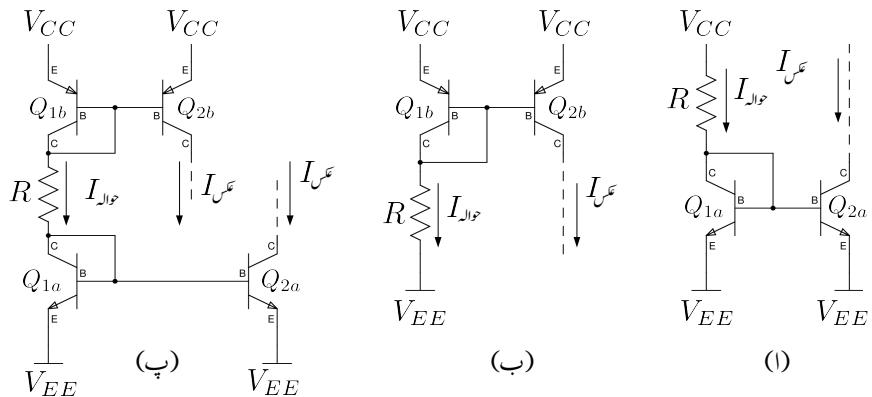
شکل پ میں ان دونوں ادوار کو یوں جوڑا گیا ہے کہ ایک ہی مزاحمت دونوں یک سمت منبع رو کے عکس  $I$  کا تعین کرتا ہے۔ اس دور کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} = V_{EB} + I_{\text{حوالہ}} R + V_{BE} + V_{EE}$$

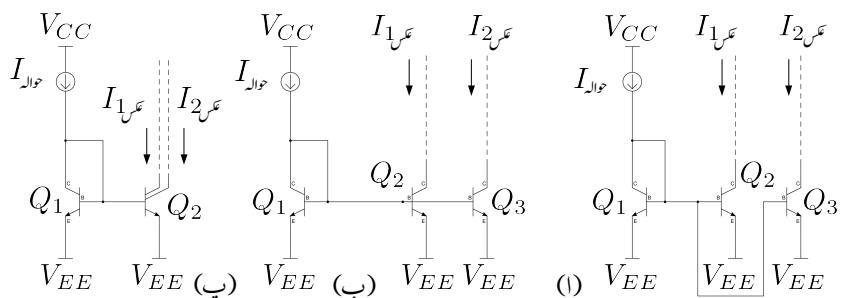
$$I_{\text{حوالہ}} = \frac{V_{CC} - 0.7 - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{\text{عکس}}$$

### 5.8.1 متعدد یک سمت منبع رو

شکل 5.16 میں تیسرا ٹرانزسٹر یعنی  $Q_3$  کے شمولیت سے شکل 5.20 الف حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $Q_3$  کے بیس-ایمپلیکیشنز پر بھی  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے برابر  $V_{BE}$  پایا جاتا ہے لہذا اس میں بھی بالکل انہیں کے برابر  $I_C$



شکل 5.19: یک سست مبنج رو کے مختلف ادوار



شکل 5.20: دو عس کا حصول

برقی رو پائی جائے گی۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ اس دور میں محدود  $\beta$  کتنا کردار ادا کرتا ہے۔ محدود  $\beta$  کی صورت میں ہم لکھ سکتے ہیں کہ

$$(5.90) \quad I_1 = I_2 = I_{\text{عکس}} = I_C$$

$$(5.91) \quad I = I_C + \frac{3I_C}{\beta}$$

اور یوں

$$(5.92) \quad I_{\text{عکس}} = \frac{I_C}{1 + \frac{3}{\beta}}$$

اس دور کو عموماً شکل 5.20 ب یا شکل 5.20 پ کے طرز پر صاف اور شفاف طریقے سے بنایا جاتا ہے۔ شکل پ میں ایک ہی ٹرانزسٹر کے دو ٹلکٹر دکھائے گئے ہیں۔ اس سے مراد دو ٹرانزسٹر لینا چاہئے جس کے میں آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح اس کے ایکسر بھی آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے ٹلکٹر آپس میں نہیں جوڑے گئے ہیں۔

اسی بحث کو آگے بڑھاتے ہوئے ایک ایسے یک سمت منج رو جو  $n$  عکس بناتا ہو کے لئے مساوات 5.92 کی صورت یوں ہو گی۔

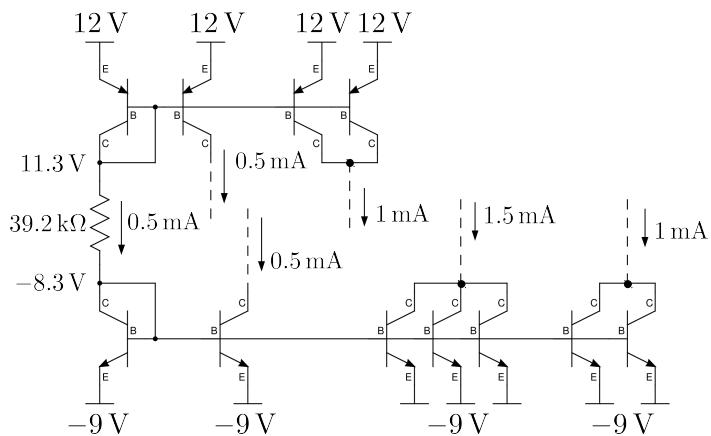
$$(5.93) \quad I_{\text{عکس}} = \frac{I_C}{1 + \frac{n+1}{\beta}}$$

شکل 5.21 میں دو یادو سے زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر حاصل عکس کو دگنا یا اس سے بھی بڑھانا دکھایا گیا ہے۔

## 5.9 ٹرانزسٹر بوجھ سے لداد و جوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی ایکپلینیفار

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 ایکپلینیفار کے خارجی جانب مزاحمت  $R_C$  کی جگہ آئینہ برقل رو استعمال کیا جاتا ہے۔

یک سمت منج رو کل  $I \times 2$  برقی رو جڑو ٹرانزسٹروں سے گزارتا ہے۔ یوں داخلی تفرقی برقی اشارہ کے عدم موجودگی میں ایکپلینیفار کے ٹرانزسٹر  $Q_{a1}$  اور  $Q_{a2}$  میں یک سمت برقی رو  $I$  گزر کر انہیں مائل کرتی ہے۔



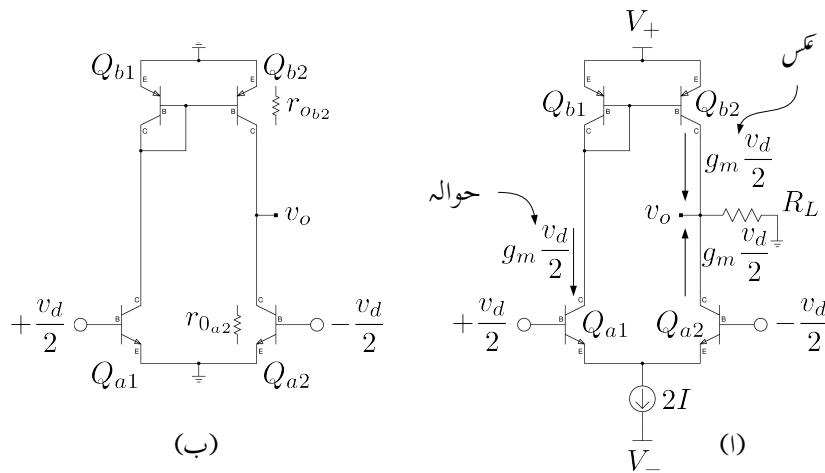
شکل 5.21: متعدد یک سمت منبع رو

$Q_{b1}$  اور  $Q_{b2}$  جو کہ آئینہ برقی رو ہیں، بطور برقی بوجھ استعمال کئے گئے ہیں۔  $Q_{b1}$  کی برقی رو کو دیکھ کر  $Q_{b2}$  اس کا عکس برقی رو پیدا کرتا ہے۔ چونکہ  $Q_{b1}$  سے وہی برقی رو گزرتی ہے جو  $Q_{a1}$  سے گزرتی ہے لہذا  $I$  بطور حوالہ استعمال ہو گا اور  $Q_{b2}$  اس کے برابر (یعنی  $I$ ) عکس پیدا کرے گا۔ چونکہ  $Q_{a2}$  میں بھی  $v_d$  میں صفر برقی رو گزرتے گی۔ یوں صفحہ ۷۰ پر  $v_o = g_m \frac{v_d}{2}$  پیدا ہو گی جن کی سمتیں شکل میں دکھائی گئی ہیں۔  $Q_{a1}$  کیا جاتا ہے۔  $Q_{a2}$  اور  $Q_{b1}$  میں بدلتا 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 گزتا 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 پر کل داخلی برقی رو کی مقدار  $g_m v_d$  ہے۔ کرنوف کے قانون بارے برقی رو کے مطابق اتنی ہی برقی رو اس جوڑ سے باہر نکلے گی۔ یوں بوجھ  $R_L$  میں برقی 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 انفرائش برقی دباد

$$(5.95) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_L$$



شکل 5.22: ٹرانزسٹر بوجھ سے مدد و جوڑ ٹرانزسٹر والا تفرقی ایمپلینیٹر

ہو گا۔

مساوات 5.94 پر دوبارہ غور کریں۔ اس میں  $g_m \frac{v_d}{2}$  ایک مرتبہ تفرقی جوڑے کی وجہ سے اور دوبارہ آئنہ کی وجہ سے ہے۔ یوں آئنہ کے دو کردار ہیں۔ یہ بطور بر قی بوجھ استعمال ہوتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس کی وجہ سے تفرقی ایمپلینیٹر کی افزائش بر قی دباؤ دگنی ہو جاتی ہے۔

شکل 5.22 اف میں  $R_L$  نہ استعمال کرتے ہوئے اس کی افزائش حاصل کرنے کی خاطر اس کا باریک اشاراتی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر  $Q_{a2}$  اور  $Q_{b2}$  کے اندر ہونی خارجی مزاحمت  $r_o$  کو ان کے باہر دکھا کر واضح کیا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر  $Q_{a1}$  اور  $Q_{b1}$  کے ٹرانزسٹر کو بر قی 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  $r_{o_{b2}} = r_{o_{a2}}$  اور  $r_{o_{b2}} = r_0$  تب اس مساوات کو مزید سادہ صورت دی جا سکتی ہے یعنی

$$(5.97) \quad A_d = \frac{g_m r_o}{2} = \frac{1}{2} \left( \frac{I_C}{V_T} \right) \left( \frac{V_A}{I_C} \right) = \frac{V_A}{2V_T}$$

جہاں  $g_m$  کو  $\frac{I_C}{V_T}$  اور  $r_o$  کو  $\frac{V_A}{I_C}$  لکھا گیا ہے۔

$$V_A = 50 \text{ V}$$

$$A_d = \frac{50}{25 \times 10^{-3}} = 2000 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہو گا۔ مساوات 5.96 کے مطابق  $r_{o_{a2}}$  اور  $r_{o_{b2}}$  کی قیمت بڑھا کر تفریقی ایمپلیفیاٹر کی افزائش مزید بڑھائی جاسکتی ہے۔

---

مثال 5.6: شکل 5.23 میں حسابی ایمپلیفیاٹر کا بنیادی دور دکھایا گیا ہے جہاں تمام ٹرانزسٹر کا  $\beta = 100$  ہے۔  $Q_1$  کا بیس اور  $Q_4$  کا بیس حسابی ایمپلیفیاٹر کے دو داخلی سرے ہیں جنہیں برقی زمین پر رکھا گیا ہے جبکہ  $Q_8$  کا بیس حسابی ایمپلیفیاٹر کا خارجی سر ہے۔

- تمام یک سمت متغیرات حاصل کریں۔
- داخلی میلان برقی رو  $I_B$  حاصل کریں۔

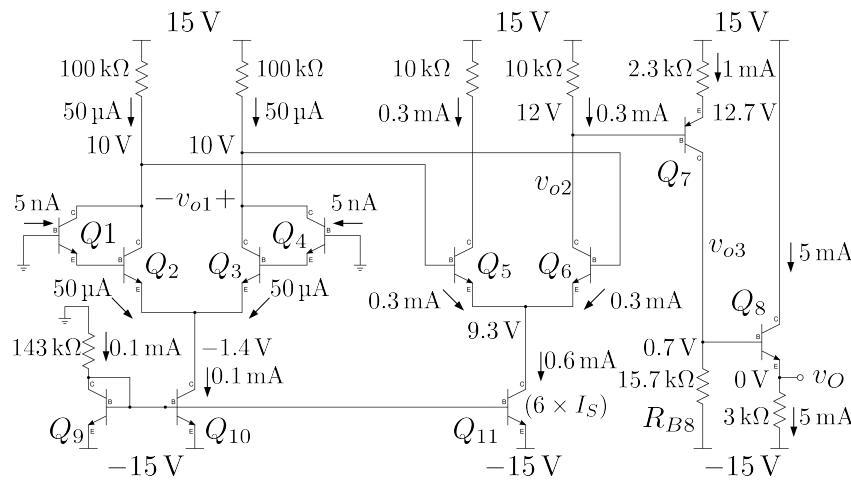
حل: پہلے حسابی ایمپلیفیاٹر کے مختلف حصے پہچانے کی کوشش کرتے ہیں۔  $Q_9$  اور  $Q_{10}$  کا مزاجمت آئینہ برقی رو بناتے ہیں۔  $Q_11$  بھی  $Q_9$  کے برقی رو کا عکس پیش کرتا ہے۔  $Q_1$  اور  $Q_2$  مل کر ایک ڈارلٹن جوڑی بناتے ہیں۔ اسی طرح  $Q_3$  اور  $Q_4$  دوسری ڈارلٹن جوڑی ہے۔ یہ دو ڈارلٹن مل کر پہلا یا داخلی تفریقی ایمپلیفیاٹر بناتے ہیں۔  $Q_5$  اور  $Q_6$  دوسرا تفریقی ایمپلیفیاٹر ہے۔  $Q_7$ ،  $Q_8$  اور  $2.3 \text{ k}\Omega$  اور  $15.7 \text{ k}\Omega$  مل کر یک سمت برقی دباؤ کی قیمت تبدیل کرتے ہیں جبکہ  $Q_8$  اور  $3 \text{ k}\Omega$  خارجی حصہ ہیں۔

$Q_9$  کے بیس پر

$$V_{B9} = -15 + V_{BE} = -14.3 \text{ V}$$

ہیں۔ اس کے ٹکلٹر پر بھی یہی برقی دباؤ ہے لہذا دباؤ کے قانون سے  $143 \text{ k}\Omega$  مزاجمت میں

$$\frac{0 - (-14.3)}{143000} = 0.1 \text{ mA}$$



شکل 5.23: حسابی ایکلیفیاٹ کا بنیادی دوڑ

ہے۔  $Q_{10}$  کے مکثر پر بھی یہی برقی رو پایا جائے گا جبکہ  $Q_{11}$  کے مکثر پر جگہ گنا زیادہ برقی رو یعنی  $0.6 \text{ mA}$  پایا جائے گا۔

پہلی ترقی جوڑی میں  $0.1 \text{ mA}$  برابر تقسیم ہو گا۔ یوں  $Q_2$  اور  $Q_3$  دونوں کا  $I_C \approx I_E = 50 \mu\text{A}$  ہو گا جبکہ ان کے بیس پر  $\frac{50 \mu\text{A}}{\beta}$  یعنی  $0.5 \mu\text{A}$  پایا جائے گا۔ اگر پہلی ترقی جوڑی میں ڈار لکٹن استعمال نہ کیا جاتا تب حسابی ایکلیفیاٹ کا داخلی میلان برقی رو بھی  $0.5 \mu\text{A}$  ہی ہوتا۔  $Q_2$  کا بیس برقی رو  $Q_1$  کا  $I_E - I_E$ ۔ اسی طرح  $Q_3$  کا بیس برقی رو  $Q_4$  کا  $I_E$  ہے۔ یوں  $Q_1$  اور  $Q_4$  کا بیس برقی رو  $\frac{0.5 \mu\text{A}}{\beta}$  یعنی  $5 \text{nA}$  ہے۔ یوں ڈار لکٹن کے استعمال سے حسابی ایکلیفیاٹ کے داخلی میلان برقی رو کو  $0.5 \mu\text{A}$  سے کم کرتے ہوئے  $5 \text{nA}$  کر دیا گیا۔  $Q_2$  کے مکثر 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 مکثر پر بھی  $10 \text{ V}$  پایا جائے گا۔ چونکہ  $Q_1$  کا بیس برقی زمین پر ہے لہذا  $V_{B1} = 0 \text{ V}$  ہے جبکہ اس کا مکثر  $-0.7 \text{ V}$  پر ہے۔ اس طرح  $Q_2$  کا بیس  $-0.7 \text{ V}$  پر ہے اور یوں اس کا مکثر  $-1.4 \text{ V}$  پر ہے۔

برابر تقسیم ہو گا۔ یوں  $Q_6$  اور  $Q_5$  پر  $0.6 \text{ mA}$  برابر

$$I_{E5} = I_{E6} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} = 0.3 \text{ mA}$$

پایا جائے گا۔ یوں ان کے بیس پر  $\frac{0.3 \text{ mA}}{\beta}$  یعنی  $3 \mu\text{A}$  3  $\mu\text{A}$  اور  $50 \mu\text{A}$  مل 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  $9.7 \text{ V}$  پایا جائے گا۔ قلم و کاغذ پر جلد حساب کتاب کرتے وقت عموماً اسی طرح بیس پر پائے جانے والے برقی روکو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ہم اسی لئے اس کو نظر انداز کرتے ہوئے  $10 \text{ V}$  کے جواب کو ہی صحیح تسلیم کرتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ اس طرح  $Q_5$  اور  $Q_6$  کے ایمپٹر 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 افزاں نہ ہیں۔

چونکہ حسابی ایکسپلینیفار کے دونوں داخلی سرے برقی زمین پر ہیں لہذا ہم توقع کرتے ہیں کہ یہ صفر ولٹ خارج کرے گا۔ یہاں ہم دیکھ رہے ہیں کہ دوسرا تفرقی ایکسپلینیفار  $12 \text{ V}$  خارج کر رہا ہے۔ یہ ضروری ہے کہ کسی طرح اس برقی دباؤ سے چنکارہ حاصل کیا جائے۔  $Q_7$ ،  $Q_8$  اور  $15.7 \text{ k}\Omega$  اور  $5.3 \text{ k}\Omega$  یہی حاصل کرنے میں مدد کرتے ہیں۔  $Q_7$  کے بیس پر  $12 \text{ V}$  ہونے کی وجہ سے اس کے ایمپٹر پر

$$V_{E7} = V_{B7} + V_{EB7} = 12 + 0.7 = 12.7 \text{ V}$$

ہوں گے۔ یوں اوہم کے قانون کی مدد سے  $2.3 \text{ k}\Omega$  میں

$$\frac{15 - 12.7}{2300} = 1 \text{ mA}$$

ہو گا جو  $15.7 \text{ k}\Omega$  سے گزرتے ہوئے اس پر  $10^{-3} \times 15700 = 15.7 \text{ V}$

کا برقی دباؤ پیدا کرے گا جس کی وجہ سے  $Q_8$  کے بیس پر

$$V_{B8} = -15 + 15.7 = 0.7 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ اس طرح  $Q_8$  کے ایمپٹر پر

$$V_{E8} = V_{B8} - V_{BE} = 0.7 - 0.7 = 0 \text{ V}$$

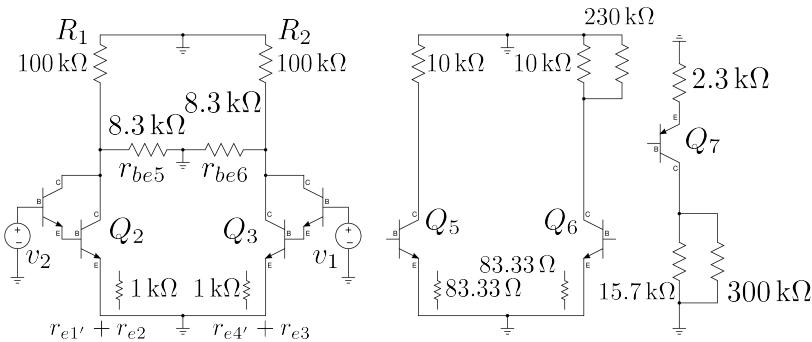
پایا جائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $2.3 \text{ k}\Omega$  اور  $15.7 \text{ k}\Omega$  کی قیمتیوں سے  $v_O = 0 \text{ V}$  حاصل کیا گیا۔  $Q_7$  اور اس کے ساتھ منسلک دو مزاحمت یک سمت برقی دباؤ کی سطح تبدیل کرنے کی صلاحیت رکھتے ہیں۔ اسی وجہ سے اس دور کو ہم سطح تبدیل کار<sup>22</sup> کہیں گے۔

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = 7.66 \text{ V/V}$$

$$A_{d2} = -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -60 \text{ V/V}$$

$$A_{d3} = -6.826 \text{ V/V}$$

$$A_{d4} \approx 1 \text{ V/V}$$



5.24

مثال 5.7: شکل 5.23 کے حسابی ایکلینیکر کو داخلی اشارہ  $v_d$  مہیا کیا جاتا ہے۔ ایکلینیکر کا باریک اشاراتی افزائش،  $A_d = \frac{v_o}{v_d}$

حل: شکل 5.24 میں بدلتا رو مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں

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

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

جیسے  $Q_2$  اور  $Q_3$  میں 50  $\mu\text{A}$  برقی روپا لیا جاتا ہے لہذا ان کے

$$g_{m2} = g_{m3} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{50 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 2 \text{ mS}$$

$$r_{e2} = r_{e3} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.002} = 500 \Omega$$

ہیں۔  $Q_1$  اور  $Q_4$  میں 0.5  $\mu\text{A}$  برقی روپائی جاتی ہے لہذا ان کے

$$g_{m1} = g_{m4} = \frac{0.5 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 20 \mu\text{S}$$

$$r_{e1} = r_{e4} = \frac{1}{20 \mu\text{S}} = 50 \text{k}\Omega$$

ہیں۔  $Q_1$  کا  $r_{e1}$  چونکہ  $Q_2$  کے بیس پر پایا جاتا ہے لہذا اس کو بھی  $Q_2$  کے ایکٹر پر منتقل کرنا ضروری ہے۔  $50 \text{k}\Omega$  منتقل کرنے سے  $\frac{50 \text{k}\Omega}{\beta} = 500 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $r_{e1}$  کا عکس  $500 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح  $Q_2$  کے ایکٹر پر کل مزاحمت  $1 \text{k}\Omega$   $r_{e2} + r_{e1}$  یعنی 1 پایا جائے گا۔ اسی طرح  $Q_4$  کا چونکہ  $Q_3$  کے بیس پر پایا جاتا ہے لہذا اس کو بھی  $Q_3$  کے ایکٹر پر منتقل کرنا ضروری ہے۔  $50 \text{k}\Omega$  منتقل کرنے سے  $\frac{50 \text{k}\Omega}{\beta} = 500 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح  $Q_3$  کے ایکٹر پر کل مزاحمت  $1 \text{k}\Omega$   $r_{e3} + r_{e4}$  یعنی 1 پایا جائے گا۔ ان معلومات کو شکل 5.24 پر پیش کیا گیا ہے۔

دوسری ترقی جوڑی کے  $Q_5$  اور  $Q_6$  میں 0.3 mA میں 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 داخی مزاحمت  $2r_{be}$  ہے جو پہلی ترقی 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 داخی مزاحمت کو ظاہر کرتا ہے۔ ترقی اشارے کی صورت میں دوسری ترقی جوڑی کا ایکٹر 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 ترقی 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  $R_C$  دونوں ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر متوازنی جڑے 200  $\text{k}\Omega$  اور 16.6  $\text{k}\Omega$  کا مجموعی مزاحمت ہے جبکہ  $R_E$  ان کے ایکٹر کے درمیان کل مزاحمت یعنی  $2r_e$  ہے۔ ثابت اندازش کا مطلب ہے کہ ثبت  $v_d$  کی صورت میں  $v_{o1}$  بھی ثابت ہو گا۔

تیرسے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت  $\Omega = 230 \text{ k}\Omega$  ہے جو  $R_{C6}$  کے متوالی جڑا ہے۔ چونکہ  $\gg 230 \text{ k}\Omega$  10 ہوتا ہے لہذا ان کے کل مزاحمت کو ہم  $10 \text{ k}\Omega$  لے سکتے ہیں۔ اس کا مطلب ہے کہ تیرسے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت اتنا زیادہ ہے کہ اس کے اثر کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ یوں دوسرے ایمپلیفائر کی تفرقی افزائش

$$\begin{aligned} A_d &= \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\ &= -\frac{10000}{83.33} \\ &= -120 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

ہو گی۔ البتہ دوسرے تفرقی جوڑی سے تفرقی اشارہ حاصل نہیں کیا جاتا بلکہ اس کے صرف ایک ہازو سے خارجی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ یوں کار آمد افزائش اس قیمت کے آدمی ہو گی یعنی

$$\begin{aligned} A_{d2} &= -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\ (5.99) \quad &= -\frac{1}{2} \frac{10000}{83.33} \\ &= -60 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

افزائش میں منفی کا نشان یہ دکھلاتا ہے کہ ثابت  $v_2$  اور منفی  $v_1$  کی صورت میں اس حصے کا خارجی اشارہ منفی ہو گا۔

$Q_7$  اور اس کے ساتھ منسلک  $2.3 \text{ k}\Omega$  اور  $15.7 \text{ k}\Omega$  مل کر مشترک ایمپلیفائر ہیں۔  $Q_7$  کے  $r_e$  اور  $Q_8$  کے داخلی مزاحمت کو نظر انداز کرتے ہوئے اس ایمپلیفائر کی افزائش

$$A_{d3} = -\frac{15700}{2300} = -6.826 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے۔

$Q_8$  اور اس کے ساتھ منسلک  $3 \text{ k}\Omega$  مل کر مشترک گلگٹر ایمپلیفائر بناتے ہیں۔ مشترک گلگٹر کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہوتی ہے یوں

$$A_{d4} \approx 1 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

ہو گا۔

ان چاروں افراکش کو استعمال کرتے ہوئے حسابی ایکپلینیگر کی کل افراکش

$$\begin{aligned} A_d &= \frac{v_o}{v_d} = A_{d1} \times A_{d2} \times A_{d3} \times A_{d4} \\ &= 7.66 \times (-60) \times (-6.826) \times 1 \\ &= 3137 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

شکل 5.24 کو دیکھتے ہوئے  $Q_2$  اور  $Q_3$  کے ایمٹر پر مزاحمت  $Q_1$  اور  $Q_4$  کے میں جانب

$$\begin{aligned} R_i &\approx (1000 + 1000) \times \beta^2 \\ &= 2000 \times 10000 \\ &= 20 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

نظر آئے گا۔ یہی حسابی ایکپلینیگر کا داخلی مزاحمت ہے۔

خارجی جانب  $Q_8$  کے  $r_e$  کو نظر انداز کرتے ہیں۔  $15.7 \text{ k}\Omega$  کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمٹر جانب

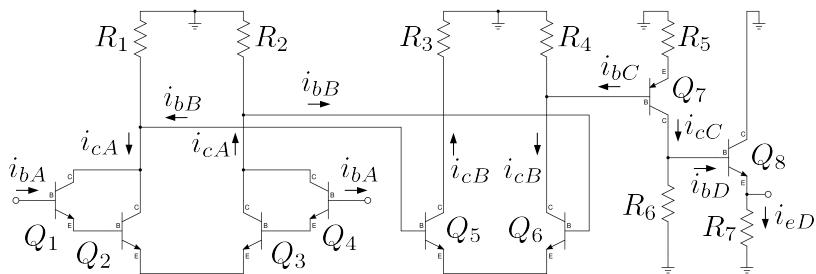
$$\frac{15700}{100} = 157 \Omega$$

نظر آتا ہے۔ یہ عکس  $3 \text{ k}\Omega$  کے متوازی جڑا ہے لہذا حسابی ایکپلینیگر کا خارجی مزاحمت

$$R_o = \frac{157 \times 3000}{157 + 3000} = 149 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 5.8: شکل 5.23 کے حسابی ایکپلینیگر کی افراکش  $A_i = \frac{i_L}{i_b}$  کی مساوات حاصل کریں۔  $A_{i-}$  کو استعمال کرتے ہوئے  $A_d = \frac{v_L}{v_d}$  کی مساوات بھی حاصل کریں۔



شکل 5.25: برقی روکی افزائش

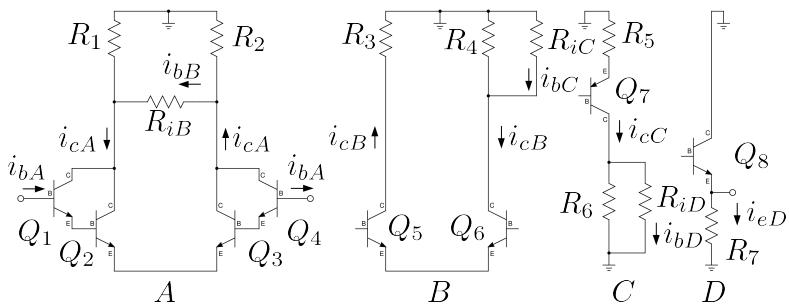
حل: شکل 5.25 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں داخلی جانب سے پہلے ایمپلیفیاٹر کو A، دوسرا سے کو تحریر B، تیسرا کو C اور خارجی ایمپلیفیاٹر کو D سے ظاہر کرتے ہوئے زنجیری ضرب سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.100) \quad A_i = \frac{i_L}{i_b} = \frac{i_{eD}}{i_{bA}} = \frac{i_{eD}}{i_{bD}} \times \frac{i_{bD}}{i_{cC}} \times \frac{i_{cC}}{i_{bC}} \times \frac{i_{bC}}{i_{cB}} \times \frac{i_{cB}}{i_{bB}} \times \frac{i_{bB}}{i_{cA}} \times \frac{i_{cA}}{i_{bA}}$$

شکل 5.26 میں چاروں ایمپلیفیاٹروں کو علیحدہ کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلے ایمپلیفیاٹر کے خارجی جانب دوسرا سے ایمپلیفیاٹر کا داخلی مزاحمت  $R_{iB}$  نسبت ہے۔  $i_{cA}$  کا وہ حصہ جو  $R_{iB}$  سے گزرے درحقیقت دوسرا سے ایمپلیفیاٹر کا داخلی برقی رو  $i_{bB}$  ہے۔ شکل پر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے۔ یوں اس شکل سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.101) \quad \begin{aligned} \frac{i_{eD}}{i_{bD}} &= \beta_8 + 1 \\ \frac{i_{bD}}{i_{cC}} &= \frac{R_6}{R_6 + R_{iD}} \\ \frac{i_{cC}}{i_{bC}} &= \beta_7 \\ \frac{i_{bC}}{i_{cB}} &= \frac{R_4}{R_4 + R_{iC}} \\ \frac{i_{cB}}{i_{bB}} &= \beta_6 \\ \frac{i_{bB}}{i_{cA}} &= \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_{iB}} \\ \frac{i_{cA}}{i_{bA}} &= \beta_1 \beta_2 \end{aligned}$$

تمام ٹرانزسٹر کے  $\beta$  برابر لیتے ہوئے



5.26 ج

$$\begin{aligned}
 r_{e2} &= r_{e3} = \frac{V_T}{I} \\
 r_{be2} &= r_{be3} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{e1} &= r_{e4} = (\beta + 1) \frac{V_T}{I} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{be1} &= r_{be4} = (\beta + 1)^2 r_{e2}
 \end{aligned}
 \tag{5.102}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ ٹکل 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

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_L}{v_d} \\
 (5.104) \quad &= \frac{i_{eD} R_7}{i_{bA} R_{iA}} \\
 &= A_i \times \frac{R_7}{R_{iA}}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

ذرا کوشش کرنے سے مندرجہ بالا تمام مساوات شکل 5.23 کو دیکھ کر ہی لکھے جاسکتے ہیں۔ آپ داخلی جانب یا خارجی جانب سے شروع ہوتے ہوئے زنجیری ضرب لکھتے ہیں اور پھر زنجیری ضرب کے تمام اجزاء شکل کو دیکھتے ہوئے پُر کرتے ہیں۔

---



---

مثال 5.9: مثال 5.8 میں  $A_i$  اور  $A_d$  کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل: مثال 5.7 میں مندرجہ ذیل معلومات حاصل کی گئیں۔

$$r_{e2} = 500 \Omega, \quad r_{e5} = 83.333 \Omega$$

یوں مساوات 5.103 سے

$$R_{iA} = 4 \times 100^2 \times 500 = 20 \text{ M}\Omega$$

$$R_{iB} = 2 \times 100 \times 83.333 = 1667 \Omega$$

$$R_{iC} = 2300 \times 100 = 230 \text{ k}\Omega$$

$$R_{iD} = 3000 \times 100 = 300 \text{ k}\Omega$$

اور مساوات 5.101 سے

$$\frac{i_{eD}}{i_{bD}} = 100$$

$$\frac{i_{bD}}{i_{cC}} = \frac{15.7 \times 10^3}{15.7 \times 10^3 + 300 \times 10^3} = 0.04973$$

$$\frac{i_{cC}}{i_{bC}} = 100$$

$$\frac{i_{bC}}{i_{cB}} = \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 230 \times 10^3} = 0.04167$$

$$\frac{i_{cB}}{i_{bB}} = 100$$

$$\frac{i_{bB}}{i_{cA}} = \frac{2 \times 100 \times 10^3}{2 \times 100 \times 10^3 + 1667} = 0.99173$$

$$\frac{i_{cA}}{i_{bA}} = 100 \times 100 = 10000$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح مساوات 5.100 سے

$$A_i = \frac{i_{eD}}{i_{bA}} = 100 \times 0.04973 \times 100 \times 0.04167 \times 100 \times 0.99173 \times 10000 \\ = 20.55 \frac{\text{MA}}{\text{A}}$$

اور مساوات 5.104 سے

$$A_d = \frac{v_L}{v_d} = 20.55 \times 10^6 \times \frac{3000}{20 \times 10^6} \\ = 3082 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مثال 5.7 میں  $A_d = 3137 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  حاصل کی گئی۔ دونوں جوابات میں فرق  $1 \approx \alpha$  اور اس طرح کے دیگر استعمال 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 بوجہ بتتا ہے۔ یوں  $R_1 + R_2$  اور  $r_{be5} + r_{be6} \ll R_1 + R_2$  ہے لہذا ان متوازی جڑے مزاحمت کے مجموعی مزاحمت کو تقریباً  $r_{be5} + r_{be6}$  لیا جا سکتا ہے۔ اس کے برعکس تیرے ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت بہت بڑا ہے لہذا دوسرے ایکلینیفار پر اس کے بوجہ کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے اور دوسرے ایکلینیفار کے افزائش یوں لکھے جا سکتے 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

$$(5.105) \quad A_d = A_{d1}A_{d2} = -\frac{1}{2} \times \left( \frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}} \right) \times \left( \frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1)(r_{e5} + r_{e6})}{4r_{e2}} \times \left( \frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1) R_{C6}}{4r_{e2}}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات کے تحت  $\beta$  بڑھانے اور  $r_{e2}$  گھٹانے سے افزائش بڑھتی ہے۔ چونکہ  $r_e = \frac{V_T}{I_C}$  ہوتا ہے لہذا  $I$  بڑھانے سے  $r_{e2}$  گھٹتے گا۔

اس کے علاوہ اگر پہلے ایکلینیفار میں ڈارلنگن جوڑی استعمال نہ کی جائے تب اس کی داخلی مزاحمت آدمی اور افزائش دگنی ہو جائے گی۔

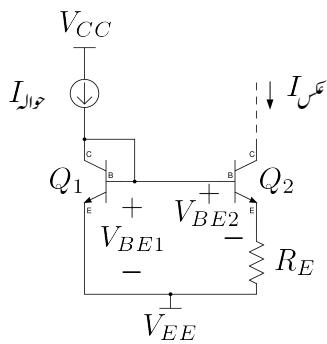
صفحہ 362 پر مساوات 3.223 پر تصریح کرتے وقت یہ حقیقت بتائی گئی تھی کہ اگر افزائش بڑھائی جائے تو داخلی مزاحمت گھٹتی ہے۔ ترقی ایکلینیفار میں بھی داخلی مزاحمت گھٹاتے ہوئے افزائش بڑھانا ممکن ہے۔

## 5.10 وانڈلر منبع بر قی رو

شکل 5.16 میں  $Q_2$  کے ایمپ پر  $R_E$  نسب کرنے سے وانڈلر منبع بر قی رو<sup>23</sup> حاصل ہوتا ہے جسے شکل 5.27 میں<sup>24</sup>

Widlar current source<sup>23</sup>

<sup>24</sup> باب وانڈلر نے اس دور کو دریافت کیا۔



شکل 5.27: وایڈلر منع برقی رو

$$V_{BE1} = V_T \ln \left( \frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_S} \right)$$

$$V_{BE2} = V_T \ln \left( \frac{I_{\text{معض}}}{I_S} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ان دو مساوات کو آپس میں متفق کرنے سے

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left( \frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_{\text{معض}}} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم

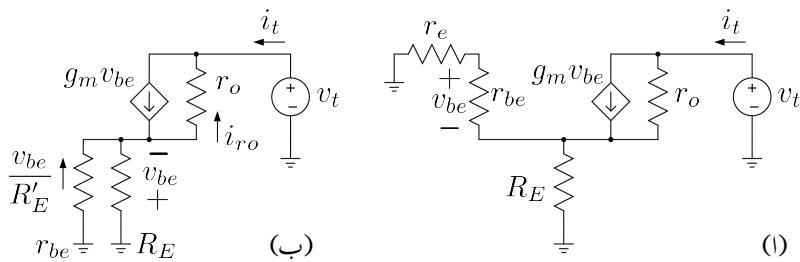
$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_{\text{معض}} R_E$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$(5.106) \quad I_{\text{معض}} R_E = V_T \ln \left( \frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_{\text{معض}}} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

آئیں وایڈلر منع برقی رو کی خارجی مزاحمت  $R_o$  حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $Q_2$  کے ٹکلٹر 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۔



شکل 5.28: وائڈلر منج رو کا باریک اشاراتی مساوی دور

وائڈلر منج برقی رو میں  $Q_1$  کے ملکھ اور میں 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 منج رو کی خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر  $Q_2$  کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہیں جبکہ  $Q_1$  کی جگہ اس کا باریک اشاراتی مساوی مزاحمت  $r_e$  نسب کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے شکل 5.28 الف حاصل ہوتا ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ  $r_e = r_e (\beta + 1)$  ہوتا ہے۔ یوں  $r_{be} \gg r_e$  ہے لہذا سلسلہ وار جڑے  $r_{be}$  اور  $r_e$  میں  $r_e$  کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ  $R_E$  اور  $R'_E$  متوالی جڑے ہیں۔  $R_E \| R'_E$  کو لکھتے ہوئے اس میں برقی رو کو لکھا جا سکتا ہے۔ اس برقی رو کی سمت شکل میں دکھائی گئی ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے  $\frac{v_{be}}{R'_E}$

$$g_m v_{be} + \frac{v_{be}}{R'_E} = i_{ro}$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$i_{ro} = \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$(5.107) \quad v_t = -v_{be} - \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be} r_o$$

اور کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$(5.108) \quad i_t = g_m v_{be} - \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 5.107 کو مساوات 5.108 سے تقسیم کرتے ہوئے وانڈر منع 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

$$(5.109) \quad R_o \approx r_o \left( 1 + g_m R'_E \right)$$

حاصل ہوتی ہے جہاں

$$(5.110) \quad R'_E = \frac{r_{be} R_E}{r_{be} + R_E}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح خارجی مزاحمت  $r_o (1 + g_m R'_E)$  سے بڑھ کر  $r_o$  ہو گئی ہے۔ یہ ایک عمومی نتیجہ ہے اور یوں کسی بھی دو جوڑ ٹرانزسٹر جس کے ایکٹر پر  $R_E$  مزاحمت نسب ہو اور جس کا بیس سرا بر قی زمین پر ہو کی خارجی مزاحمت مساوات 5.109 سے حاصل ہو گی۔

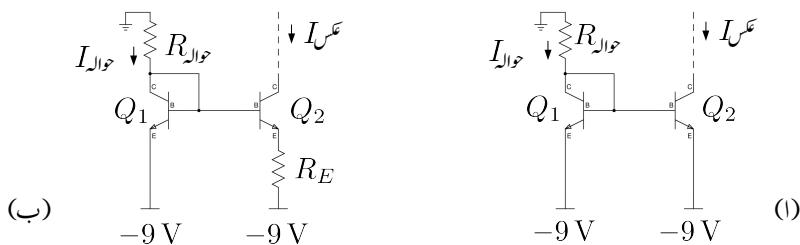
مثال 5.10: شکل 5.29 میں سادہ آئینہ اور وانڈر آئینہ دکھائے گئے ہیں۔  $I = 15 \mu A$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: شکل الف میں  $15 \mu A$  حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{\text{حوار}} = \frac{9 - 0.7}{15 \times 10^{-6}} = 553 \text{ k}\Omega$$

درکار ہے۔ شکل ب میں  $I = 1 \text{ mA}$  رکھتے ہوئے  $I = 15 \mu A$  حاصل کرتے ہیں۔  $I = 1 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{\text{حوار}} = \frac{9 - 0.7}{1 \times 10^{-3}} = 8.3 \text{ k}\Omega$$



شکل 5.29: ولسن آئینہ

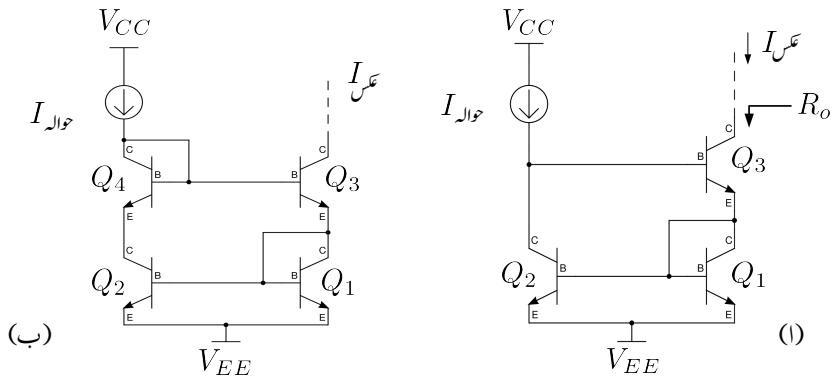
اور مساوات 5.106 سے

$$R_E = \frac{25 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} \ln \left( \frac{10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} \right) = 7 \text{k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ آپ نے دیکھا کہ کم برقی رو پیدا کرنے کی خاطر سادہ منع رو کو  $553 \text{k}\Omega$  جبکہ وائڈر منع رو کو  $8.3 \text{k}\Omega$  اور  $7 \text{k}\Omega$  کے مزاحمت درکار ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ مخلوط دور میں زیادہ قیمت کا مزاحمت زیادہ گلہ گھیرتا ہے جو کہ مہنگا پڑتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں وائڈر 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  $V_{CE1} \neq V_{CE2}$  ہوتا ہے۔ اب تک آئینہ برقی رو پر تبصروں میں ہم نے ارلی برقی دباؤ کے اثرات کو نظر انداز کیا۔ حقیقت میں اگرچہ شکل 5.16 میں  $V_{BE1} = V_{BE2}$  ہے لیکن  $V_{CE1} \neq V_{CE2}$  کی بنا پر ارلی برقی دباؤ  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے برقی رو میں فرق پیدا کرتا ہے۔  $V_{CE1}$  اور  $V_{CE2}$  میں فرق کو کم کرنے سے ارلی برقی دباؤ کے اثر کو کم کیا جا سکتا ہے۔ اسی غرض سے شکل 5.16 میں تیراٹرانزستر شامل کرتے ہوئے شکل



5.30: دسن آئینہ

5.30 الف حاصل ہوتا ہے جس کو ولٹیج آئینہ<sup>25</sup> کہتے<sup>26</sup> ہیں۔ دسن 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  $0.7 \text{ V}$  رہ گیا ہے۔ اس دور کو حل کرتے ہوئے تمام ٹرانزسٹر کو باکل کیساں تصور کیا جائے گا۔ چونکہ  $i_{C3}$  کا تعلق حاصل کریں گے۔ اور  $i_{B3}$  کا تعلق حاصل کریں گے۔ اور  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_{C1} = i_{C2} = i_C$$

$$i_{B1} = i_{B2} = i_B$$

$Q_3$  کے لئے

$$(5.111)$$

$$i_{B3} = \frac{i_{C3}}{\beta}$$

$$i_{E3} = \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \right) i_{C3}$$

Wilson mirror<sup>25</sup>

<sup>26</sup> چارج آرڈن نے اس آئینہ کو دریافت کیا۔

لکھا جا سکتا ہے۔ کر خوف کے قانون برائے برقی روکے تحت

$$(5.112) \quad i_{E3} = i_{C1} + i_{B1} + i_{B2}$$

$$= i_C + 2i_B$$

$$= \left( \frac{\beta + 2}{\beta} \right) i_C$$

لکھا جا سکتا 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 روکی مدد سے

$$I_{J_2} = i_{C2} + i_{B3}$$

$$= i_C + \frac{i_{C3}}{\beta}$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں  $i_C$  کی قیمت مساوت 5.113 سے پُر کرتے ہوئے

$$I_{J_2} = \left( \frac{\beta + 1}{\beta + 2} \right) i_{C3} + \frac{i_{C3}}{\beta}$$

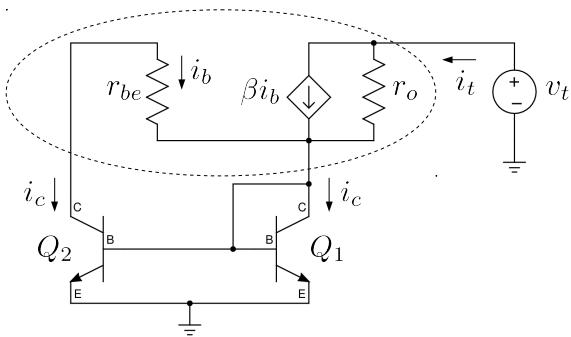
$$= \left( \frac{\beta + 1}{\beta + 2} + \frac{1}{\beta} \right) i_{C3}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات سے

$$I_{J_2} = \left[ \frac{\beta(\beta + 1) + \beta + 2}{\beta(\beta + 2)} \right] i_{C3}$$

$$= \left[ \frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{\beta(\beta + 2)} \right] i_{C3}$$

$$= \left[ \frac{\beta(\beta + 2) + 2}{\beta(\beta + 2)} \right] i_{C3}$$



شکل 5.31: ولن آئینے کی خارجی مزاحمت

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$I_{\text{ک}} = i_{C3} = \left[ \frac{\beta(\beta+2)}{\beta(\beta+2)+2} \right] I_{\text{و}} \\ = \left[ \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+2)}} \right] I_{\text{و}}$$

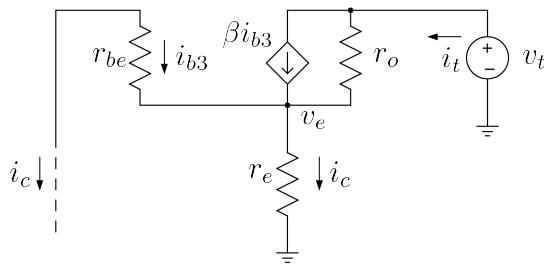
اس مساوات کو

$$(5.114) \quad I_{\text{ک}} \approx \left[ \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} \right] I_{\text{و}}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ اس مساوات کا صفحہ 586 پر مساوات 5.88 کے ساتھ موازنہ کریں۔ دونوں مساوات بالکل ایک جیسے ہیں۔

آئینے کی خارجی مزاحمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $Q_3$  کے لکٹر پر  $v_t$  لاگو کرتے ہوئے  $i_t$  کا حساب لگاتے ہیں۔  $\frac{v_t}{i_t}$  خارجی مزاحمت  $R_0$  ہو گا۔  $Q_3$  کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے ولن آئینے کو شکل 5.31 میں دکھایا گیا ہے۔ نقطہ دار دائرے سے دو جگہ  $i_c$  بر قی رو خارج اور ایک جگہ  $i_t$  داخلی ہو رہی ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے بر قی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.115) \quad i_t = 2i_c$$



شکل 5.32: مارن آئنے کی خارجی مزاحمت

شکل 5.31 میں  $Q_1$  کا بیس اس کے کلکٹر کے ساتھ جڑا ہے جس کی وجہ سے یہ بطور ڈائوڈ کردار ادا کرتا ہے اور اس کو مزاحمت سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔  $Q_2$  کا اس  $r_{be}$  کے موازی جڑا ہے۔ چونکہ  $r_e \ll r_{be}$  ہوتا ہے لہذا ان کا مساوی مزاحمت تقریباً  $r_e$  ہی کے برابر ہو گا۔ شکل 5.32 میں اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے دور کو دوبارہ دکھائی ہے۔ اور  $Q_2$  کے کلکٹر پر برقرار  $i_c$  بر قی رو گز رے گی جسے شکل میں دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_e = i_c r_e$$

$$i_{b3} = -i_c$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned} i_t &= \beta i_{b3} + \frac{v_t - v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \frac{v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \left( \frac{r_e}{r_{o3}} \right) i_c \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر  $i_{b3} = -i_c$  کا استعمال کیا گیا۔ چونکہ  $r_e \ll r_{o3}$  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 سن آئینے کا خارجی مزاحمت  $R_o = \frac{v_t}{i_t}$  کے برابر ہے جہاں  $i_t = 2i_c$  ہے۔ یوں

$$(5.116) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = \frac{v_t}{2i_c} = \frac{(\beta + 2)r_{o3}}{2}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو

$$(5.117) \quad R_o \approx \frac{\beta r_o}{2}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں  $r_{o3}$  کو لکھا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ و سن آئینے کی خارجی مزاحمت  $r_o$  سے  $\frac{\beta}{2}$  کنما زیادہ ہے۔

اس حصے کے شروع میں ذکر کیا گیا کہ ارلی بر قی دباؤ کے اثر کو کم کرنے کی خاطر و سن آئینے میں  $V_{CE1}$  اور  $V_{CE2}$  میں فرق کو کم کرتے ہوئے 0.7V کر دیا گیا۔ اس فرق کو مکمل طور ختم بھی کیا جا سکتا ہے۔ شکل 5.30 ب میں  $Q_4$  کی ثنویت سے

$$V_{CE2} = V_{BE1} + V_{BE3} - V_{BE4} = 0.7V$$

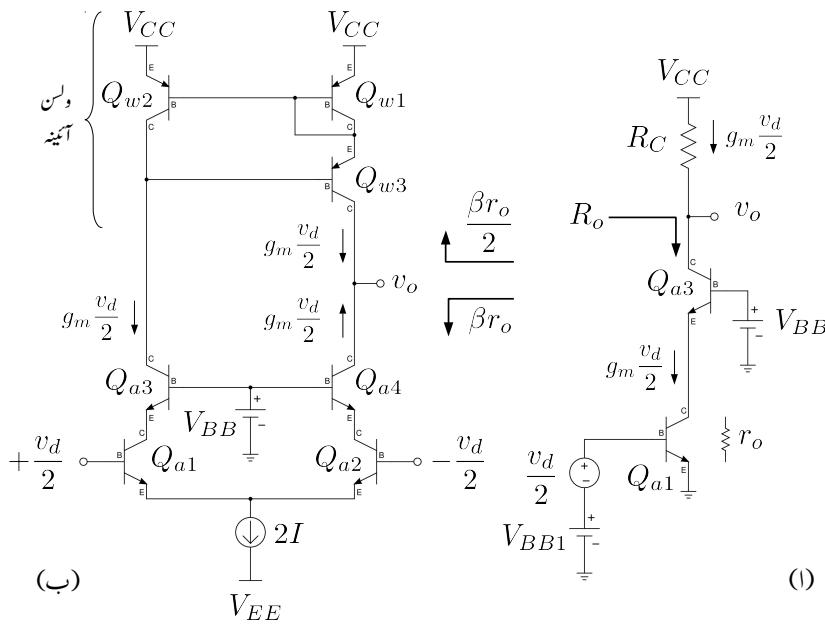
ہو جاتا ہے۔ یوں  $V_{CE1} = V_{CE2} = 0.7V$  کرتے ہوئے ارلی بر قی دباؤ کے اثرات سے چھٹکارا حاصل کیا گیا ہے۔ اس کے علاوہ چونکہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  میں برابر بر قی رو پایا جاتا ہے اور اب ان پر بر قی دباؤ بھی برابر ہے لہذا ان میں طاقت کا نیا بھی برابر ہو گا۔ یوں یہ برابر گرم ہوتے ہوئے برابر درجہ حرارت پر رہیں گے۔ اس طرح درجہ حرارت میں فرق کی بناء پر کارکردگی میں فرق سے بھی چھٹکارا حاصل ہوتا ہے۔

## 5.12 کیکوڈ ایمپلیفائر

مشترک ایمپلیفائر کو آپس میں جوڑ کر زنجیری ایمپلیفائر بنایا جا سکتا ہے۔ شکل 5.33 اف میں ایسے ایمپلیفائر کو دکھایا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کو کیکوڈ ایمپلیفائر<sup>27</sup> کہتے ہیں۔<sup>28</sup>

<sup>27</sup> cascode amplifier

<sup>28</sup> کیکوڈ کام فریڈر ک و منہ بٹ نے پہلی مرتبہ مجوہ کیا۔



شكل 5.33: کیسکوڈا ایمپلیفایر اور تفرقی کیسکوڈا ایمپلیفایر

اور  $Q_{1a}$  اور  $Q_{3a}$  کو I برقی روپر 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  $\frac{v_d}{2}$  داخلي اشاره مهیا کیا جائے تو اس کا  $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ یہی برقی رو  $Q_{3a}$  سے بھی گزرے گا یوں  $i_{c3} = -g_m R_C \frac{v_d}{2}$  ہو گا لہذا  $i_{e3} = i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2} \approx \alpha v_o$  ہو گا۔ اس طرح  $v_o = -g_m R_C \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔

اسیں کمیکوڈ ایکلیفائر کا باریک اشاراتی خارجی مزاحمت  $R_o$  حاصل کریں۔ باریک اشاراتی تجزیہ کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ  $Q_{3a}$  کے ایکٹر اور برقی زمین کے مابین  $Q_{1a}$  کا نسب ہے جبکہ  $Q_{3a}$  کا میں برقی زمین پر ہے۔ ایسی صورت میں مساوات 5.109 اور مساوات 5.110 کی مدد سے  $R_o$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔ موجودہ مسئلے میں  $R_E$  کی وجہ نسب ہے لہذا مساوات 5.110 کو یوں لکھا جائے گا۔

$$R'_E = \frac{r_{be} r_o}{r_{be} + r_o}$$

$r_o$  کی بنا پر اس مساوات سے  $R'_E \approx r_{be}$  حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 5.109 سے

$$\begin{aligned} R_o &= r_o (1 + g_m r_{be}) \\ (5.118) \quad &= r_o (1 + \beta) \\ &\approx \beta r_o \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ کمیکوڈ ایکلیفائر میں  $R_C$  کی جگہ ٹرانزسٹر بوجھ بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔

دو کمیکوڈ ایکلیفائر کو ملا کر تفرقی کمیکوڈ حاصل ہوتا ہے۔ شکل 5.33 ب میں ایسا ہی تفرقی ایکلیفائر دکھایا گیا ہے جہاں وسن آئینے کو بطور برقی بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔ اس شکل میں  $Q_{a1}$ ،  $Q_{a3}$  ایک کمیکوڈ جبکہ  $Q_{a2}$  اور  $Q_{a4}$  دوسرا کمیکوڈ ہے۔ انہیں ملا کر کمیکوڈ تفرقی جوڑی حاصل کی گئی ہے۔  $Q_{w1}$ ،  $Q_{w2}$  اور  $Q_{w3}$  وسن آئینے ہے جسے بطور برقی بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔

یوں اس کا خارجی برقی رو  $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ یہی برقی رو  $Q_{a3}$  سے گزتے ہوئے وسن آئینے کو بطور داخلي

برقی رو مہیا ہوتا ہے۔ یوں ولن آئینہ  $Q_{w3}$  سے  $g_m \frac{v_d}{2}$  بطور عکس خارج کرے گا۔ کیسکوڈ کے دوسرا جانب  $Q_{2a}$  کو  $\frac{-v_d}{2}$  داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ یوں  $i_{c2} = -g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ یہی برقی رو  $Q_{4a}$  سے بھی گزرے گا۔ ولن آئینے کی خارجی مزاحمت مساوات 5.117 کے تحت  $\frac{\beta r_o}{2}$  ہے جبکہ کیسکوڈ کی خارجی مزاحمت مساوات 5.118 کے تحت  $\frac{\beta r_o}{3}$  ہے۔ ان دونوں متوالی جڑے خارجی مزاحموں کی نشاندہ 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۔ لکھتے ہوئے

$$(5.119) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{1}{3} \beta \left( \frac{V_A}{V_T} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ صفحہ 594 پر مساوات 5.97 سادہ تفرقی جوڑے کی افزائش دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیسکوڈ تفرقی ایمپلینگ کی افزائش اس سے  $\frac{2\beta}{3}$  گناہ زیادہ ہے۔

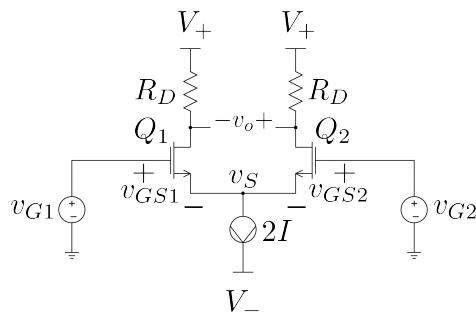
### 5.13 ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے

شکل 5.34 میں دو یکساں بڑھاتے ماسفیٹ پر مبنی بنیادی تفرقی جوڑا دکھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں ماسفیٹ کو افزائندہ رکھا جاتا ہے۔ ارٹھ برقی 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  $v_d = (v_{GS1} + v_S) - (v_{GS2} + v_S)$  کو لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} (5.120) \quad v_d &= (v_{GS1} + v_S) - (v_{GS2} + v_S) \\ &= v_{GS1} - v_{GS2} \end{aligned}$$



### شکل 5.34: ماسفیٹ کابنیاڈی تفرقی جوڑا

لکھا جا سکتا ہے۔ دھیان رہے کہ  $v_{G1}$  اور  $v_{G2}$  تبدیل کرنے سے  $v_S$  بھی تبدیل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں  $v_{GS1} = v_{GS2} = V_{GS}$  ہوتا ہے۔ اس صورت میں ترقی جوڑے کے دونوں ماسفیٹ میں پر اب پہل سمت بر قی رو گزرتی ہے۔ ترقی جوڑے میں کرخوف کے قانون برائے بر قی رو کی مدد سے

$$(5.121) \quad i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$$

$i_{DS1} = i_{DS2} = I$  میں اس مساوات سے لکھا جاسکتا ہے۔ یوں بدلتے اشارے کے عدم موجودگی ( $v_d = 0$ ) 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۔ آئین  $i_{DS1}$  اور  $i_{DS2}$  کے ایسے مساوات حاصل کریں جن کا آزاد متفہ صرف  $v_d$  ہو۔ ایسا کرنے کی خاطر مندرجہ بالا دو مساوات کا جزر لیتے ہیں۔

$$\sqrt{i_{DS1}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS1} - V_t)$$

$$\sqrt{i_{DS2}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS2} - V_t)$$

$$\text{کو منفی کرتے ہیں } \sqrt{i_{DS2}} < \sqrt{i_{DS1}}$$

$$\sqrt{i_{DS1}} - \sqrt{i_{DS2}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS1} - v_{GS2})$$

$$= \sqrt{\frac{k_n}{2}} v_d$$

جہاں مساوات 5.120 کو استعمال کیا گیا۔ مساوات 5.121 سے  $i_{DS2}$  حاصل کر کے مندرجہ بالا مساوات میں پُڑ 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

$$4i_{DS1}(2I - i_{DS1}) = 4I^2 + \frac{k_n^2}{4}v_d^4 - 2Ik_nv_d^2$$

$$4i_{DS1}^2 - 8Ii_{DS1} + 4I^2 + \frac{k_n^2}{4}v_d^4 - 2Ik_nv_d^2 = 0$$

جس سے

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{8I \mp \sqrt{64I^2 - 4 \times 4 \times (4I^2 + \frac{k_n^2}{4}v_d^4 - 2Ik_nv_d^2)}}{2 \times 4} \\ &= I \mp \frac{\sqrt{2Ik_nv_d^2 - \frac{k_n^2}{4}v_d^4}}{2} \\ &= I \mp \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \end{aligned}$$

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 دونو طرز

$$\begin{aligned} \sqrt{k_n} &= \frac{\sqrt{2I}}{V_{GS} - V_t} \\ \frac{k_n}{2I} &= \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \end{aligned}$$

پر بھی لکھا جا سکتا ہے جن کے استعمال سے مساوات 5.123 اور مساوات 5.124 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.125) \quad i_{DS1} = I + \left( \frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left( \frac{v_d}{2} \right)^2}$$

$$i_{DS2} = I - \left( \frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left( \frac{v_d}{2} \right)^2}$$

صفحہ 486 پر مساوات 4.49 باریک اشارے کی تعریف  $v_d \ll 2(V_{GS} - V_t)$  دیتا ہے۔ اگر داخلي اشارہ اس شرط پر پورا اترتا ہو تو ب مساوات 5.125 میں جزر کے اندر ایک سے منفی ہونے والے حصے کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے اور ان مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.126) \quad i_{DS1} \approx I + \left( \frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t}$$

$$i_{DS2} \approx I - \left( \frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t}$$

صفحہ 486 پر مساوات 4.54 کے تحت

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

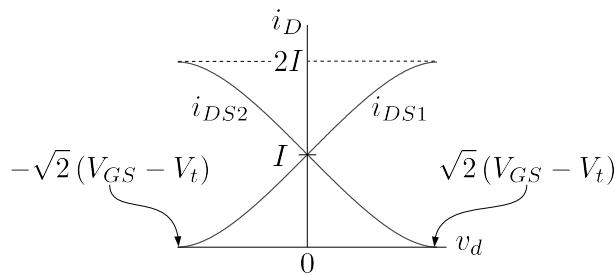
کے برابر ہے جہاں  $I_{DS}$  ماسفیٹ سے گزرتی یک سمت بر قی رو ہے۔ مساوات 5.126 میں یک سمت بر قی رو کو  $I$  کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 5.126 کو

$$(5.127) \quad i_{DS1} \approx I + g_m \left( \frac{v_d}{2} \right)$$

$$i_{DS2} \approx I - g_m \left( \frac{v_d}{2} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 5.127 کا انتہائی سادہ مطلب ہے۔ ثابت بدلتے بر قی 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۔ جمع  $i_{DS1} + i_{DS2}$  اب بھی  $2I$  کے برابر ہے۔ اور  $i_{DS2}$  میں اس بدلتا بر قی رو کو  $i_d$  لکھا جا سکتا ہے لیکن

$$(5.128) \quad i_d = g_m \left( \frac{v_d}{2} \right)$$



شکل 5.35: ماسنیٹ تفرقی جوڑے کے داخلی تفرقی برقی دباؤ بالمقابل غارجی 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 سمت برقی رو کسی ایک ماسنیٹ میں منتقل ہو جاتی ہے کو مساوات 5.125 کی مدد سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ ثابت  $v_d$  کی صورت میں برقی رو  $Q_1$  کو منتقل ہو گی۔ یوں  $i_{DS1} = 2I$  ہوں گے۔ مساوات 5.125 میں  $i_{DS1} = 2$  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 متفق داخلي برقی دباؤ کی صورت میں تمام یک سمت 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 گے 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 ترقی افزائش

$$(5.131) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_D$$

حاصل ہوتی ہے۔

مثال 5.11: شکل 5.34 میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے ترقی جوڑے میں  $2I = 200 \mu\text{A}$  ہے جبکہ  $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1.2 \text{ V}$  ہیں اور  $v_d$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر تمام کی تمام برقی روایک ماسفیٹ کو منتقل ہو جاتی ہے۔

حل:  $v_d = 0$  پر دونوں ماسفیٹ اپنے نقطہ کار کر دیگی پر ہوتے ہیں اور دونوں میں برابر  $100 \mu\text{A}$  برقی رو پایا جاتا ہے۔ افزائش ماسفیٹ کی مساوات سے یوں

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 1.2)^2$$

لکھتے ہوئے  $2.614 \text{ V}$  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

$$|v_d| = \sqrt{2} (2.614 - 1.2) = 2 \text{ V}$$

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  $v_{G1} = v_S, v_{GS2}, v_{GS1}$  اور  $v_t = 1.2 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے اور 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:

.1.  $i_{DS1} = 100 \mu\text{A}$  کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت  $i_{DS2} = 100 \mu\text{A}$  ہو گی۔ اس صورت میں دونوں ماسفیٹ میں برابر برتنی رو ہو گا۔ انفرائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

سے  $v_{GS1} = 2.614 \text{ V}$  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 برتنی زمین پر ہے۔ یوں ہم جانتے ہیں کہ  $v_{G2} = 0 \text{ V}$  پر ہے۔

$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$  حاصل ہوتا ہے۔ اور  $v_{GS2} = v_{G2} - v_S$  حاصل ہوتے ہیں۔  $v_S = -2.614 \text{ V}$  میں حاصل کردہ  $v_S$  اور  $v_{GS1}$  کی قیمتیں پُر کرنے سے  $v_{G1} = 0 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔

.2.  $i_{DS1} = 150 \mu\text{A}$  کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت  $i_{DS2} = 50 \mu\text{A}$  ہو گی۔ انفرائندہ 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  $v_S = -2.2 \text{ V}$  سے

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$2.932 = v_{G1} - (-2.2)$$

$$v_{G1} = 0.732 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

$i_{DS1} = 200 \mu\text{A}$  اور  $i_{DS2} = 0 \mu\text{A}$  کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت  $v_{GS1} = 3.2 \text{ V}$  ہو گی۔

$$200 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

$$v_{GS1} = 3.2 \text{ V}$$

اور  $v_{G2}$  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

$$v_{GS2} = v_{G2} - v_S$$

$$1.2 = 0 - v_S$$

$$\text{اور } v_S = -1.2 \text{ V}$$

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$3.2 = v_{G1} - (-1.2)$$

$$v_{G1} = 2 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

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 گیٹ پر برقی دباؤ مزید بڑھانے سے  $i_{DS1}$  پر کوئی اثر نہیں پڑتا اور یہ  $200 \mu\text{A}$  ہی رہتی ہے۔ یوں  $v_{GS1} = 3.2 \text{ V}$  ہی رہے گا۔ یوں

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$3.2 = 4 - v_S$$

سے حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$\begin{aligned} v_{GS2} &= v_{G2} - v_S \\ &= 0 - 0.8 \\ &= -0.8 \text{ V} \end{aligned}$$

ہو گا۔ اس صورت میں چونکہ  $v_{GS2} < V_t$  لہذا  $Q_2$  مقطوع ہو گا۔

### 5.14 داخلي انحرافی برقي دباؤ

ماسفيٹ کے تفريقي جوڑے میں بھی ناقص پن پالیا جاتا ہے۔ شکل 5.34 میں داغلہ انحرافی برقي دباؤ<sup>29</sup> تین وجوهات سے پیدا ہو سکتا ہے۔ ڈرین پر نسب مزاہتوں میں فرق، دونوں ماسفيٹ کے  $\frac{W}{L}$  میں فرق اور دونوں ماسفيٹ کے  $V_t$  میں فرق وہ تین وجوهات ہیں۔ آئیں ان کے اثر کو باری باری دیکھیں۔

$$(5.132) \quad \begin{aligned} R_{D1} &= R_D + \Delta R_D \\ R_{D2} &= R_D - \Delta R_D \end{aligned}$$

کی صورت میں دونوں ماسفيٹ 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 تقسيم کرنے سے داخلي انحرافی برقي دباؤ حاصل ہوتا ہے۔  $A_d$  کو مساوات 5.131 پیش کرتا ہے۔ صفحہ 486 پر مساوات 4.54 کے تحت  $g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$  کے برابر ہے۔ یہاں  $I$  کو  $I$  کہا گیا ہے۔ یوں

$$A_d = g_m R_D = \left( \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \right) R_D$$

input offset voltage<sup>29</sup>

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

$$i_{DS1} = \frac{k_{n1}}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$i_{DS2} = \frac{k_{n2}}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$i_{DS1}$  کے مساوات کو  $i_{DS2}$  کی مساوات سے تقسیم کرتے ہوئے

$$\frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} = \frac{\frac{k_{n2}}{2} (V_{GS} - V_t)^2}{\frac{k_{n1}}{2} (V_{GS} - V_t)^2} = \frac{k_{n2}}{k_{n1}}$$

ملتا ہے جس کے دونوں جانب ایک جمع کرتے ہوئے

$$\frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} + 1 = \frac{k_{n2}}{k_{n1}} + 1$$

$$\frac{i_{DS2} + i_{DS1}}{i_{DS1}} = \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}}$$

$$\frac{2I}{i_{DS1}} = \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں تیرے قدم پر مساوات 5.121 کے تحت  $i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$  لکھا گیا۔ مندرجہ بالا مساوات کو اثاکرتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{i_{DS1}}{2I} &= \frac{k_{n1}}{k_{n2} + k_{n1}} \\ &= \frac{k'_n \left[ \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]}{k'_n \left[ \frac{W}{L} - \Delta \left( \frac{W}{L} \right) + \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]} \\ &= \frac{\left[ \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]}{2 \frac{W}{L}}\end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$(5.135) \quad i_{DS1} = I \left[ 1 + \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 5.121 کو استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}i_{DS2} &= 2I - i_{DS1} \\ &= 2I - I \left[ 1 + \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]\end{aligned}$$

۔

$$(5.136) \quad i_{DS2} = I \left[ 1 - \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان  $i_{DS1}$  اور  $i_{DS2}$  کے استعمال سے

$$(5.137) \quad V_{OS} = (V_{GS} - V_t) \left[ \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔

آخر میں دونوں 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 توصیں کے باہر لایا گیا۔ دونوں مساوات میں دائیں جانب توصیں کھوئتے 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۔ یہ

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \end{aligned}$$

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

$$V_O = (i_{DS1} - i_{DS2}) R_D$$

$$= -4IR_D \left( \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right)$$

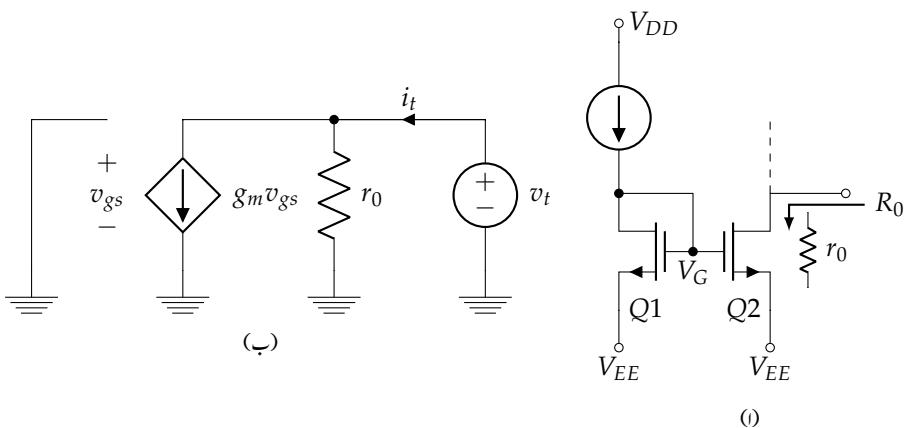
اور

$$(5.139) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = -2\Delta V_t$$

حاصل ہوتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے تفرقی جوڑے میں داخلی اخراجی 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 اخراجی 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  $R_o = r_o$  کے برابر ہے۔ آئیں یہی نتیجہ ماسفیٹ ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے حاصل کریں۔ خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر  $Q_2$  کے ڈرین پر باریک اشاراتی  $v_t$  لاؤ کرتے ہوئے  $i_t$  کا تغییر لگا کر  $\frac{v_t}{i_t}$  سے خارجی مزاحمت  $R_o$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔ شکل 5.36-1 میں  $V_G$  یک سمت رو دباؤ ہے لہذا دوسری ریاضی نمونہ بناتے ہوئے ہم  $Q_2$  کا پائے



شکل 5.36: سادہ آئینے کی خارجی مزاحمت

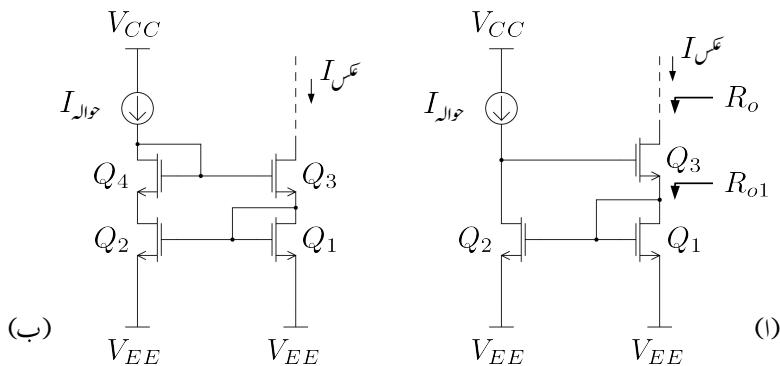
نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس کے گیٹ کو (بایک اشاراتی استعمال کے لئے) برقی زمین پر تصور کرتے ہیں (شکل 5.36-ب)۔ یوں  $g_m v_{gs} = 0$  ہو گا لہذا  $v_t = i_t r_0$  یعنی  $R_0 = \frac{v_t}{i_t} = r_0$  ہو گا۔

جیسے آپ جانتے ہیں کہ آئینے کی خارجی مزاحمت جتنی زیادہ ہو اتنا بہتر ہے۔ آئین 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 جوڑ 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  $V_{DS}$  برابر کردئے گئے ہیں۔ ایسا کرنے سے ولن آئینے میں ارلی برقی دباو کا اثر ختم ہو جاتا ہے۔

خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر شکل 5.37 اف 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 3.132 میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے لکلش اور میں کو آپس میں جوڑ کر ڈایوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 5.37 اف میں  $Q_1$  کو اسی طرز پر جوڑا گیا ہے۔ آئیں شکل 5.37 اف میں  $Q_1$  کا خارجی مزاحمت  $R_{o1}$  حاصل کریں۔  $R_o$  حاصل کرنے کی خاطر  $Q_1$  کے ڈرین پر  $v_{t1}$  پر لاگو کرتے ہوئے  $i_t$  کا تخمینہ لگاتے ہیں۔ شکل 5.38



شکل 5.37: اُن آئینے کی خارجی مزاحمت

میں اپنا کرتے ہوئے  $Q_1$  کا پاریک اشاراتی مساوی دور بنایا گیا ہے۔ چونکہ ڈرین اور گیٹ آپس میں جڑے بین المذاہب ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{t1} &= g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \\ &= g_{m1}v_{t1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

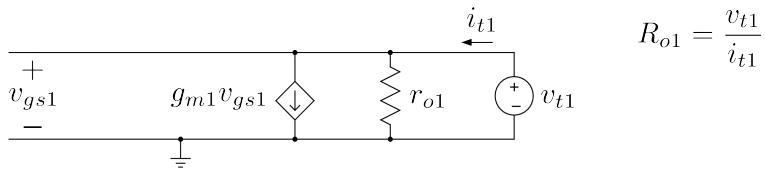
$$(5.140) \quad R_{o1} = \frac{v_{t1}}{i_{t1}} = \frac{r_{o1}}{1 + g_{m1}r_{o1}}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $g_{m1}r_{o1} \gg 1$  کی بنا پر اس مساوات کو

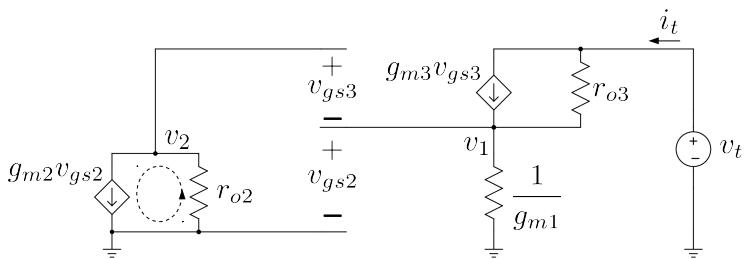
$$(5.141) \quad R_{o1} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

لکھا جاسکا ہے۔ اس مساوات کے تحت ڈائیوڈ کے طرز پر جڑے ماسفیٹ کو مزاحمت  $\frac{1}{g_m}$  تصور کیا جاسکتا ہے۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے۔

شکل 5.37 اف میں  $Q_1$  کی چگہ 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 5.38: مائنٹر بطرورڈ ایڈ



شکل 5.39: مائنٹر 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  $i_t$  مزاجمت سے گزرتی ہے لہذا  $v_{gs2}$  کے برابر ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_1$  دراصل  $v_{gs2}$  ہی ہے لہذا  $i_t = g_{m1} v_1$

$$(5.142) \quad v_{gs2} = v_1 = \frac{i_t}{g_{m1}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں  $Q_2$  کے ریاضی نمونہ میں

$$g_{m2} v_{gs2} = \frac{g_{m2} i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی برقی رو  $r_{o2}$  میں برقی زمین سے جو  $v_2$  کی جانب رواں ہے۔ یوں

$$v_2 = -\frac{g_{m2} r_{o2} i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہے۔ چونکہ  $v_{gs3} = v_2$  ہی ہے لہذا

$$(5.143) \quad v_{gs3} = -\frac{g_{m2} r_{o2} i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہے۔ یوں کر خوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

$$\begin{aligned} i_t &= g_{m3}v_{gs3} + \frac{v_t - v_1}{r_{o3}} \\ &= -\frac{g_{m2}g_{m3}r_{o2}i_t}{g_{m1}} + \frac{v_t - g_{m1}i_t}{r_{o3}} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسری قدم پر مساوات 5.142 اور مساوات 5.143 کا استعمال کیا گیا۔ اس کو

$$i_t + \frac{g_{m2}g_{m3}r_{o2}i_t}{g_{m1}} + \frac{g_{m1}i_t}{r_{o3}} = \frac{v_t}{r_{o3}}$$

لکھتے ہوئے

$$(5.144) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = r_{o3} + \frac{g_{m2}g_{m3}r_{o2}r_{o3}}{g_{m1}} + g_{m1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر تمام ماسفیٹ بالکل یکساں ہوں تب  $r_{o2} = r_{o3} = r_o$  اور  $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$  کا کوئی اثر نہیں۔ مندرجہ بالا مساوات میں درمیانی جزو بقايا دو اجزاء سے بہت بڑی ہے لہذا پہلی اور آخری اجزاء کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$(5.145) \quad R_o \approx g_m r_o^2$$

حاصل ہوتا ہے۔

### 5.15.1 منع دباؤ کے اثرات سے آزاد منع رو

مختلف آئینہ برقی رو پر تہرے کے دوران یہ تصور کیا گیا کہ حوالہ  $I$  ایک مستقل مقدار ہے جس پر منع دباؤ  $V_{CC}$  اور  $V_{EE}$  کا کوئی اثر نہیں۔ آئینہ ایک ایسے منع رو<sup>30</sup> پر غور کریں جس کی پیدا کردہ برقی رو پر  $V_+$ ،  $V_-$  وغیرہ کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔ ایسے منع رو کو شکل 5.40 میں دکھایا گیا ہے۔

تمام ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کریں۔  $Q_4$  اور  $Q_3$ - $Q_1$  مل کر منع برقی رو بناتے ہیں جسے اب تک ہم دیکھتے آ رہے ہیں۔  $Q_4$  اور  $Q_3$ - $Q_1$  بالکل یکساں ہیں۔ یوں  $I_{D1} = I_{D2}$  ہو گا۔ آئینہ اب  $Q_2$  پر غور کریں۔  $Q_1$  کا برقی رو

current source<sup>30</sup>

$I_{D1}$  ہے۔ اسی طرح  $Q_2$  کا برقی رو  $I_{D2}$  ہے۔ یوں

$$I_{D1} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_t)^2$$

$$I_{D2} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

ان دونوں برقی رو کو برابر لکھتے ہوئے

$$(5.146) \quad \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_t)^2 = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.147) \quad V_{GS1} = V_{GS2} + I_{D2}R$$

مساوات 5.147 کو مساوات 5.146 میں پُر کرتے ہوئے R کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$\frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t)^2 = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

دونوں اطراف کا جذر لیتے ہوئے

$$\sqrt{\left( \frac{W}{L} \right)_1} (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t) = \sqrt{\left( \frac{W}{L} \right)_2} (V_{GS2} - V_t)$$

↔

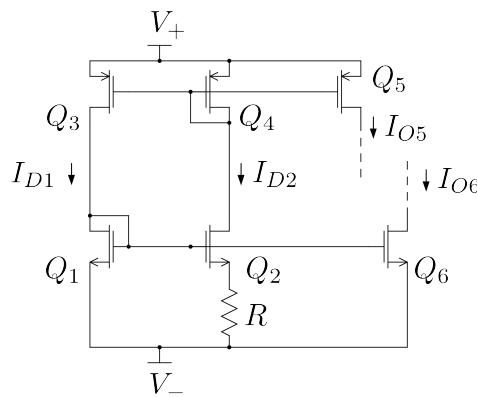
$$R = \frac{V_{GS2} - V_t}{I_{D2}} \left[ \sqrt{\frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1}} - 1 \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔  $I_{D2}$  کی مساوات سے

$$V_{GS2} - V_t = \sqrt{\frac{I_{D2}}{\frac{k_{n2}}{2}}}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں

$$(5.148) \quad R = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{k_{n2} I_{D2}}} \left[ \sqrt{\frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1}} - 1 \right]$$



شکل 5.40: منع دباؤ کے اثرات سے پاک منع رو

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کی مزاجمت اس بات کو یقین بنائے گی کہ  $I_{D1} = I_{D2}$  ہوں گے۔ چونکہ  $R \geq 0$  ہوتا ہے لہذا

$$\left(\frac{W}{L}\right)_2 \geq \left(\frac{W}{L}\right)_1$$

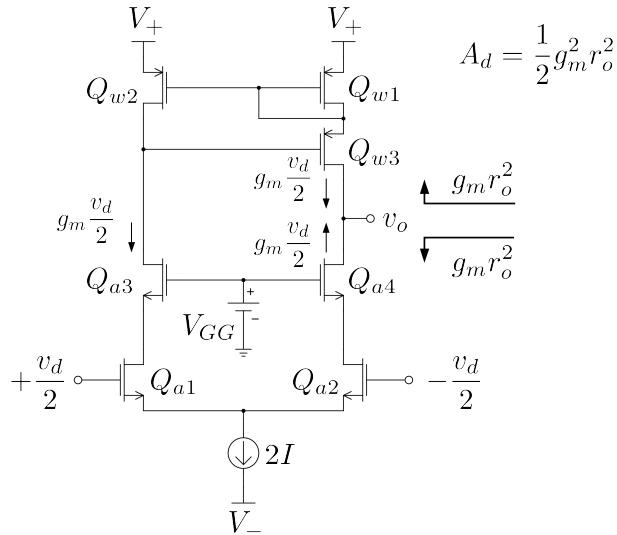
ہو گا۔  $Q_1$  کے برقی رو کے عکس لینے کی خاطر  $V_{GS1}$  برقی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں  $Q_6$  سے عرصہ  $I$  حاصل کیا گیا ہے جسے  $I_{O6}$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔ اسی طرح  $Q_4$  کے برقی رو کے عکس لینے کی خاطر  $V_{GS4}$  برقی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں  $Q_5$  سے عرصہ  $I$  حاصل کیا گیا ہے جسے  $I_{O5}$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔

اس وقت تک  $V_+$  اور  $V_-$  کے اثرات سے آزاد رہتے ہیں جب تک  $Q_2$  اور  $Q_3$  افزائشندہ رہیں۔ یاد رہے کہ  $Q_1$  کا گیٹ اور اس کا ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ہر صورت افزائشندہ ہی رہتا ہے۔ اسی طرح  $Q_4$  کا گیٹ اور ڈرین بھی آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ماسفیٹ بھی ہر صورت افزائشندہ ہی رہتا ہے۔

اور  $Q_4$  کا  $V_{SG4}$

### 5.16 ماسفیٹ کیسکوڈ تفرقی ایمپلینفار

شکل 5.41 میں ماسفیٹ سے بنایا گیا کیسکوڈ تفرقی ایمپلینفار دکھایا گیا ہے جس میں ولسن آئینے کو بطور برقی بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔ ولسن آئینے کی خارجی مزاجمت گزشتہ حصے میں حاصل کی گئی۔ آئین کیسکوڈ کی خارجی مزاجمت بھی حاصل



شکل 5.41: ماسفیٹ کیکوڈ تفرقی ایمپلینیفار

کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $Q_{a4}$  کے ڈرین پر  $v_t$  مہیا کرتے ہوئے کا تخمینہ لگائیں گے۔  $\frac{v_t}{i_t}$  خارجی مزاحمت ہو گا۔

شکل 5.42 میں کیکوڈ ایمپلینیفار کا مطلوبہ حصہ دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی دونوں ماسفیٹ کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی دور بھی بنایا گیا ہے جہاں تفرقی داخلی اشارة  $v_d = 0$  رکھا گیا ہے۔ چونکہ  $Q_{a2}$  کا سورس اور گیٹ دونوں بر قی زمین پر ہیں لہذا  $v_{gs2} = 0$  ہے۔ یوں  $v_{gs2} = 0$  ہو گا۔ اس طرح  $Q_{a2}$  کی جگہ صرف  $r_{o2}$  نسب کیا جاسکتا تھا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تمام کی تمام  $r_{o2}$  سے گزرتی ہے لہذا  $v_1 = i_t r_{o2}$  کے برابر ہے۔ شکل سے صاف ظاہر ہے کہ  $v_{gs4} = -v_1$  ہے یوں

$$(5.149) \quad v_1 = i_t r_{o2}$$

$$v_{gs4} = -i_t r_{o2}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے بر قی روکی مدد سے

$$i_t = g_{m4} v_{gs4} + \frac{v_t - v_1}{r_{o4}}$$

$$= -i_t g_{m4} r_{o2} + \frac{v_t - i_t r_{o2}}{r_{o4}}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسری قدم پر مساوات 5.149 کا سہارا لیا گیا۔ اس مساوات کو

$$i_t + i_t g_{m4} r_{o2} + \frac{i_t r_{o2}}{r_{o4}} = \frac{v_t}{r_{o4}}$$

لکھتے ہوئے

$$(5.150) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = r_{o4} + g_{m4} r_{o2} r_{o4} + r_{o2}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں درمیانی جزو بقايا 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 تو  $r_o = r_0 = r_{o2} = r_{o4} = g_{m2} = g_{m4}$  اور  $R_o = g_m r_o^2$  لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$(5.151) \quad R_o = g_m r_o^2$$

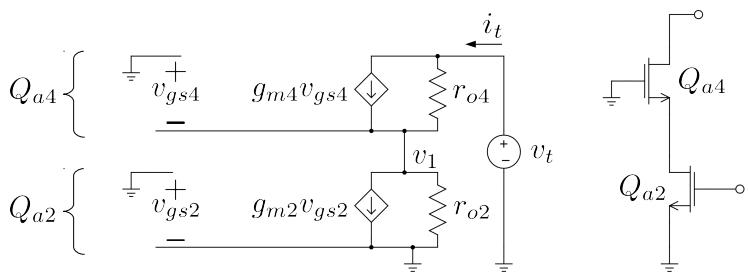
حاصل ہوتا ہے۔ شکل 5.41 میں اس خارجی مزاحمت کو دکھایا گیا ہے۔ کیسکوڈ تفرقی جوڑے کی خارجی مزاحمت اور ورن آئینے کی خارجی مزاحمت آپس میں متوازی جڑے ہیں لہذا ان کا مجموع  $\frac{g_m r_o^2}{2}$  ہو گا۔ یوں کیسکوڈ تفرقی ایکلینیکا کا خارجی اشارہ

$$v_o = \left( g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) \left( g_m r_o^2 \right)$$

ہو گا جس سے

$$(5.152) \quad A_d = \frac{1}{2} g_m^2 r_o^2$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 5.42: ماسفیٹ کیکوڈ کا غارجی 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  $v_o = v_{B1} = -2 \text{ V}$  اور  $v_{B2} = -2 \text{ V}$  حاصل کریں۔ مشترکہ اشارے کی بلند تر قیمت حاصل کریں۔

جواب:  $V_{CM} \leq 3.15 \text{ V}$ ،  $0 \text{ V}$

سوال 5.2: شکل 5.1 میں  $R_C = 15 \text{ k}\Omega$ ،  $I = 0.25 \text{ mA}$ ،  $V_{EE} = -10 \text{ V}$ ،  $V_{CC} = 10 \text{ V}$  اور  $\alpha = 0.97$  ہیں۔ کی صورت میں  $v_o = v_{B1} = -2 \text{ V}$  اور  $v_{B2} = -3.1 \text{ V}$  حاصل کریں۔

جواب:  $7.35 \text{ V}$

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:  $i_{DS2}$  کو  $i_{DS1}$  پر تقسیم کرتے ہوئے مساوات 5.136 حاصل کریں۔

سوال 5.7: مساوات 5.137 حاصل کریں۔

سوال 5.8: اگر شکل 5.23 میں  $Q_{11}$  کا لبریزی برتنی رو  $I_S \times 4$  ہوتا ہے اور  $v_O = 0V$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $R_{B8}$  حاصل کریں۔

جواب:  $25.2 \text{ k}\Omega$

سوال 5.9: شکل 5.23 میں  $\beta = 100$  ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کا  $V_{EE} = -15V$ ,  $V_{CC} = 15V$ ,  $V_{C2} = V_{C3} = 7.5V$  حاصل کرنے کی خاطر  $I_{C5}$  حاصل کرنے کی خاطر  $R_{C5} = 10V$  حاصل کرنے کی خاطر  $R_{C7} = 0.5 \text{ mA}$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $R_{E7}$  حاصل کریں۔ اور  $R_{E8} = 6 \text{ mA}$  اور  $R_{B8}$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $R_{B8}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $R_{B8} = R_{E7} = 8.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C5} = 3.33 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C2} = 4.2857 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C9} = 28.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{E8} = 2.5 \text{ k}\Omega$  اور  $31.4 \text{ k}\Omega$

سوال 5.10: سوال 5.9 میں  $R_{C5}$  کی کس قیمت پر  $Q_5$  غیر افزائندہ ہو جائے گا۔ یاد رہے کہ ٹرانزسٹر اس وقت غیر افزائندہ ہوتا ہے جب اس کا  $V_{CB} \leq 0.5V$  ہو۔

جواب:  $5.333 \text{ k}\Omega$

سوال 5.11: سوال 5.9 میں چاروں ایمپلینیٹر کے داخلی مزاجمت حاصل کریں۔

جوابات:  $250 \text{ k}\Omega$ ,  $860 \text{ k}\Omega$ ,  $3.33 \text{ k}\Omega$ ,  $2 \text{ M}\Omega$

سوال 5.12: سوال 5.9 میں تمام تفاضلی ایمپلینیٹر کی افزائش حاصل کرتے ہوئے کل افزائش  $A_d$  حاصل کریں۔

جوابات:  $A_d = 4380 \frac{V}{V}, 1 \frac{V}{V}, -3.65 \frac{V}{V}, -100 \frac{V}{V}, 12 \frac{V}{V}$

سوال 5.13: سوال 5.9 میں  $v_d = 200 \mu\text{V}$  ہے۔ پہلے، دوسرے، تیسرا اور چوتھے تفاضلی ایمپلینیٹر کے خارجی اشارے دریافت کریں۔

جواب:  $0.876 \text{ V}, 0.876 \text{ V}, 0.24 \text{ mV}, 2.4 \text{ mV}$

سوال 5.14: سوال 5.9 میں  $A_i$  حاصل کرنے ہوئے  $A_d$  کی قیمت حاصل کریں۔

سوال 5.15: صفحہ 610 پر شکل 5.29 ب میں  $I = 10 \text{ k}\Omega$  جبکہ  $R_E = 12 \text{ k}\Omega$  ہیں۔ عین  $I$  حاصل کریں۔

جواب:  $I = 0.83 \text{ mA}$  اور  $V_A = 9.3 \mu\text{A}$  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 611 پر شکل 5.30 ب میں ولسن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا  $\beta = 100$  اور برقی دباؤ  $V = 150 \text{ V}$  ہے۔  $I$  کی صورت میں خارجی مزاحمت  $R_o = 1.5 \text{ mA}$  حاصل کریں۔

$$R_o = 5 \text{ M}\Omega, r_o = 100 \text{ k}\Omega$$

سوال 5.17: صفحہ 633 پر شکل 5.36 میں ماسفیٹ ولسن آئینہ دکھایا گیا ہے۔  $V_A = 50 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.4 \frac{\text{mA}^2}{\text{V}}$  لیتے ہوئے پر آئینے کی خارجی مزاحمت  $R_o = 1.5 \text{ mA}$  اور انفرائش  $A_d = 666 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  حاصل کریں۔

$$A_d = 666 \frac{\text{V}}{\text{V}}, R_o = 1.22 \text{ M}\Omega$$

سوال 5.18: صفحہ 616 پر شکل 5.33 میں تفرقی کیکوڈ ایمپلیفیاٹر دکھایا گیا ہے۔ اگر  $\beta = 100$  اور  $V_A = 200 \text{ V}$  ہوں تب  $A_d$  کی قیمت کیا ہو گی؟ اگر  $v_d = 0.00002 \sin \omega t$  تو  $v_o$  کیا ہو گا؟

$$v_o = 5.34 \sin \omega t, A_d = 267 \frac{\text{kV}}{\text{V}}$$



## باب 6

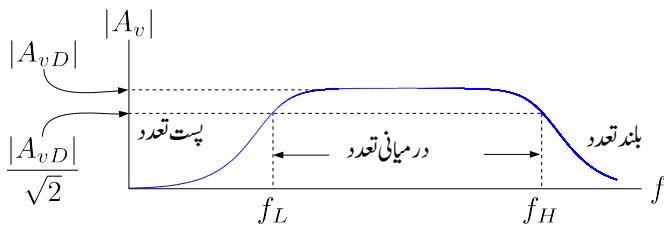
### ایمپلیفائر کا تعددی رد عمل اور فلٹر

#### 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 لامحدود تصور کرتے ہوئے ادوار حل کئے گئے۔ اس باب میں کپسیٹر کے کردار پر تفصیلیًا بحث کی جائے گی اور اس کی قیمت تعین کرنے کے لئے سمجھا جائے گا۔

اس باب میں افراکش کی حقیقی قیمت  $|A|$  کو افراکش ہی پکارا جائے گا۔ جہاں وضاحت کی ضرورت ہو وہاں اسے افراکش کی حقیقی قیمت کہہ کر پکارا جائے گا۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افراکش  $A_v$  (یا  $A_i$ ) کے حقیقی قیمت کی تعدادی رد عمل عموماً شکل 6.1 کے طرز پر ہوتی ہے۔ ایسا خط عموماً لوگاریتم لوگاریتم<sup>1</sup> محدود پر کھینچا جاتا ہے۔ ایمپلیفائر کی زیادہ سے زیادہ افراکش  $A_{vD}$  (یا  $A_{iD}$ ) درمیانی تعداد پر رونما ہوتی ہے جبکہ بہت کم اور بہت زیادہ تعداد پر اس کی قیمت گھٹ جاتی ہے۔ شکل میں  $f_L$  اور  $f_H$  دو ایسے تعداد کی وضاحت کی ہے جس پر افراکش کم ہوتے ہوئے کی تعدادی رد عمل کی بات کرتے ہوئے تعداد کی تین خطے یا حدود کا عموماً ذکر ہوتا ہے جنہیں پست تعداد<sup>4</sup>، درمیانی<sup>1</sup>

log-log<sup>1</sup>  
low cut-off frequency<sup>2</sup>  
high cut-off frequency<sup>3</sup>  
low frequency<sup>4</sup>



شکل 6.1: عمومی تعدادی رد عمل

تعداد<sup>5</sup> اور بند تعدد<sup>6</sup> کے حدود<sup>7</sup> کہتے ہیں۔  $A_{vD}$  لکھتے ہوئے زیر نوشت میں D اس حقیقت کو ظاہر کرتا ہے کہ افزائش کی یہ قیمت درمیانی<sup>8</sup> تعداد پر پائی جاتی ہے۔ اگرچہ  $f_L$  سے کم تعداد یا  $f_H$  سے زیادہ تعداد پر بھی ایمپلیفائر کو استعمال کیا جا سکتا ہے البتہ ان خطوط میں ایمپلیفائر کی افزائش کم ہوتی ہے۔ اسی لئے  $f_L$  تا  $f_H$  کو ایمپلیفائر کا دائرہ کارکردگی<sup>9</sup> B کہتے ہیں یعنی

$$(6.1) \quad B = f_H - f_L$$

اگر  $f_H \gg f_L$  ہو تو  $B \approx f_H$  لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$(6.2) \quad B \approx f_H$$

مشترکہ ایمپلیفائر کی رسمائی عموماً بذریعہ بھتی کپیسٹر<sup>10</sup>  $C_B$  کی جاتی ہے جبکہ اس سے خارجی اشارے کی حصولی عموماً بذریعہ بھتی کپیسٹر<sup>11</sup>  $C_E$  کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ قصری کپیسٹر<sup>12</sup>  $C_C$  اشارے کو مزاحمت  $R_E$  کے مقابل راستہ فراہم کرتے ہوئے افزائش بڑھاتا ہے۔ اس باب کے پہلے چند حصوں میں ان کپیسٹروں کا پست انتظامی تعدد 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 کھٹتی ہے۔ یوں ہمیں بیرونی<sup>13</sup> کپیسٹر پست انتظامی تعدد  $f_L$  کی قیمت تعین کرتے ہیں۔ حقیقت میں پست انتظامی تعدد  $f_L$  کا دارومند کپیسٹر<sup>14</sup>  $C_E$  پر ہوتا ہے۔ بند تعدد پر ان تمام

mid frequency<sup>5</sup>high frequency<sup>6</sup>limits<sup>7</sup><sup>8</sup>ظاہر میانی کے پہلے حرف "D" کی آواز سے D حاصل کی گئی ہےband<sup>9</sup>coupling capacitor<sup>10</sup>bypass capacitor<sup>11</sup> $C_C, C_E, C_B$ <sup>12</sup> دنیوں میں کپیسٹر میں جنہیں ٹرانزیٹر کے ساتھ جوڑا جاتا ہے

بیرونی کپیسٹروں کی بر قی رکاوٹ نہیں 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 اندروونی کپیسٹر  $C_{b'e}$  اور  $C_{b'c}$  پائے جاتے ہیں۔ درمیانی تعداد اور اس سے کم تعداد پر ان اندروونی کپیسٹروں کی بر قی رکاوٹ اتنی زیادہ ہوتی ہے کہ انہیں کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ بلند تعداد پر ان کی بر قی رکاوٹ کم ہو جاتی ہے اور انہیں نظر انداز کرنا ممکن نہیں رہتا۔ انہیں اندروونی کپیسٹروں کی وجہ سے بلند تعداد پر  $A_i$  کی قیمت گھٹتی ہے۔ یوں اندروونی کپیسٹر بلند انقطاعی تعداد  $f_H$  کی قیمت تعین کرتے ہیں۔

کم تعداد پر ٹرانزسٹر ایمپلیفیاٹر کی افرائش حاصل کرتے وقت صرف بیرونی کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ اندروونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ اسی طرح بلند تعداد پر صرف اندروونی 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 اندروونی کپیسٹروں<sup>13</sup> کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔

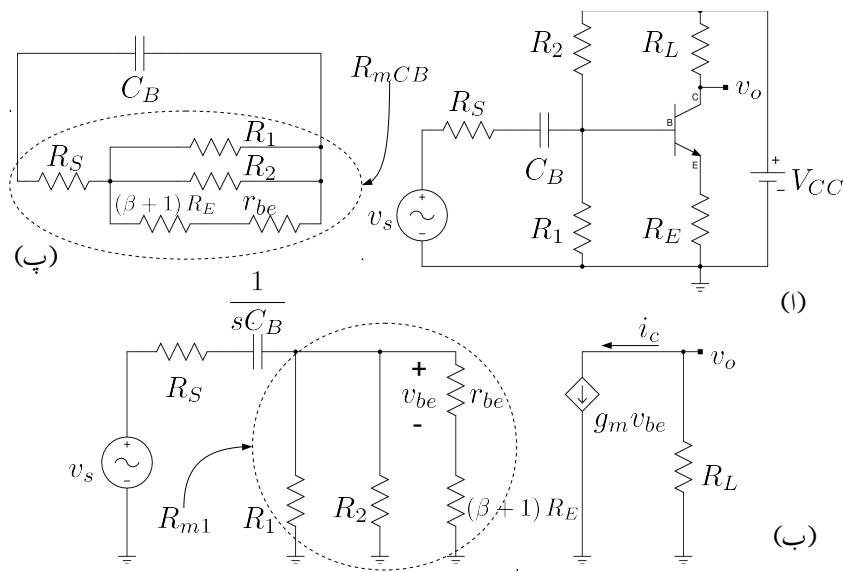
اس باب میں تمام مساوات لاپارہ بدل<sup>14</sup> استعمال کرتے ہوئے  $s$  کے ساتھ لکھے جائیں گے۔ سائن نما اشارات کے لئے  $s$  کی جگہ  $w$  لکھتے ہوئے جوابات حاصل کئے جاتے ہیں۔

## 6.2 بیس سرے پر کپیسٹر $C_B$

ایمپلیفیاٹر استعمال کرنے وقت اس کے داخلی اور خارجی جانب مختلف چیزیں جوڑی جا سکتی ہیں مثلاً لاوڈ سپیکر یا دوسرا ایمپلیفیاٹر ایسی بیرونی اشیاء جوڑتے وقت یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کر دگی اپنی جگہ برقرار رہے۔ کپیسٹر یک سمت بر قی رو کے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا کپیسٹر کے ذریعہ ایمپلیفیاٹر کو داخلی جانب اشارہ فراہم کرنے یا ایمپلیفیاٹر کے خارجی جانب سے کپیسٹر کے ذریعہ اشارہ حاصل کرنے سے ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کر دگی پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شکل 6.2 الف میں ایسا ہی کرتے ہوئے کپیسٹر  $C_B$  کے ذریعہ داخلی اشارے کو ایمپلیفیاٹر تک پہنچایا گیا ہے۔

---

<sup>13</sup> ٹرانزسٹر یا پیٹی نو نے میں پائے جانے والے کپیسٹر مثلاً  $C_{b'e}$  وغیرہ ٹرانزسٹر کے اندروونی کپیسٹر ہیں  
<sup>14</sup> Laplace transform



کپیٹر کا کردہ 6.2 جھ

$C_B$  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 جاسکتا ہے۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_b} \right) \left( \frac{v_b}{v_s} \right) \\ &= (-R_L) (g_m) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + \frac{1}{sC_B} + R_{m1}} \right) \\ &= (-R_L) (g_m) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{s R_{m1} C_B}{s (R_S + R_{m1}) C_B + 1} \right) \end{aligned}$$

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 نکالتے ہوئے مندرجہ ذیل مساوات حاصل ہوتا ہے۔

$$A_v = -R_L g_m \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left( \frac{s}{s + \frac{1}{(R_S + R_{m1}) C_B}} \right)$$

جیسے شکل 6.2 پ میں وضاحت کی گئی ہے کہ  $v_s$  کو قصر دور تصور کرتے ہوئے،  $C_B$  کے متوازی کل مزاحمت کی قیمت  $R_{mCB}$  لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(6.3) \quad A_v = -R_L g_m \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left( \frac{s}{s + \frac{1}{R_{mCB} C_B}} \right)$$

اگر اس مساوات میں تعدد  $\omega$  کی قیمت بذریعہ بڑھائی جائے تو آخری قوسین کی قیمت ایک (1) تک پہنچنے کی کوشش کرے گی۔ اگرچہ اس مساوات کو حاصل کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کا پست تعدد ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا تھا جو صرف کم اور درمیانی تعداد کے لئے درست ہے مگر فی الحال اس بحث میں پڑے بغیر تصور کرتے ہیں کہ  $\omega$  کی

<sup>15</sup> لکھتے ہوئے اس میں  $R_m$  سے مراد متوازنہ مزاحمت بند  $CB$  سے مراد کسیٹر ہے

قیمت لامحدود کر دی جاتی ہے۔ یوں

$$A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = -R_L g_m \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left( \frac{\infty}{\infty + \frac{1}{R_{mCB} C_B}} \right)$$

حاصل ہوتا ہے جسے درمیانی تعداد کے افزائش  $A_{vD}$  کہتے ہیں۔

$$(6.4) \quad A_{vD} = A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = -R_L g_m \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right)$$

$A_{vD}$  کو نکلی محدود کے طرز پر یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.5) \quad A_{vD} = |A_{vD}| \angle \underline{\theta_D}$$

جہاں

$$(6.6) \quad |A_{vD}| = (R_L) (g_m) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right)$$

$$(6.7) \quad \theta_D = \pi$$

$A_{vD}$  کے برابر ہیں۔ مندرجہ بالا مساوات میں  $|A_{vD}|$  افزائش کی حقیقی قیمت جبکہ  $\theta_D$  افزائش کا زاویہ ہے۔  $A_{vD}$  کے استعمال سے مساوات 6.3 کو مندرجہ ذیل طریقے سے لکھ سکتے ہیں۔

$$(6.8) \quad A_v = A_{vD} \left( \frac{s}{s + \frac{1}{R_{mCB} C_B}} \right)$$

مساوات 6.3 کو نکلی محدود کے طرز پر یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.9) \quad A_v = |A_v| \angle \underline{\theta}$$

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 مثل 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 کے افراش کہتے ہیں۔

---

### مثال 6.1: شکل 6.2 الہ میں گزشتہ کئی مشاون 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

$$f = 1 \text{ MHz} \quad .2$$

$$f = 100 \text{ kHz} \quad .3$$

$$f = 10 \text{ kHz} \quad .4$$

$$f = 1 \text{ kHz} \quad .5$$

حل: یک سمت تجربی 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. لا محدود تعداد یعنی  $f = \infty$  پر مساوات 6.4 کی مدد سے  $A_{vD}$  کی قیمت

$$\begin{aligned}
 A_{vD} &= (-75000) (0.004064) \left( \frac{44045}{44045 + 180 \times 15000} \right) \left( \frac{245238}{5000 + 245238} \right) \\
 &= -4.79463 \\
 &= 4.79463/\underline{\pi}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر افزائش کو نئی محدود کے طرز پر لکھا گیا ہے۔ اس جواب کے مطابق داخلی اشارے کا حیطہ  $4.79463$  گناہ بڑھے گا اور اس کے زاویہ میں  $\pi$  ریڈین یعنی  $180$  کی تبدیلی رونما ہو گی۔

.2.  $1MHz$  پر مساوات  $6.8$  کی مدد سے

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10^6 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -4.79443 - j0.03049 \\
 &= 4.7945/\underline{-3.13523}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ افزائش کی حقیقتی قیمت لاحدہ عدد تعداد 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.  $f = 100 kHz$

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 100 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -4.7753 - j0.30372 \\
 &= 4.78495/\underline{-3.0781}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اب بھی افزائش تقریباً  $A_{vD}$  کے برابر ہے۔

.4.  $f = 10 kHz$

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -3.4137 - j2.1712 \\
 &= 4.04567/\underline{-2.5751}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ  $10 \text{ kHz}$  پر افزائش کی قیمت قدر کم ہو گئی ہے یعنی اس کی موجودہ قیمت  $A_{vD}$  کے  $84\%$  ہے

$$\frac{4.04567}{4.79463} \times 100 = 84\%$$

جبکہ زاویہ  $-147^\circ$  ہے۔  
پر  $f = 1 \text{ kHz}$  .5

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 1 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\ &= -0.1157 - j0.7357 \\ &= \underline{0.7447 / -1.7268} \end{aligned}$$

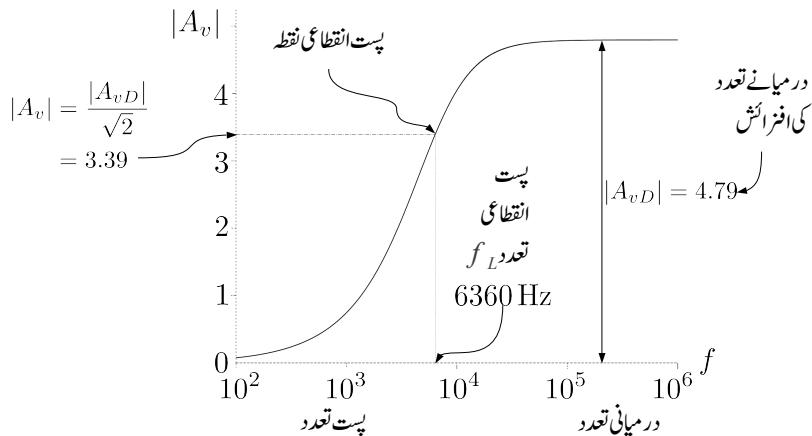
حاصل ہوتا ہے جو کہ نہیت کم افزائش ہے۔ ایک کلو ہر ہنڑ کے تعداد پر حاصل کی گئی افزائش  $A_{vD}$  کے صرف  $15\%$  ہے۔

$$\frac{0.7447}{4.79463} \times 100 = 15\%$$

ایک کلو ہر ہنڑ کے کم تعداد پر افزائش کا نہیت کم ہو جانا صاف ظاہر ہے۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ ایک خاص حد سے زیادہ تعداد پر افزائش کی قیمت کو تقریباً  $A_{vD}$  کے برابر تصور کیا جاسکتا ہے۔ البتہ اس حد سے کم تعداد پر افزائش کی قیمت کم ہو جاتی ہے۔ بوڈاٹھ<sup>16</sup> اس قسم کے معلومات کو ظاہر کرنے کا ایک نہیت عمده طریقہ ہے۔ موجودہ مسئلے میں افزائش بالقابل تعداد کو بوڈاٹھ کے طرز پر شکل 6.3 میں کھینچا گیا ہے جہاں تعداد کو لوگارتمم<sup>17</sup> پیمانے پر دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں زیادہ تعداد پر افزائش تبدیل نہیں ہوتی اور  $|A_{vD}|$  ہی رہتی ہے۔ حقیقت میں بلند تعداد<sup>18</sup> پر بھی افزائش کم پڑ جاتی ہے۔ موجودہ حصے میں صرف پستے تعداد<sup>19</sup> پر افزائش کے کم ہونے پر غور کیا جائے گا۔ زیادہ تعداد پر افزائش کے کم ہونے پر آگے جا کر غور کیا جائے گا۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ کم تعداد پر یہ ایکلیفائر داخلی اشارہ کو نہیں بڑھائے گا۔ تعداد بتاریخ کم کرتے

Bode plot<sup>16</sup>  
log<sup>17</sup>  
high frequency<sup>18</sup>  
low frequency<sup>19</sup>



شکل 6.3: پست انقطائی تعداد

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 ایکلیفیاٹ  $6360 \text{ Hz}$  سے کم تعداد کے اشارات کو نہیں بڑھاتا۔ جیسا کہ پہلے ذکر کیا گیا، زیادہ تعداد پر بھی ایکلیفیاٹ کی افزائش کم ہو جاتی ہے یوں موجودہ نقطے کا پورا نام پسندیدہ انقطائی نقطہ ہے جبکہ اس نقطے پر تعداد  $f_L$  کو پسندیدہ انقطائی تعداد<sup>20</sup> پکارا جاتا ہے۔

مساوات 6.10 سے ہم پست انقطائی تعداد حاصل کر سکتے ہیں۔ ایسا کرنے کی خاطر اس تعداد کو  $\omega_L$  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 frequency<sup>20</sup>

دونوں جانب کا مریع لیتے ہوئے

$$\frac{1}{2} = \frac{\omega_L^2}{\omega_L^2 + \left( \frac{1}{R_{mCB} C_B} \right)^2}$$

سے

$$(6.11) \quad \begin{aligned} \omega_L &= \frac{1}{R_{mCB} C_B} \\ f_L &= \frac{1}{2\pi R_{mCB} C_B} \end{aligned}$$

ہو۔ اس طرح مساوات 6.8 کھنے 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 مزاجت  $R_{mCB}$  پر منحصر ہے۔ مثلاً 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 مثلاً 6.1 میں صرف  $C_B$  کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے ایمپلینیٹر کو انسانی آواز کا حیطہ بڑھانے کے قابل بنائیں۔

حل: انسان 20 Hz کی آواز سن سکتا ہے۔ اگر  $C_B$  کو 20 Hz گزارنے کی غرض سے منتخب کیا جائے تو یہ اس سے زیادہ تمام تعداد کے اشارات کو بھی گزارے گا اور یوں 20 kHz کے اشارے کو کوئی مسئلہ درپیش نہیں آئے گا۔ اگرچہ  $f_L$  کو 20 Hz پر رکھتے ہوئے بھی  $C_B$  حاصل کیا جاتا ہے لیکن ہم جانتے ہیں کہ  $f_L$  پر افراکش 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 ایمٹر سرے پر کپیسٹر $C_E$

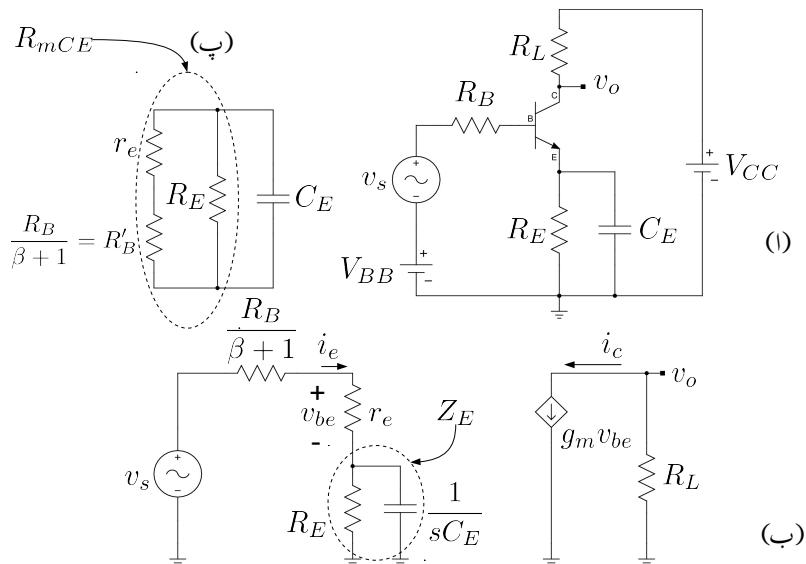
ٹرانزیستر کا نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے علاوہ  $\beta$  میں تبدیلی سے نقطہ کارکردگی میں تبدیلی رونما ہونے کو  $R_E$  کے استعمال سے کم کیا جاتا ہے۔ البتہ ایکپلیگار کی افراکش بڑھانے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزیستر کے ایمٹر سرے پر کم سے کم مزاحمت ہو۔ ان دو متضاد شرائط پر پورا اترتادور شکل 6.4 الف میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ کپیسٹر  $C_E$  یک سمت بر قی روکے لئے کھلے دور کا کردار ادا کرتا ہے لہذا اس کے استعمال سے یک سمت متغیرات متاثر نہیں ہوتے۔  $C_E$  کو یوں چنا جاتا ہے کہ درکار تعداد پر اس کی بر قی رکاوٹ  $R_E$  سے کم ہو۔ چونکہ  $C_E$  مزاحمت کے متوازی جڑا ہے لہذا بدلتا روکے نقطہ نظر سے ٹرانزیستر کے ایمٹر پر کل رکاوٹ  $R_E$  سے کم ہو جاتی ہے اور یوں افراکش 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 افراکش کی مساوات لکھ سکتے ہیں۔ باریک اشاراتی دور میں بیس جانب کے مزاحمت کے عکس ایمٹر جانب دکھائے گئے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ایمٹر جانب کے مزاحمت کا عکس، بیس جانب  $(\beta + 1)$  گنازیادہ نظر آتا ہے جبکہ بیس جانب مزاحمت کا عکس، ایمٹر جانب  $(1/\beta + 1)$  گنا کم نظر آتا ہے۔ یوں بیس جانب کے مزاحمت  $R_B$  اور  $r_{be}$  کے عکس، ایمٹر جانب  $\frac{R_B}{\beta+1}$  اور  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  نظر آئیں گے۔

$$\begin{aligned}
 A_v &= \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right) \\
 (6.13) \quad &= (-R_L) (g_m) \left( \frac{r_e}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + Z_E} \right)
 \end{aligned}$$

جہاں

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{Z_E} &= sC_E + \frac{1}{R_E} \\
 (6.14) \quad Z_E &= \frac{1}{sC_E + \frac{1}{R_E}}
 \end{aligned}$$



$\rightarrow C_E$  پر کمی ۶.۴

اور

$$(6.15) \quad r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$$

ہیں۔ شکل ب میں  $v_s$  کو نظر انداز کرتے ہوئے  $C_E$  کے متوازی کل مزاحمت کو  $R_{mCE}$  لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$(6.16) \quad \frac{1}{R_{mCE}} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R'_B + r_e}$$

کے برابر ہے۔ شکل پ میں اس مزاحمت کی وضاحت کی گئی ہے۔

مساوات 6.13 میں  $R'_B$  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 قوسمیں 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 بیچ 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

$$(6.18) \quad A_v = A_{vD} \left( \frac{s + \omega_1}{s + \omega_2} \right)$$

ل

$$(6.19) \quad \begin{aligned} A_v &= A_{vD} \left( \frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} \right) \\ &= A_{vD} \left( \frac{j2\pi f + 2\pi f_1}{j2\pi f + 2\pi f_2} \right) \\ &= A_{vD} \left( \frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \end{aligned}$$

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  $\omega$  پر

$$(6.22) \quad |A_v| = |A_{vD}| \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_1^2}}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}}$$

- ۶۷

مساوات 6.18 میں  $\omega$  کی قیمت کو  $\omega_1$  اور  $\omega_2$  سے بہت زیادہ تصور کرتے ہوئے افراکش کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ اس زیادہ تعدد کو  $\omega \rightarrow \infty$  تصور کرتے ہوئے

$$(6.23) \quad A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = A_{vD} \left( \frac{j\infty + \omega_1}{j\infty + \omega_2} \right) = A_{vD}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $A_{vD}$  درمیانی تعدد پر افراکش ہے۔

عموماً ایکلپیناٹر مساوات 3.33 کے تحت تجھیق دئے جاتے ہیں جس کے مطابق  $R_E$  کی قیمت  $\frac{R_B}{(\beta+1)}$  سے بہت زیادہ ہوتی ہے۔ اگر مساوات 3.33 کے شرط کو تدریجی 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 صفر<sup>22</sup> اس کے قطب<sup>23</sup> سے کم تعدد پر پایا جائے گا یعنی

$$(6.25) \quad \omega_1 \ll \omega_2$$

عموماً  $r_e \gg \frac{R_B}{\beta+1}$  ہوتا ہے اور یوں مساوات 6.24 اور مساوات 3.33 کو تقریباً ایک ہی شرط تصور کیا جا سکتا ہے۔ افراکش  $|A_v|$  اس وقت درمیانی تعدد کے  $|A_{vD}|$  سے 3 dB کم ہو گی جب

$$(6.26) \quad |A_v| = |A_{vD}| \sqrt{\frac{\omega_L^2 + \omega_1^2}{\omega_L^2 + \omega_2^2}} = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$$

ہو۔ مندرجہ بالا مساوات میں مطلوبہ تعدد کو  $\omega_L$  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  $\omega_1$  کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اگر  $\omega_2^2$  کی قیمت  $2\omega_1^2$  سے کم ہو تو مندرجہ بالا مساوات کے تحت  $|A_v|$  کبھی بھی  $|A_{vD}|$  سے 3 dB کم نہیں ہو گا اور یوں  $\omega_L$  نہیں پایا جائے گا۔

مثال 6.3 میں 4.6 شکل:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15 \text{ V} & V_{BB} &= 2.376 \text{ V} \\ R_L &= 75 \text{ k}\Omega & R_E &= 15 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 269.3 \text{ k}\Omega & \beta &= 179 \\ C_E &= 10 \text{ nF} \end{aligned}$$

ہیں۔ اور  $f_L$  اور  $A_{vD}$  کا خط کچھیں حاصل کرتے ہوئے | $A_v$ | میں حاصل کرنے کے لئے ہیں۔

مول: ان قیتوں 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

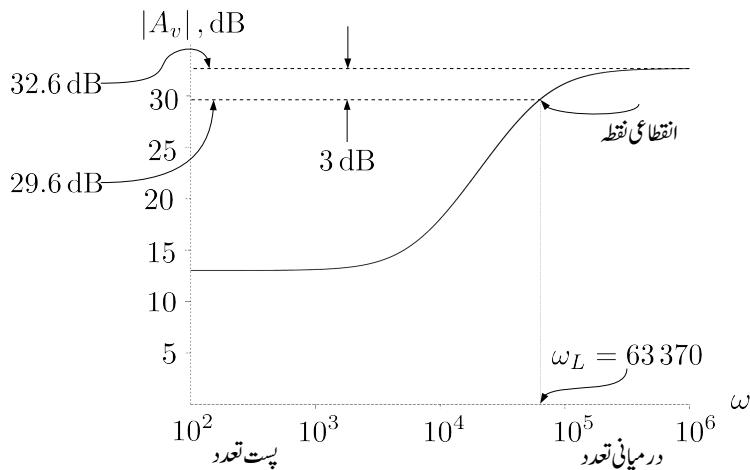
$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{mCE}} &= \frac{1}{15000} + \frac{1}{\frac{269300}{179+1} + 246} \\ R_{mCE} &= 1560.83 \Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یہ  $R_E$  کے سے بہت کم ہے۔ مساوات 6.20 کے تحت میں جو کہ  $\frac{R_B}{\beta+1} + r_e = 1742 \Omega$  میں 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  $\omega_2^2$  کی قیمت  $2\omega_1^2$  سے زیادہ ہے لہذا مساوات 6.27 کے تحت

$$\begin{aligned} \omega_L &= \sqrt{64068^2 - 2 \times 6666^2} = 63370 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ f_L &= \frac{63370}{2 \times \pi} = 10 \text{ kHz} \end{aligned}$$



کل  $\omega_L$  سے حاصل  $C_E$ : 6.5

حاصل ہوتا ہے۔ اگر اس مساوات میں  $2\omega_1^2$  کو نظر انداز کیا جائے تو  $\omega_L$  کی قیمت  $64068 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  حاصل ہوتی ہے۔ ان دو جوابات میں نہایت کم فرق ہے۔

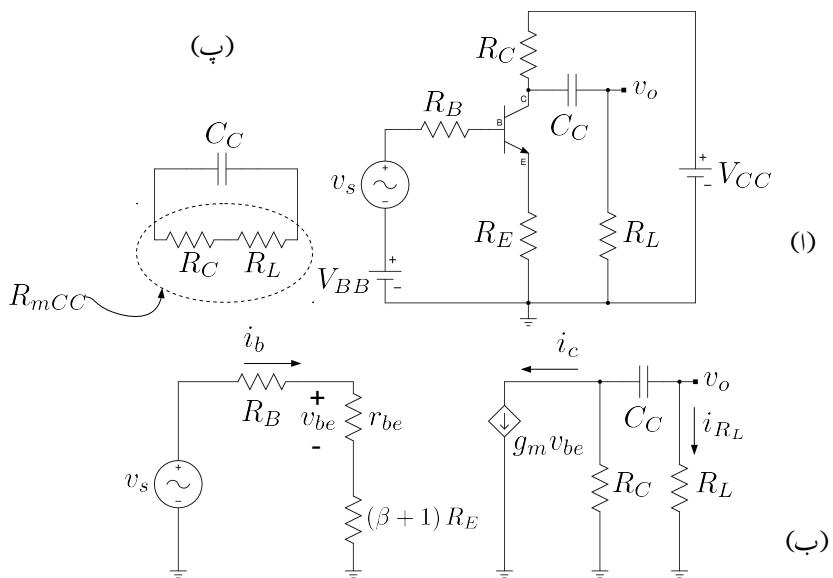
مساوات 6.21 سے درمیانی تعداد کی افزائش حاصل کرتے ہیں۔

$$A_{vD} = -\frac{75000 \times 4.064 \times 10^{-3} \times 246}{\frac{269300}{179+1} + 246} = -43 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

اور یوں کسی بھی تعداد پر افزائش کی مساوات مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$(6.28) \quad A_v = -43 \left( \frac{s + 6666}{s + 64068} \right)$$

کل 6.5 میں  $|A_v| = 43 \sqrt{\frac{\omega^2 + 6666^2}{\omega^2 + 64068^2}}$  کا خط کھیچا گیا ہے جس میں افتی محدود پر  $\log \omega$  اور عمودی محدود پر  $20 \log |A_v|$  رکھے گئے ہیں۔ یوں عمودی محدود سے افزائش کو ڈیکھ بیلہ<sup>24</sup> میں پڑھا جائے گا۔

شکل 6.6: کپیسٹر  $C_C$  کے اثرات6.4 گلکٹر سرے پر کپیسٹر  $C_C$ 

ایمپلیفیاٹر کا خارجی اشارہ کپیسٹر  $C_C$  کے ذریعہ حاصل کرنے سے یک سمت 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 متوازی جڑے برقی رکاوٹ  $Z$  میں  $i_{R_L}$  یوں حاصل کیا جائے گا۔

$$i_{R_L} = - \left( \frac{R_C}{R_C + Z} \right) i_c$$

جہاں منفی کی علامت اس لئے پیدا ہوئی کہ  $i_{R_L}$  کی سمت  $i_c$  کے الٹ رکھی گئی۔

افزائش کی مساوات یوں لکھی جائے گی۔

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \left( \frac{v_o}{i_{R_L}} \right) \left( \frac{i_{R_L}}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

$$= (R_L) \left( -\frac{R_C}{R_C + Z} \right) (g_m) \left( \frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right)$$

متغیر کی علامت باہر نکالتے ہوئے،  $Z$  میں  $\frac{R_C}{R_C + Z}$  منتقل کرتے ہیں۔

$$A_v = - (R_L) (g_m) \left( \frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left( \frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_C}} \right)$$

$$= - \left( \frac{R_L g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left( \frac{sR_C}{(R_C + R_L) \left( s + \frac{1}{(R_C + R_L) C_C} \right)} \right)$$

جہاں دائیں جانب آخری کسر میں نیچے  $(R_C + R_L)$  باہر نکلا گیا ہے۔ اسی کسر کے اوپر حصے سے  $R_C$  اور اس کے نیچے حصے سے  $(R_C + R_L)$  کو مساوات کے دائیں 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

ایمپلیفائر کے افرائش بال مقابل تعداد کے خط کو عموماً بوڈا خط<sup>25</sup> کے طرز پر کھینچا جاتا ہے<sup>26</sup>۔ افرائش کی حقیقت بال مقابل تعداد اور افرائش کا زاویہ بال مقابل تعداد کے خط عینہ کھینچنے جاتے ہیں جنہیں حقیقت بال مقابل تعداد کا بوڈا خط اور زاویہ بال مقابل تعداد کا بوڈا خط پکارا جاتا ہے۔ حقیقت بال مقابل تعداد کے بوڈا خط میں افقی محدود پر  $\log \omega$  یا  $\log f$  جبکہ اس کے عمودی محدود پر  $|A_v|$ <sup>27</sup> رکھے جاتے ہیں۔ یوں عمودی محدود پر حقیقت ڈیسٹریبیشن<sup>27</sup> میں پائی جائے گی۔ زاویہ بال مقابل تعداد کے بوڈا خط میں افقی محدود پر  $\omega$  یا  $\log f$  جبکہ عمودی محدود پر زاویہ  $\theta$  رکھا جاتا ہے۔ بوڈا خطوط کو سمجھنے کی خاطر مساوات 6.19 کو مثال بناتے ہوئے افرائش کی حقیقت بال مقابل تعداد کا بوڈا خط کھینچنے ہیں۔ مساوات میں

$$A_{vD} = -177.8 \frac{V}{V}$$

$$f_1 = 100 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 10 \text{ kHz}$$

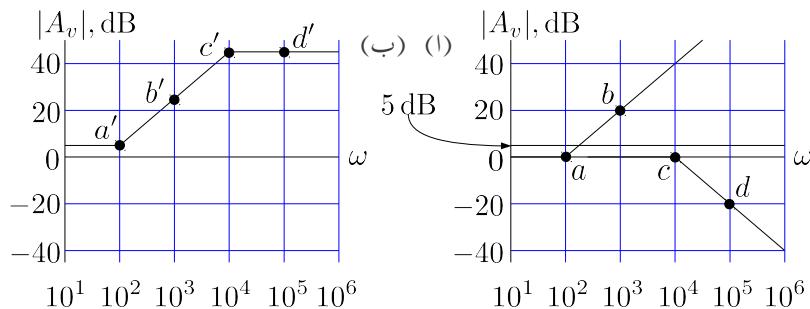
لیتے ہوئے یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= A_{vD} \left( \frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \\ &= A_{vD} \frac{f_1}{f_2} \left( \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}} \right) \\ &= -177.8 \left( \frac{100}{10000} \right) \left( \frac{1 + j \frac{f}{100}}{1 + j \frac{f}{10000}} \right) \\ &= -1.778 \left( \frac{1 + j \frac{f}{100}}{1 + j \frac{f}{10000}} \right) \\ &= |A_v| e^{j\theta} \end{aligned}$$

Bode plot<sup>25</sup>

<sup>26</sup> بندر کے وادی بوڈا نے خط کھینچنے کے اس طرز کو دریافت کیا۔ ان خطوط کو بوڈا یا بوڈی خطوط پکارا جاتا ہے

dB<sup>27</sup>



شکل 6.7: حتی قیمت بالمقابل تعداد 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 بوڈا خط کھینچنا سیکھیں۔

$|A_v|$  کو دیکھنے والے<sup>28</sup> 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 مجموعہ حاصل کریں گے۔

ایسا کرنے کی خاطر مساوات 6.32 کو دیکھتے ہیں۔ اس کا پہلا جزو

$$20 \log 1.778 \approx 5 \text{ dB}$$

---

decibell<sup>28</sup>

ایک مستقل مقدار ہے جس کی قیمت تعداد پر منحصر نہیں۔ اس سے  $5 \text{ dB}$  پر سیدھا افقی خط حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.7 میں دکھایا گیا ہے۔

مساوات کے دوسرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعداد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعداد یعنی  $\ll f$  پر چونکہ  $1 \ll \left(\frac{f}{f_1}\right)^2$  ہو گالہذا 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  $1 \gg \left(\frac{f}{f_1}\right)^2$  ہو گالہذا

$$(6.34) \quad 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \rightarrow 20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_1}\right)^2} = 20 \log \frac{f}{100} \quad \text{dB}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر  $f_1 = 100$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

$20 \log \frac{f}{100}$  کی قیمت  $100, 1000, 10000$  اور  $100000$  کے تعداد پر  $0, 20, 40$  اور  $60$  ڈیگری بیل حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ تعداد دس گناہ کرنے سے افزائش  $20 \text{ dB}$  بڑھتی ہے یا کہ افزائش  $20 \text{ dB}$  نی دہائی کے شرح سے بڑھتی ہے۔ افقی محور پر تعداد کا لوگاریتم لیتے ہوئے ان قیتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو  $f_1$  یعنی  $2 = \log(100)$  پر چھوٹے ہوئے  $20 \text{ dB}$  نی 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 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 نقطے  $a$  و  $b$  کے لئے گئے ہیں۔ نہایت کم تعداد پر مساوات 6.33 کے مطابق اس جزو کی قیمت  $0 \text{ dB}$  ہے۔ حقیقت میں بوڈا خط کھینچنے وقت کم تعداد کو  $\ll f_1$  کی بجائے  $f \leq f_1$  لیا جاتا ہے۔ یوں نقطے  $a$  سے کم تعداد پر اس جزو کی قیمت  $0 \text{ dB}$  دکھائی گئی ہے۔ اس طرح بوڈا خط کھینچنے ہوئے نہایت زیادہ تعداد کو  $f \gg f_1$  کی بجائے  $f \geq f_1$  لیا جاتا ہے۔ یوں اگر  $a$  پر  $0 \text{ dB}$  ہوتا ہو تو دس گناہ زیادہ تعداد پر  $20 \text{ dB}$  ہو گا۔ اس نقطے کو  $b$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔  $a$  تک  $0 \text{ dB}$  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 تعدد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعدد یعنی  $f \ll f_2$

$$(6.35) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

جبکہ نہایت زیادہ تعدد یعنی  $f \gg f_2$  پر

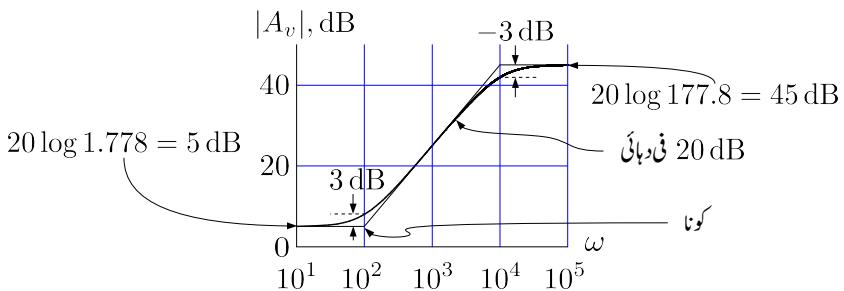
$$(6.36) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow -20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \\ = -20 \log \frac{f}{10000} \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر  $f_2 = 10000$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

$-20 \log \frac{f}{10000}$  کی قیمت 0، 20، 40، 60 اور 1000000 کے تعداد پر 40، 20، 10000، 100000 اور 1000000 سے ڈیکھیں۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جا سکتا ہے کہ تعداد دس گناہکرنے سے انفرائش 20 dB کھٹکتی ہے یا کہ انفرائش 20 dB کے شرح سے تبدیل ہوتی ہے۔ افتنی محور پر تعداد کا لوگاریتم لیتے ہوئے ان قیمتیں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو  $f_2$  یعنی  $\log(10000) = 4$  پر چھوٹے ہوئے 20 dB 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 میں ان نقطوں کو  $a$  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 بوڈا خاطر ہے۔ شکل 6.7 الف میں نقطہ  $a$  پر مساوات 6.32 کے پہلے جزو کے خط کی قیمت 5 dB جبکہ بقیا دو اجزاء کے قیمتیں 0 dB ہیں۔ یوں ان کا مجموعہ 5 dB ہے جسے شکل 6.7 ب میں  $a'$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔  $b$  پر ان تین اجزاء کے قیمتیں 5 dB، 20 dB اور 0 dB ہیں جن کے مجموعہ 25 dB کو  $b'$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔  $c$  پر تینوں کا مجموعہ 45 dB کو  $c'$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔  $d$  پر تین اجزاء کے قیمتیں 5 dB، 60 dB اور -20 dB ہیں جن کا مجموعہ 45 dB ہی ہے۔ اس نقطے کو  $d'$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔

مندرجہ بالا تمام عمل کو نہایت آسانی سے یوں سرانجام دیا جا سکتا ہے۔ دئے گئے مساوات کی حقیقی قیمت کمتر تعداد پر حاصل کریں۔ بوڈا خط کی قیمت بھی رکھتے ہوئے تعداد بڑھائیں حتیٰ کہ مساوات کا صفر یا قطبے آجائے۔ اگر صفر آ



شکل 6.8: اصل خط اور بوڈا خط کا موازنہ

جائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 dB فی دہائی کی شرح سے بڑھانا شروع کر دیں اور اگر قطب آجائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 dB فی دہائی کی شرح سے گھٹانا شروع کر دیں۔ تعداد بڑھاتے رہیں حتیٰ کہ مساوات کا اگلا صفر یا قطب آجائے۔ ہر مرتبہ صفر آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں 20 dB کا اضافہ لائیں جبکہ قطب آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں 20 dB کی کمی لائیں۔

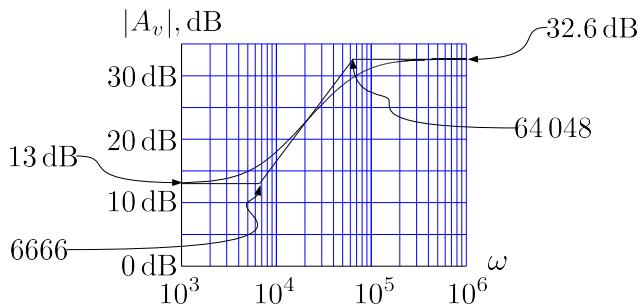
شکل 6.8 میں مساوات 6.31 کے بوڈا خط اور اس کا حقیقی خط<sup>29</sup> ایک ساتھ دکھائے گئے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوڈا خط کے کونوں پر دونوں خطوط میں 3 dB کا فرق پایا جاتا ہے جبکہ تعداد پر دونوں تقریباً ایک ہی طرح کے ہیں۔ مساوات 6.33 سے اس فرق کو سمجھا جاسکتا ہے۔ کونے پر تعداد  $f_1$  کے برابر ہے یوں اس مساوات سے

$$20 \log \sqrt{1 + \left( \frac{f_1}{f_2} \right)^2} = 20 \log \sqrt{2} \approx 3 \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے ناکہ 0 dB - اسی حقیقت کے نتیجے پر بوڈا خط کے کونوں کو 3 dB نقطے بھی کہتے ہیں۔

#### مثال 6.4: مساوات 6.28 کا بوڈا خط کچھیں۔

<sup>29</sup> حقیقی خط کمپیوٹر کے پروگرام میں لیب matlab یا آئیوب octave کی مدد سے آسانی سیکھ جاسکتا ہے۔ اس کتاب میں پیش خخطوط لینکس linux میں پائے جانے والے پروگرام آئیوب استعمال کرتے ہوئے ہی سیکھی 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 حقیقی قیمت

$$|A_v|_{\omega \rightarrow 0} = 43 \left( \frac{0 + 6666}{0 + 64068} \right) = 4.474$$

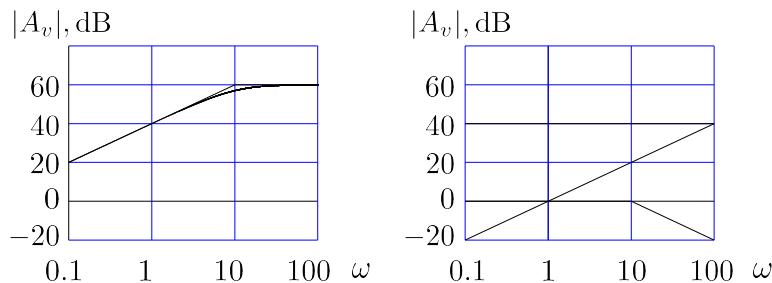
یعنی

$$20 \times \log 4.474 \approx 13 \text{ dB}$$

حاصل ہوتی ہے۔ مساوات کا صفر 6666 جبکہ اس کا قطب 64068 پر پایا جاتا ہے۔ ان معلومات سے شکل 6.9 میں بوڈا خط حاصل کیا گیا ہے۔

مثال 6.5: مندرجہ ذیل مساوات کا بوڈا خط پیشیں۔

$$A_v = \frac{1000s}{s + 10}$$



شکل 6.10

حل: اس کو عمومی طرز پر لکھتے ہیں۔

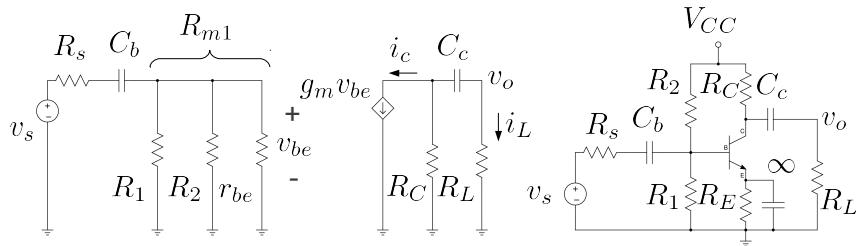
$$A_v = \frac{100j\omega}{\frac{j\omega}{10} + 1}$$

جسے ڈیگی بیل میں لکھتے ملتا ہے

$$A_v = 20 \log 100 + 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{\frac{\omega^2}{10^2} + 1}$$

اس کے بوڈا خط کے اجزاء شکل 6.10 الف جبکہ مکمل بوڈا خط شکل ب میں دکھائے گئے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں دی گئی مساوات میں کسر کے اوپر تعددی جزو پر غور کریں۔ بوڈا خط میں  $\left(\frac{j\omega}{\omega_0} + 1\right)$  طرز پر لکھے گئے جزو کی قیمت  $\omega_0$  سے کم تعدد پر 0 dB جبکہ اس سے زیادہ تعدد پر میں ڈیگی بیل فی دہائی کی شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ اس کے بر عکس  $(j\omega)^0$  کہیں بھی 0 dB پر برقرار نہیں رہتا۔ یہ  $\omega = 1$  پر 0 dB سے گزرتے ہوئے میں ڈیگی بیل فی دہائی کی شرح سے تمام تعداد پر تبدیل ہوتا ہے۔ اگر یہ جزو بطور صفر پایا جائے تو یہ میں ڈیگی بیل فی دہائی کی شرح سے بڑھتا ہے جبکہ اگر جزو بطور قلبے پایا جائے تو یہ میں ڈیگی بیل فی دہائی کی شرح سے گھٹتا ہے۔



شکل 6.11: بیس اور کلکٹر پر کمیٹر نسب کرنے کے اثرات

### 6.6 بیس اور کلکٹر بیر ونی کمیٹر

شکل 6.11 میں بیس اور کلکٹر پر کمیٹر نسب کرنے کے ہیں۔ اگرچہ شکل میں ایمپر پر  $C_E$  بھی نسب ہے لیکن اس کی قیمت لاحدہ و تصور کی گئی ہے۔ یوں درکار تعدد پر اس کو تصریح 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 جاسکتا 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  $R_C \| R_L$  متوازی جڑے مزاحمت کی کل مزاحمت ہے جسے عموماً  $\frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$  لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔ اسی طرح

$$(6.39) \quad A_v = -\frac{1}{R_s} (R_C \| R_L) (R_s \| R_{m1}) \left( \frac{s}{s + \omega_c} \right) \left( \frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

$$= A_{vD} \left( \frac{s}{s + \omega_c} \right) \left( \frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

جہاں

$$A_{vD} = -\frac{1}{R_s} (R_C \| R_L) (R_s \| R_{m1})$$

لکھا گیا ہے۔

$\omega_L$  پست القطاعی تعداد پر  $|A_v| = \frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$  یوں مساوات 6.39 میں پست انقطعی تعداد کو لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$A_{vD} \left( \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_c^2}} \right) \left( \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_b^2}} \right) = \frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$$

جس

$$2\omega_L^4 = (\omega_L^2 + \omega_c^2)(\omega_L^2 + \omega_b^2)$$

یعنی

$$\omega_L^4 - (\omega_c^2 + \omega_b^2)\omega_L^2 - \omega_c^2\omega_b^2 = 0$$

لکھا جاسکتا ہے۔ اس کو حل کرتے مतا 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  $\omega_L^2$  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

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, R_C = 1.8 \text{ k}\Omega, R_E = 200 \text{ }\Omega$$

$$R_1 = 2.2 \text{ k}\Omega, R_2 = 16 \text{ k}\Omega, R_s = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 99, R_L = 1.8 \text{ k}\Omega$$

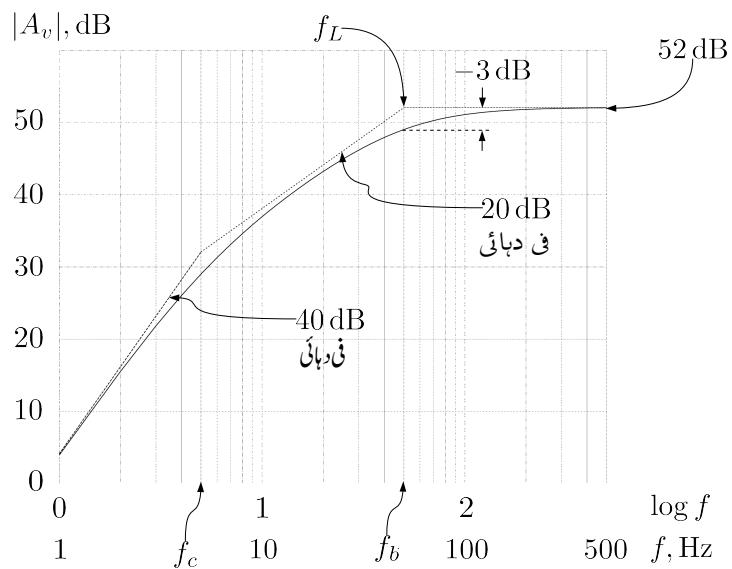
ہیں۔

- $C_c$  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  $50 \text{ Hz}$  حاصل کرنے کی خاطر  $f_b$  اور  $f_c$  حاصل کریں۔

حل: نقطہ کار کردگی حاصل کرتے وقت تمام کپسیٹر کھلے سرے کردار ادا کرتے ہیں۔ مسئلہ تھونن کی مدد سے  $g_m = I_{CQ} / V_{th}$ ،  $I_{CQ} = 1.768 \text{ mA}$  جبکہ  $R_{th} = 1.0879 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں جن سے  $R_{th} = 1.934 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔ یوں  $r_{be} = 1.394 \text{ k}\Omega$  اور  $0.071 \text{ S}$  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: پت انقطاعی نقطے زیادہ تعدادوں کو نہ پہنچے

- شکل 6.12 میں بوڈا خط کھینچا گیا ہے جہاں سے واضح ہے کہ پست انقطائی تعداد تقریباً  $f_b$  کے برابر ہے۔ شکل میں 1Hz تا 5Hz بوڈا خط کی ڈھلوان 40 dB فی دہائی ہے جبکہ 5Hz تا 50Hz اس کی ڈھلوان 20 dB فی دہائی ہے۔

جب بھی بوڈا خط 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  $\omega_b$  اور  $\omega_c$  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 کرنے حل کرتے ہیں

$$\omega_L^2 = \frac{2\omega_b^2 + \sqrt{\omega_b^4 + 6\omega_b^4 + \omega_b^4}}{2} = (1 + \sqrt{2}) \omega_b^2$$

یوں

$$\omega_L = \left( \sqrt{1 + \sqrt{2}} \right) \omega_b$$

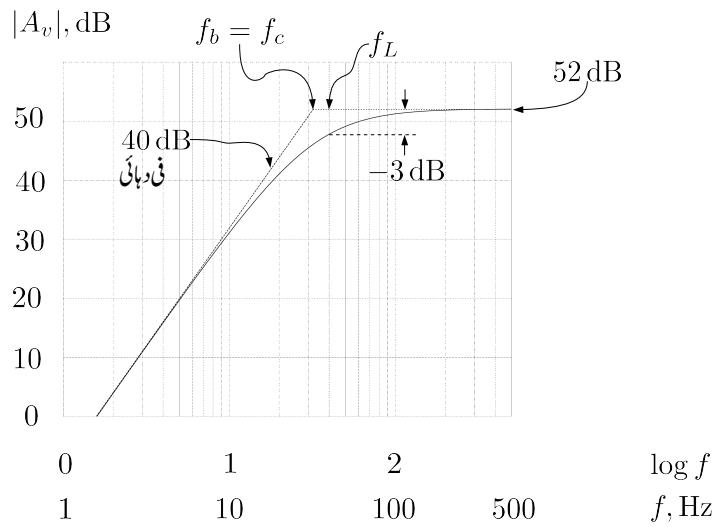
حاصل ہوتا ہے جس سے  $f_L = 50 \text{ Hz}$  حاصل کرنے کی خاطر

$$f_b = \frac{f_L}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = \frac{50}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = 32 \text{ Hz}$$

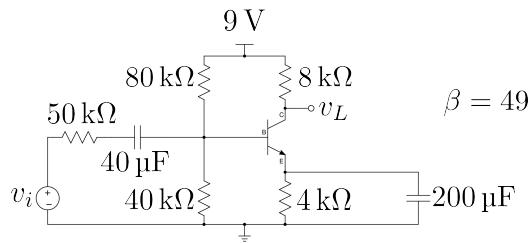
رکھنا ہو گا۔ شکل 6.13 میں صورت حال دکھایا گیا ہے۔

## 6.7 بیس اور ایمپریرونی کپیسٹروں کا مجموعی اثر

اب تک دیکھے گئے تمام ادوار میں ہم نے دیکھا کہ کسی بھی کپیسٹر کی بدولت پیدا ہوڈا خط کے قطبے کو لکھا جا سکتا تھا جہاں  $R_m$  اس کپیسٹر کے متوازی جزوی مزاحمت ہے۔ بیس اور ایمپریرونی دونوں پر کپیسٹر نسب کرنے سے



6.13: جذوکونوں کی صورت میں پست انقطعی نقطہ



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  $C_e$  اور  $R_e$  کو ٹرانزستر کے میں جانب منتقل کرتے ہوئے ہم لکھا گیا ہے۔ یوں

$$R'_e = (\beta + 1) R_e$$

$$C'_e = \frac{C_e}{\beta + 1}$$

ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(6.41) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{v_i}$$

$$= -R_c \beta \left( \frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left( \frac{Z}{r_i + \frac{1}{sC_b} + Z} \right)$$

جہاں  $r_{be}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے

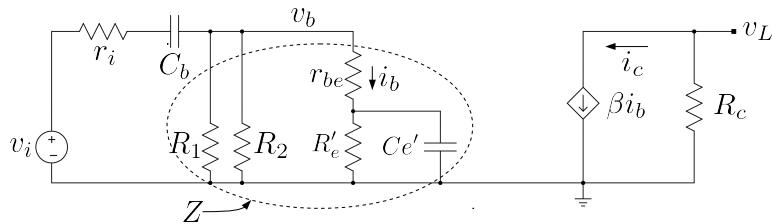
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e} + sC'_e$$

کے برابر ہے۔ مساوات 6.41 کو کسی طرح یوں نہیں لکھا جاسکتا کہ  $C_b$  اور  $C_e$  علیحدہ تو سین کا حصہ بنیں۔ یوں ان دو کپیٹروں سے علیحدہ علیحدہ یوڈاخط کے کونے حاصل کرنا ممکن نہیں ہے۔

دئے گئے قیمتیں پر کرتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{40000} + \frac{1}{80000} + \frac{1}{200000} + 4 \times 10^{-6} \times s$$

$$= (42.5 + 4s) \times 10^{-6}$$



شکل 6.15

مساویات 6.41 میں کسر کے نیچے سے  $Z$  باہر نکالتے ہوئے کسر کے اوپر موجود  $Z$  کے ساتھ کاٹتے ہوئے ملتا ہے

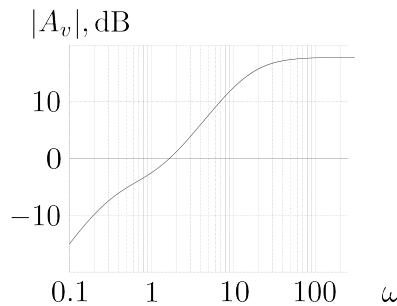
$$A_v = -R_c \beta \left( \frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left( \frac{1}{\left( r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \frac{1}{Z} + 1} \right)$$

اس میں قیمتیں پر کرتے ہیں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{\left( 50000 + \frac{1}{0.00004s} \right) (42.5 + 4s) \times 10^{-6} + 1} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{2.125 + 0.2s + \frac{1.0625}{s} + 0.1 + 1} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{3.225 + 0.2s + \frac{1.0625}{s}} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{3.225s + 0.2s^2 + 1.0625} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{0.2s^2 + 3.225s + 1.0625} \end{aligned}$$

جسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{0.2(s^2 + 16.125s + 5.3125)} \\ &= \frac{-6.25(1.25 + s)s}{(s + 0.336)(s + 15.788)} \end{aligned}$$



شکل 6.16

اس کو عمومی شکل میں لکھتے ہوئے اس کا بولا خط کہیجتے 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  $C_b$  کے قیتوں میں واضح فرق ہے۔ کم تعداد پر  $\frac{1}{\omega C_b'}$  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 مراحت  $R_{mCb}$  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 قطبے حاصل ہو گا۔ ہم دیکھتے ہیں کہ یہ قطب مساوات 6.42 میں دئے 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 مراحت 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 دے 15.788 تعداد پر دئے قطب کے تقریباً برابر ہے۔ مساوات کا صفر 1.25 کے تعداد پر پایا جاتا ہے جو درحقیقت  $\frac{1}{R_e C_e}$  کے برابر ہے۔

---

مثال 6.7: مساوات 6.41 کو حل کریں۔

حل: اس مساوات کو دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$(6.43) \quad A_v = -R_c \beta \left( sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right) \left[ \frac{Z}{r_i + \frac{1}{sC_b} + Z} \right]$$

جہاں  $r_{be}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e} + sC'_e = \frac{1}{R_m} + sC'_e$$

کے برابر ہے جہاں

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e}$$

لیا گیا ہے۔ مساوات 6.43 میں کسر کے نیچے سے Z باہر نکالتے ہوئے کسر کے اوپر موجود Z کے ساتھ کاٹتے ہوئے ملتا ہے

$$A_v = -R_c \beta \left( sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right) \left[ \frac{1}{\left( r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \frac{1}{Z} + 1} \right]$$

اس میں Z 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 لمحہ سنتے 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

$$(6.46) \quad \begin{aligned} \omega_{q1} &= \frac{-(\omega_1 + \omega_2) - \sqrt{(\omega_1 + \omega_2)^2 - 4\omega_1 \omega_3}}{2} \\ \omega_{q2} &= \frac{-(\omega_1 + \omega_2) + \sqrt{(\omega_1 + \omega_2)^2 - 4\omega_1 \omega_3}}{2} \end{aligned}$$

- ہیں

### 6.8 میں، ایکٹر اور کلکٹر بیر ونی کپسٹروں کا مجموعی اثر

مثال 6.6 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگر کسی ایک کپسٹر سے حاصل کونا کسی دوسرے کپسٹر سے حاصل کونے سے بہت بلند تعداد پر پایا جائے تو پست انقطاعی تعدد زیادہ تعداد پر پائے جانے والے کونے پر ہو گا۔ ایکلٹر تخلیق دیتے ہوئے اس حقیقت کو عموماً بروئے کار لایا جاتا ہے۔

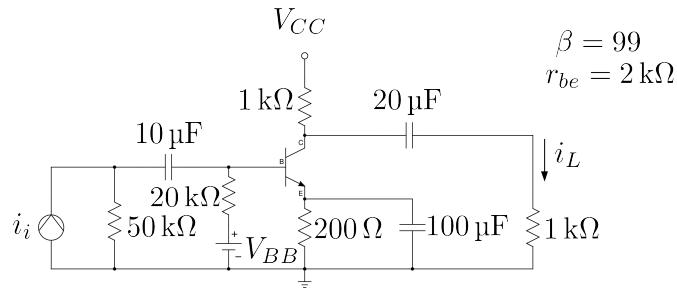
اسی طرح مثال 6.7 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ میں اور ایکٹر دونوں پر کپسٹر نسب ہونے کی صورت میں دور کو حل کرنا دشوار ہوتا ہے اور اسے حل کرنے سے زیادہ قابل استعمال مساواتیں حاصل نہیں ہوتیں۔

عموماً ایکلٹر میں  $C_B$  اور  $C_E$  تینوں پائے جاتے ہیں۔ ایکلٹر کسی مخصوص اشارے کے لئے تخلیق دیتے جاتا ہے۔ اشارے کی کم سے کم اور زیادہ سے زیادہ ممکنہ تعداد کو مد نظر رکھتے ہوئے ایکلٹر تخلیق دیا جاتا ہے۔ ایکلٹر کی پست انقطاعی تعداد اشارے کے کم سے کم ممکنہ تعداد سے کم رکھا جاتا ہے۔ یوں ایکلٹر پست انقطاعی تعداد تک درمیانی تعداد کی افزائش برقرار رکھتا ہے جبکہ پست انقطاعی نقطے سے کم تعداد پر ایکلٹر کی کارکردگی اہمیت نہیں رکھتی چونکہ اس خطے میں اسے استعمال نہیں کیا جاتا۔

لیتے ہوئے  $C = \frac{1}{\omega_0 R_m}$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں کم  $R_m$  کی صورت میں  $C$  کی بڑی قیمت حاصل ہوتی ہے۔ حقیقی ایکلٹر میں  $C_E$  کے ساتھ کل متوازی جڑی مزاحمت کی قیمت  $C_B$  اور  $C_C$  کے متوازی مزاحموں سے کم ہوتی ہے۔ لہذا کسی بھی  $\omega_0$  کے لئے درکار  $C_E$  کی قیمت تقییدوں کے پیاوے کپسٹروں سے بڑی ہوتی ہے۔ اسی لئے پست انقطاعی تعداد کو  $C_E$  کے مدد سے حاصل کیا جاتا ہے جبکہ  $C_B$  اور  $C_C$  سے حاصل انقطاعی نقطوں کو اس سے کئی درجے کم تعداد پر رکھا جاتا ہے۔ یوں حاصل  $C_E$  کی قیمت کم سے کم ہو گی۔ اگر اس کے برعکس  $C_B$  یا  $C_C$  کی مدد سے درکار پست انقطاعی نقطے حاصل کیا جائے تو اس صورت میں  $C_E$  سے حاصل نقطے کو اس سے بھی کم تعداد پر رکھنا ہو گا جس سے  $C_E$  کی قیمت زیادہ حاصل ہو گی۔

آئیں ایک مثال کی مدد سے ایسے ایکلٹر کا تجزیہ کریں۔

مثال 6.8: شکل 6.17 میں  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  کا درمیانے تعداد پر افزائش  $A_i$  حاصل کریں۔ اس کا پست انقطاعی تعداد بھی حاصل کریں۔



شکل 6.17

حل: شکل 6.18 میں مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $C'_e = \frac{C_e}{\beta+1}$  اور  $R'_e = (\beta+1) R_e$  استعمال کئے گئے ہیں۔ درمیانی تعداد پر تمام کپیسٹر قصر دور کردار ادا کریں گے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{i_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{i_i} \\ &= \left( \frac{-1000}{2000} \right) (99) \left( \frac{1}{2000} \right) (1754) \\ &= -43 \frac{\text{A}}{\text{A}} \end{aligned}$$

یعنی  $32.67 \text{ dB}$  حاصل ہوتا ہے۔

ہم دیکھتے ہیں کہ  $C_c$  کی وجہ سے ایک عدد قطب

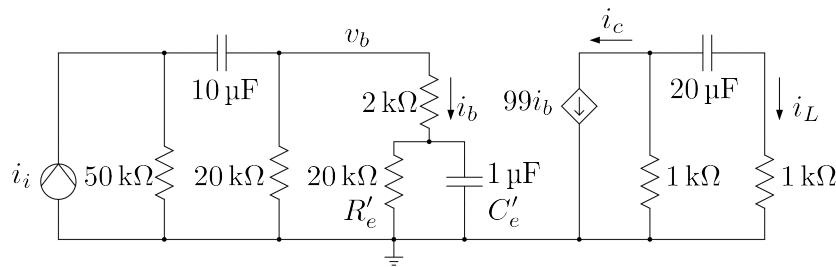
$$\omega_{qc} = \frac{1}{20 \times 10^{-6} \times 2000} = 25 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر پایا جائے گا۔  $C_e$  اور  $C_b$  کے کردار پر اب غور کرتے ہیں۔  $C_e$  کا عکس ٹرانزسٹر کے میں جانب لیا گیا ہے جو کہ  $1 \mu\text{F}$  کے برابر ہے۔ یوں جن تعداد پر  $1 \mu\text{F}$  اہمیت رکھتا ہے ان تعداد پر  $C_b$  بطور قصر دور کردار ادا کرے گا۔  $C_b$  کو قصر دور تصور کرتے ہوئے  $1 \mu\text{F}$  کے متوازی کل مزاجت

$$R'_e \parallel (r_{be} + r_i \parallel R_b) = 8.976 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے لہذا  $1 \mu\text{F}$  سے حاصل قطب

$$\omega_{qe} = \frac{1}{10^{-6} \times 8976} = 111.4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$



شکل 6.18

پر پایا جائے گا۔ اسی طرح جن تعداد پر  $10 \mu\text{F}$  انبیت رکھتا ہے ان تعداد پر  $1 \mu\text{F}$  بطور کھلے دور کردار ادا کرے گا۔  $1 \mu\text{F}$  کو کھلے دور تصور کرتے ہوئے  $10 \mu\text{F}$  کے متوازی کل مزاحمت

$$r_i + R_b \parallel [r_{be} + R'_e] = 60.476 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$\omega_{qb} = \frac{1}{10 \times 10^{-6} \times 60476} = 1.65 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر قطب پایا جائے گا۔ آپ نے دیکھا کہ

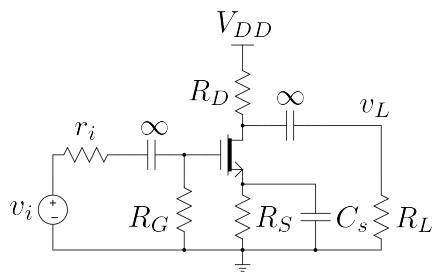
$$\omega_{qe} \gg \omega_{qc} \gg \omega_{qb}$$

ہیں۔ یوں پست انتظامی تعداد  $\omega_L = \omega_{qe}$  پر پایا جائے گا۔

مندرجہ بالا حساب و کتاب میں  $\omega_{qe}$  پر ہم نے  $C_b$  کو قصر دور تصور کیا تھا جبکہ  $\omega_{qb}$  پر اسے کھلے دور تصور کیا تھا۔ آئیں دیکھیں کہ کیا ایسا کرنا درست تھا۔  $\omega_{qe}$  کی برقی رکاوٹ کی حقیقت قیمت

$$\left| \frac{1}{\omega_{qe} C_b} \right| = \frac{1}{111.4 \times 10 \times 10^{-6}} = 0.898 \text{ k}\Omega$$

ہے۔  $C'_e$  کے متوازی کل مزاحمت کے لحاظ سے یہ چھوٹی مقدار ہے جسے نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\omega_{qe}$  پر  $C_b$  کی برقی رکاوٹ کو نظر انداز کرتے ہوئے اسے قصر دور تصور کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح



شکل 6.19

$$\neq \omega_{qb}$$

$$\left| \frac{1}{\omega_{qb} C_e} \right| = \frac{1}{1.65 \times 10^{-6}} = 606 \text{ k}\Omega$$

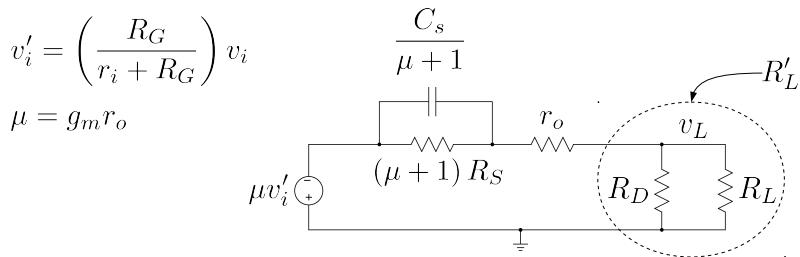
ہے لہذا  $\omega_{qb}$  پر  $C_e$  کو کھلے دور تصور کیا جا سکتا ہے۔

### 6.9 پست انقطائی تعدد بذریعہ سورس کپیسٹر

شکل 6.19 میں گیٹ اور مکلٹر کپیسٹروں کی قیمت لاحدہ دور کریں۔  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کرتے ہوئے پست انقطائی تعدد  $\omega_L$  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 527 پر شکل 4.51 کے طرز پر موجودہ دور کا مساوی دور بناتے ہوئے شکل 6.20 حاصل ہوتا ہے۔ مساوی دور میں سورس پر پائے جانے والے برقی رکاوٹ  $(\mu + 1)$  سے ضرب ہو کر مکلٹر منتقل ہوتے ہیں۔  $C_s$  کی رکاوٹ  $\frac{1}{sC_s}$  یوں  $\frac{\mu+1}{sC_s}$  ہو جائے گی یعنی کپیسٹر کی قیمت  $\frac{C_s}{\mu+1}$  ہو جائے گی۔



6.20 ج

مساوی دور میں متوازی جڑے مزاحمت اور کپیٹر کی کل بر قی رکاوٹ کو  $Z$  لکھتے ہیں جہاں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{(\mu + 1) R_S} + \frac{s C_s}{\mu + 1}$$

$$Z = \frac{(\mu + 1) R_S}{1 + s R_S C_s}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح

$$v_L = \left( \frac{R'_L}{Z + r_o + R'_L} \right) (-\mu v'_i)$$

$R'_L = \frac{R_L R_D}{R_L + R_D}$  کھا جاسکتا ہے جہاں  $Z$  کے برابر ہے۔ اس میں  $Z$  پُر کرتے ہیں۔

$$v_L = \frac{-\mu R'_L v'_i}{\frac{(\mu+1)R_S}{1+sR_SC_s} + r_o + R'_L}$$

ج

$$\frac{v_L}{v'_i} = \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu + 1) R_S + (1 + s R_S C_s) (r_o + R'_L)}$$

$$= \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu + 1) R_S + r_o + R'_L + s R_S C_s (r_o + R'_L)}$$

$$= \left( \frac{-\mu R'_L}{r_o + R'_L} \right) \frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \frac{(\mu+1)R_S+r_o+R'_L}{R_S C_s (r_o + R'_L)}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پہلی قوسین میں  $\mu = g_m r_o$  پر کرنے سے اس قوسین کو

$$\begin{aligned}\frac{-g_m r_o R'_L}{r_o + R'_L} &= -g_m (r_o \parallel R'_L) \\ &= -g_m (r_o \parallel R_L \parallel R_D) \\ &= -g_m R_{\parallel}\end{aligned}$$

لکھا جاسکتا 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۔ افراہش

$$(6.47) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \left( \frac{v_L}{v'_i} \right) \times \left( \frac{v'_i}{v_i} \right)$$

$$(6.48) \quad = -g_m R_{\parallel} \left[ \frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \omega_L} \right] \left( \frac{R_G}{r_i + R_G} \right)$$

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 تعداد ہے۔  $\omega_L$  کو مزید یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(6.50) \quad \omega_L = \frac{1}{R_m \frac{C_s}{\mu+1}}$$

جہاں  $R_m$  شکل 6.20 میں  $\frac{C_s}{\mu+1}$  کے متوازی کل مزاحمت ہے یعنی

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{(\mu+1) R_S} + \frac{1}{r_o + R'_L}$$

$$R_m = \frac{(\mu+1) R_S (r_o + R'_L)}{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}$$

درمیانی تعداد پر انفرائش 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 جا سکتا ہے۔

مثال 6.9: شکل 6.19 میں  $r_o = 0$ ،  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ ،  $R_D = 4.7 \text{ k}\Omega$ ،  $R_S = 1 \text{ kHz}$  اور  $C_s = 10 \text{ pF}$  کو پرکھنے کی خاطر درکار  $A_v$  حاصل کریں۔ درمیانی تعداد پر انفرائش  $A_v$  بھی حاصل کریں۔

حل: مساوات 6.49 کی مدد سے

$$2 \times \pi \times 20 = \frac{(0.004 \times 10000 + 1) \times 1000 + 10000 + 4489}{1000 \times C_s (10000 + 4489)}$$

جتنی  $R'_L = 4489 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات میں  $C_s = 30.5 \mu\text{F}$  پر کیا گیا ہے۔

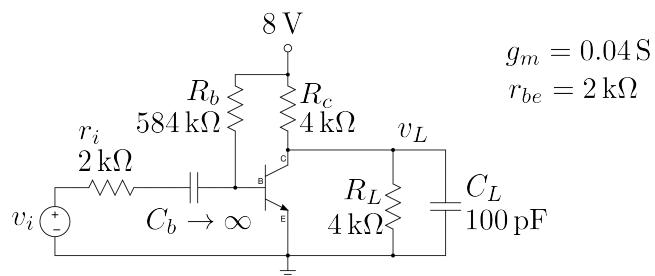
مساوات 6.51 میں

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{\parallel}} &= \frac{1}{10000} + \frac{1}{100000} + \frac{1}{4700} = 3.22765 \times 10^{-4} \\ R_{\parallel} &= 3098 \end{aligned}$$

پر کرتے ہوئے

$$A_{vD} = -0.004 \times 3098 = -12.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.21

اب تک ہم نے جتنے بھی مثال دیکھے ان تمام میں یہ ورنی جڑے کپیسٹر کی وجہ سے پست انقطاعی نقطے حاصل ہوئے۔ آئیں اب ایک ایسا مثال دیکھیں جہاں یہ ورنی 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۔

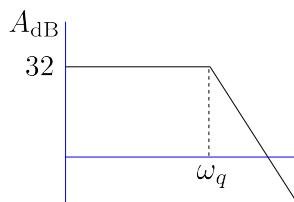
مثال 6.10: شکل 6.21 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کا بوڈا خط کچھیں۔

جل: اس کو آپ آسانی سے حل کر سکتے ہیں۔ جواب مندرجہ ذیل ہے۔

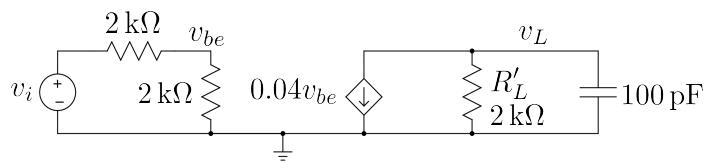
$$A_v = -g_m \left( \frac{R_b \parallel r_{be}}{r_i + R_b \parallel r_{be}} \right) \left( \frac{R_c \parallel R_L}{\frac{s}{\omega_q} + 1} \right) = \frac{-40}{\frac{s}{5 \times 10^6} + 1}$$

$$\omega_q = \frac{1}{(R_c \parallel R_L) C_L} = 5 \times 10^6$$

بوڈا خط شکل 6.22 میں دیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\omega_q$  سے کم تعداد کے اشارات پر کپیسٹر کا کوئی اثر نہیں۔ یوں  $\omega_q$  بلند انقطاعی تعداد ہے۔



شکل 6.22



شکل 6.23

مثال 6.11: مثال 6.10 میں اگر داخلی اشارہ صفر ولٹ سے یکدم  $20\text{ mV}$  ہو جائے تو  $v_L$  نئی قیمت کے حتمی قیمت کے  $90\%$  کتنی دیر میں پہنچ پائے گا۔

حل: شکل 6.23 میں  $R_b$  کو نظر انداز اور  $R_c \parallel R_L$  لکھتے ہوئے مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ جیسے ہی داخلی اشارہ  $20\text{ mV}$  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 برائی روکے تحت خارجی جانب

$$C_L \frac{dv_L}{dt} + \frac{v_L}{R'_L} + g_m v_{be} = 0$$

$$C_L \frac{dv_L}{dt} + \frac{v_L}{R'_L} + 0.0004 = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جسے

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L} (v_L + 0.0004 R'_L)$$

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L} (v_L + 0.8)$$

یا

$$\frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{dt}{R'_L C_L}$$

لکھتے ہیں۔ اس کا تکمیل لیتے ہیں

$$\int \frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{1}{R'_L C_L} \int dt$$

$$\ln(v_L + 0.8) = -\frac{t}{R'_L C_L} + K'$$

$$v_L + 0.8 = K e^{-\frac{t}{R'_L C_L}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں  $K'$  اور  $K = 0.8$  میں  $v_L = 0$  پر  $t = 0$  میں حاصل ہوتا ہے لہذا

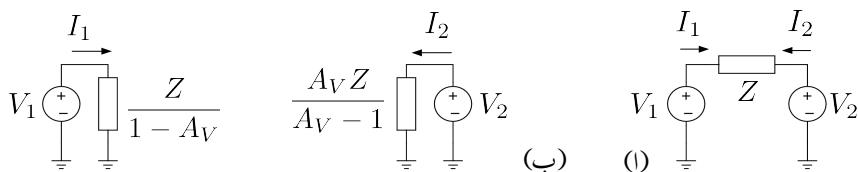
$$v_L = 0.8 \left( e^{-\frac{t}{R'_L C_L}} - 1 \right)$$

$$= 0.8 \left( e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

لامحدود وقت گزرنے کے بعد یعنی  $t \rightarrow \infty$  پر اس مساوات کے تحت  $v_L = -0.8 \text{ V}$  ہو گا۔ یہ اس قیمت کے 90% قیمت حاصل کرنے کی خاطر حل کرتے ہیں

$$-0.9 \times 0.8 = 0.8 \left( e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

جس سے  $t = 0.46 \mu\text{s}$  حاصل ہوتا ہے۔



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 نہیت ضروری ہے۔ جہاں بھی تیز رفتار سے تبدیل ہونے والا اشارہ پایا جائے وہاں  $C_L$  درحقیقت 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 تعدد انقطامی نقطوں پر غور کریں اور جن کپیسٹروں سے یہ نقطے پیدا ہوتے ہیں ان کی نشاندہی کریں۔ پہلے مسئلہ ملر پر غور کرتے ہیں جو آگے بار بار استعمال ہو گا۔

### 6.10 مسئلہ ملر

ٹرانزسٹر ایمپلینیٹر کا بلند تعدادی رد عمل دیکھنے سے پہلے شکل 6.24 کی مدد سے مسئلہ ملر<sup>30</sup> پر غور کرتے ہیں<sup>31</sup>۔ شکل الف میں دو برقی دباؤ کے مابین برقی رکاوٹ  $Z$  نسب کی گئی ہے۔  $V_1$  سے باہر لکھتے برقی رو کو  $I_1$  سے ظاہر کرتے ہوئے

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z}$$

<sup>30</sup>Miller theorem, <sup>31</sup>جان ملن ملنے اس مسئلے کو دریافت کیا

حاصل ہوتا ہے۔ آئیں اس برقی روکو قدر مختلف طریقے سے لکھیں۔

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{V_1 - V_2}{Z} \\ &= V_1 \left( \frac{1 - \frac{V_2}{V_1}}{Z} \right) \\ &= \frac{V_1}{\left( \frac{Z}{1 - \frac{V_2}{V_1}} \right)} \end{aligned}$$

جس کو مزید یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(6.52) \quad I_1 = \frac{V_1}{Z_M}$$

جہاں

$$(6.53) \quad Z_M = \frac{Z}{1 - \frac{V_2}{V_1}}$$

کے برابر ہے۔ اس مساوات میں

$$(6.54) \quad \frac{V_2}{V_1} = A_V$$

لکھتے ہوئے

$$(6.55) \quad Z_M = \frac{Z}{1 - A_V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 6.24 ب میں  $V_1$  کے ساتھ  $Z_M$  جوڑا دکھایا گیا ہے۔ جہاں تک  $V_1$  کا تعلق ہے، شکل 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۔  $Z_M$  ملہ برقی رکاوٹ پکارا جاتا ہے۔<sup>32</sup>

---

<sup>32</sup>  $Z_M$  ملہ سننے نے زیرِ نوشت میں بڑے حدود فتحی میں  $M$  ملہ غافلہ کرتا ہے

آئیں اب  $V_2$  کے نقطہ نظر سے دیکھیں جس سے باہر نکلتے ہوئے برقی روکو  $I_2$  سے ظاہر کرتے ملتا ہے

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{V_2 - V_1}{Z} \\ &= V_2 \left( \frac{1 - \frac{V_1}{V_2}}{Z} \right) \\ &= \frac{V_2}{\left( \frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \right)} \end{aligned}$$

جسے

$$(6.56) \quad I = \frac{V_2}{Z'_M}$$

لکھ سکتے ہیں جہاں

$$\begin{aligned} Z'_M &= \frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \\ &= \frac{Z}{\frac{V_1}{V_2} \left( \frac{V_2}{V_1} - 1 \right)} \\ &= \frac{\left( \frac{V_2}{V_1} \right) Z}{\frac{V_2}{V_1} - 1} \end{aligned}$$

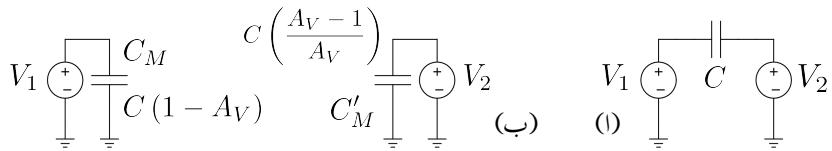
یعنی

$$(6.57) \quad Z'_M = \frac{A_V Z}{A_V - 1}$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.24 میں  $V_2$  کے ساتھ  $Z$  کی جگہ  $Z'_M$  جوڑا دکھایا گیا ہے۔  $V_2$  کے نقطہ نظر سے شکل اف اور شکل ب مساوی ادوار ہیں۔

شکل 6.24 میں  $Z$  کی جگہ کپیسٹر  $C$  نسب کرنے سے شکل 6.25 حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 6.55 میں کپیسٹر کی برقی رکاوٹ کو  $\frac{1}{j\omega C}$  لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} \frac{1}{j\omega C_M} &= \frac{\left( \frac{1}{j\omega C} \right)}{1 - A_V} \\ &= \frac{1}{j\omega C (1 - A_V)} \end{aligned}$$



شکل 6.25: ملر کپیٹر

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 لگے حصے میں بار بار استعمال ہو گا۔  $C_M$  ملر کپیٹر<sup>33</sup> پکارا جاتا ہے۔

## 6.11 بلند تعدادی رد عمل

گزشتہ حصوں میں پست تعداد پر ٹرانزسٹر ایمپلیفیئر کی کارکردگی دیکھی گئی، جہاں ٹرانزسٹر کے ساتھ یہ ورنی جڑے کپیٹروں کی وجہ سے پائے جانے والے پست انتظامی نقطوں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں بلند تعداد پر ایمپلیفیئر کی

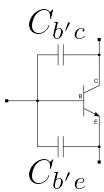
Miller's capacitor<sup>33</sup>

کارکردگی دیکھی جائے گی۔ بلند تعداد پر ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ  $\frac{1}{\omega C}$  نہایت کم ہوتی ہے اور یوں انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔ بلند تعداد پر ٹرانزسٹر کے اندر ورنی کپیسٹروں کی وجہ سے بلند انقطاعی نظم 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۔

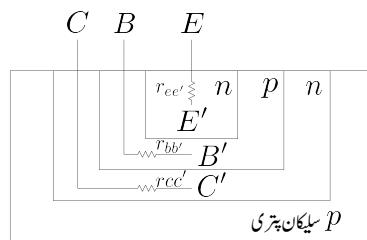
### 6.11.1 بلند تعدادی پائے π ریاضی نمونہ

استعمال کے دوران ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپلیکیٹ جوڑ کو الٹ ماکل طرح، اس الٹ ماکل  $p-n-p$  پر ویران خطہ پایا جاتا ہے جس کے ایک جانب ثابت بار جبکہ دوسری جانب منفی بار پایا جاتا ہے۔ یہ والٹ قسم کے بار مل کر کپیسٹر کو جنم دیتے ہیں جسے  $C_{b'e}$  کی علامت سے پیچانا جاتا ہے۔ اس کپیسٹر کی قیمت نہیں کم ہوتی ہے جو پست تعداد پر چلنے والے ٹرانزسٹروں میں  $30 \text{ pF}$  کے لگ بھگ جبکہ بلند تعداد پر چلنے والے ٹرانزسٹروں میں  $1 \text{ pF}$  یا اس سے بھی کم ہوتی ہے۔ اس کپیسٹر کی قیمت التاماکل کرنے والے برقی دباد  $V_{CB}$  پر منحصر ہوتی ہے۔ حقیقت میں  $C_{b'e}$  کی قیمت  $C_{b'e} = V_{CB}^{-\frac{1}{3}}$  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 بیس-ایمپلیکیٹ جوڑ پر کپیسٹر  $C_{b'e}$  پایا جاتا ہے جس کی قیمت  $100 \text{ pF}$  تا  $5000 \text{ pF}$  پائی جاتی ہے۔ آئینی دیکھیں کہ یہ کپیسٹر کس طرح پیدا ہوتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپلیکیٹ پر ثابت اشارے کی موجودگی میں ایمپلیکیٹ سے بیس کی جانب آزاد الیکٹران روؤں ہوتے ہیں جن کا پیشتر حصہ بیس خطے سے بذریعہ نفوذ گز کر آخر کار ملکٹر پہنچ کر  $i_c$  کا حصہ بنتے ہیں۔ اب تصور کریں کہ اس سے پہلے کہ الیکٹران میں خطے سے گزر پائیں، مہیا کرده اشارے منفی کی جانب بنتے ہیں۔ آزاد الیکٹران اشارے کی نئی حقیقت کو دیکھتے ہوئے واپس ایمپلیکیٹ سرے کی جانب چل پڑیں گے۔ تیجتاً ملکٹر سرے پر برقی رو  $i_c$  کی مقدار نسبتاً کم ہو جائے گی۔ اس عمل کو مد نظر رکھتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے کارکردگی کے لئے ضروری ہے کہ بیس خطے سے الیکٹران کے گزرنے کا دورانیہ مہیا کرده اشارے کے دوری عرصے سے کم ہو۔ جیسے جیسے اشارے کی تعداد بڑھائی جائے، ویسے ویسے ملکٹر 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 بیس خطے سے گزرنے والے آزاد الیکٹران کبھی ملکٹر اور کبھی ایمپلیکیٹ کی کوشش ہی کرتے رہ جاتے ہیں۔ یوں بیس خطے میں گھیرے الیکٹرانوں کی تعداد کل برقی رو  $I_{EQ}$  پر منحصر ہوتی ہے۔  $C_{b'e}$  کی مقدار بیس خطے میں گھیرے بار کی مقدار پر منحصر ہوتی ہے اور یوں اس کی قیمت برقی رو کے راست تناسب ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر کے اندر ورنی کپیسٹروں کو شکل 6.26 میں بطور بیرونی کپیسٹر دکھایا گیا ہے۔



شکل 6.26: ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹر کو بطریور دینی کپیسٹر دھایا گیا ہے



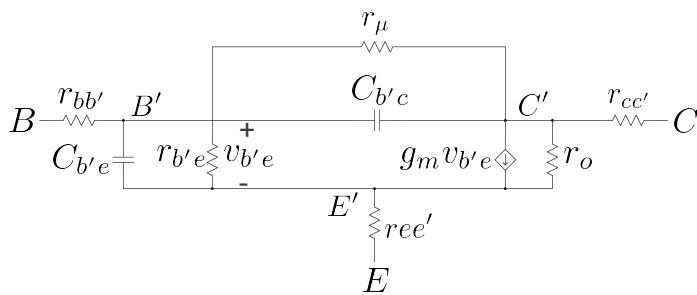
شکل 6.27: ٹرانزسٹر کے اندر ونی مزاحمت

شکل 6.27 میں ٹرانزسٹر کی ساخت دکھائی گئی ہے جہاں بیرونی سروں کو حسب معقول  $E$ ،  $B$  اور  $C$  کہا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس کے بیرونی سرے  $B$  اور اندر ونی نقطہ  $B'$  کے درمیان غیر مطلوب مزاحمت<sup>34</sup> پیا جاتا ہے۔ یہ مزاحمت بیس خطے کی خصوصیات پر منحصر ہوتا ہے۔ اسی طرح ایمیٹر پر  $r_{ee'}$  اور گلکسٹر پر  $r_{cc'}$  غیر مطلوب مزاحمت پائے جاتے ہیں۔ الٹ ماٹلبیس ایمیٹر جوڑ میں الٹی جانب یک سمت برتنی رو کو مزاحمت  $r_\mu$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں  $r_{ee'}$ ،  $r_{cc'}$  اور  $r_\mu$  کو صفر تصور کرتے ہوئے نظر انداز کیا جائے گا۔

ٹرانزسٹر کے پست تعددی پائے ریاضی نمونے میں ان تمام اجزاء کی شمولیت سے بند تعددی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جس کو شکل 6.28 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 6.29 الف میں اسی کا سادہ دور دکھایا گیا ہے جس میں  $r_{ee'}$  اور  $r_{cc'}$  کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کو قلم و کاغذ سے حل کرنا زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس کتاب میں اسی ریاضی نمونے کو استعمال کیا جائے گا۔

$r_{bb'}$  کی قیمت بیس خطے کی چوڑائی کے راست تناسب ہوتی ہے۔ پست تعددی ٹرانزسٹر کے بیس خطے کی چوڑائی بند تعددی ٹرانزسٹر کے بیس خطے کی چوڑائی سے زیادہ ہوتی ہے۔ اسی لئے پست تعددی ٹرانزسٹر کی  $r_{bb'}$  بند تعددی

parasitic resistor<sup>34</sup>

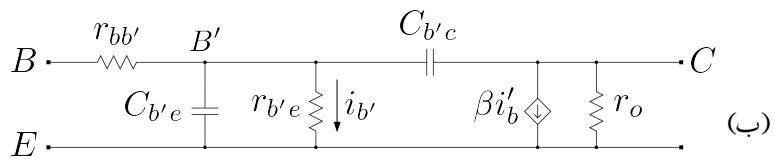
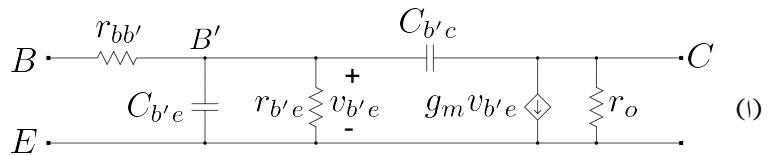


شکل 6.28: بلند تعدادی پائے ریاضی نمونہ

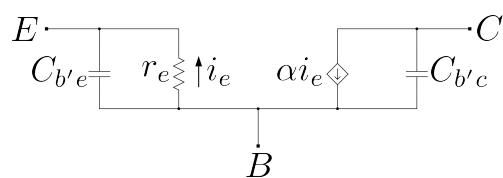
ٹرانزسٹر کے  $r_{bb'}$  سے زیادہ ہوتی ہے۔  $r_{bb'}$  کو مستقل تصور کیا جاتا ہے جس کی قیمت  $10\Omega$  ۳  $50\Omega$  ۴ ۳.۱۸۷ کے ہوتی ہے۔ پست تعدادی پائے ریاضی نمونے کے جزو  $r_{be}$  کو یہاں  $r_{b'e}$  کہا گیا ہے۔ یوں مساوات کے تحت

$$(6.60) \quad r_{b'e} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

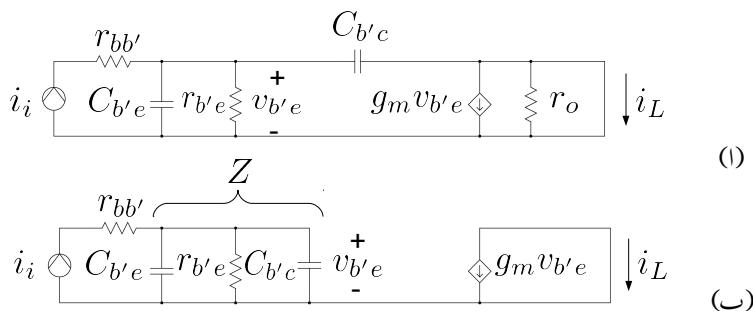
کے برابر ہے۔  $v_{b'e} = i'_b r_{b'e}$  لکھتے ہوئے اور مساوات 3.188 سے  $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$  کے استعمال سے شکل الف کے  $i_c = \beta i'_b$  کو  $i_c = g_m v_{b'e}$  لکھا کا سکتا ہے جس سے قدر مختلف شکل ب میں دکھایا گیا بلند تعدادی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں  $i'_b$  پر دوبارہ غور کریں۔ یہ  $r_{b'e}$  میں سے گزرتی برقی رو ہے نا کہ ٹرانزسٹر کے اندر ونی نیں 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 داعلی برقی رو کا کچھ حصہ گزرے گا جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر کی افزائش میں کمی رونما ہو گی۔ ٹرانزسٹر کے پست تعدادی ٹی ریاضی نمونے کو صفحہ 336 پر شکل 3.77 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.77 پ میں ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹر کے شمولیت سے شکل 6.30 حاصل ہوتا ہے جس میں  $r_{bb'}$  شامل نہیں کیا گیا۔ ٹی ریاضی نمونے کا استعمال مشترکہ بیس ایکلیفیاٹ حل کرتے وقت آتا ہے جہاں  $r_{bb'}$  کے اثر کو نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے میں  $i_e$  وہ برقی رو ہے جو اندر ونی مزاجمت  $r_e$  میں سے گزرتی ہے۔



شکل 6.29: ساده بند تعددی پایه ریاضی نمونه



شکل 6.30: بند تعددی اُریاضی نمونه



شکل 6.31: قصر دور بر قی روا فراش

### 6.11.2 مشترک کے ایکٹر بلند انقطعائی تعداد

شکل 6.29 اف کے خارجی جانب بر قی بوجھ  $R_L$  جوڑ کر افراش بر قی رو  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کی جاسکتی ہے جس کی قیمت  $R_L$  بڑھانے سے لگھتے گی۔ ایسا کرنے کی وجہ سے، جیسا کہ شکل 6.31 اف میں دکھایا گیا ہے، ہم  $R_L = 0$  رکھتے ہوئے قصر دور افراش بر قی رو  $A_i$  حاصل کرتے ہیں جو اس کی زیادہ ممکنہ قیمت ہے۔ چونکہ  $R_L = 0$  سے مراد ٹرانزیستر کے ملکٹر کو اس 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۔ چونکہ ٹرانزیستر کا ملکٹر بھی بر قی زمین پر ہے لہذا  $C_{b'c}$  کا یہ سرا ملکٹر کے ساتھ جڑ جاتا ہے۔ ان حقائق کو مد نظر رکھتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔ شکل اف میں ہم دیکھتے ہیں کہ  $C_{b'c}$  میں داخلی جانب سے خارجی جانب بر قی رو گزرے گی جبکہ شکل ب میں ایسا نہیں ہوتا۔ ہم  $C_{b'c}$  میں داخلی جانب سے خارجی جانب گزرتے ہوئے بر قی رو کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل 6.31 کی مدد 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

$$\begin{aligned}
 A_i \Big|_{v_{ce}=0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{b'e}} \right) \left( \frac{v_{b'e}}{i_i} \right) \\
 &= (-1) (g_m) (Z) \\
 &= \frac{-g_m r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e} + 1} \\
 &= \frac{-g_m r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e} \left[ s + \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}} \right]}
 \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ اس کو مزید یوں لکھ سکتے ہیں

$$(6.61) \quad A_i \Big|_{v_{ce}=0} = - \left( \frac{\beta \omega_\beta}{s + \omega_\beta} \right) = - \left( \frac{\beta}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \right)$$

جہاں  $g_m r_{b'e} = \beta$  اور

$$(6.62) \quad \omega_\beta = 2\pi f_\beta = \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}}$$

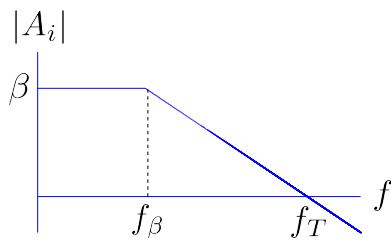
کے برابر ہے۔  $A_i$  کی جتنی قیمت

$$(6.63) \quad |A_i|_{v_{ce}=0} = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left( \frac{f}{f_\beta} \right)^2}}$$

حاصل ہوتی ہے۔  $f_\beta$  کو ٹرانزیٹ کی قصر دور بند اقتلاعی تعداد کہتے ہیں۔ مساوات 6.62 میں  $C_{be'} \gg C_{bc'}$  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 جتنی قیمت کا بوڈا خط شکل 6.32 میں دکھایا گیا ہے۔ مساوات 6.2 کی مدد سے ہم دیکھتے ہیں کہ  $f_\beta$  ایکلیناٹر کے دائرہ کارکردگی<sup>35</sup>  $B$  کے برابر ہے۔ بوڈا خط میں  $f_T$  تعداد کا ذکر کیا گیا ہے۔ یہ وہ



شکل 6.32: بلند تعدادی پوڑا خٹ

تعداد ہے جس پر افزائش کی قیمت 0 dB یعنی ایک (1) کے برابر ہو جاتی ہے۔ آئین  $f_T$  پر مزید غور کریں۔ مساوات 6.61 سے تعداد کی وہ قیمت حاصل کی جاسکتی ہے جس پر قصر دور افزائش کی حقیقی قیمت ایک (1) کے برابر ہو۔ اس تعداد کو  $\omega_T$  لکھتے ہوئے

$$|A_i| = \frac{\beta \omega_\beta}{\sqrt{\omega_T^2 + \omega_\beta^2}} = 1$$

سے

$$\beta \omega_\beta = \sqrt{\omega_T^2 + \omega_\beta^2}$$

اور اس کا مرحلہ لیتے ہوئے حل کرتے

$$\beta^2 \omega_\beta^2 = \omega_T^2 + \omega_\beta^2$$

یعنی

$$(6.65) \quad \begin{aligned} \omega_T^2 &= \beta^2 \omega_\beta^2 - \omega_\beta^2 \\ \omega_T &= \omega_\beta \sqrt{\beta^2 - 1} \end{aligned}$$

چونکہ  $\beta \gg 1$  ہوتا ہے لہذا

$$(6.66) \quad \begin{aligned} \omega_T &\approx \beta \omega_\beta \\ f_T &\approx \beta f_\beta \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ اس مساوات کے تحت  $f_T$  دراصل ٹرانزسٹر کے  $\beta$  اور  $f_\beta$  کا حاصل ضرب ہے۔ اسی سے  $f_T$  کو ٹرانزسٹر کا افزاں شدہ ضربے دائرہ کارکردگی<sup>36</sup> کہتے ہیں۔ ٹرانزسٹر کے بلند تعدادی صلاحیت کو اس کے معلوماتی صفحات<sup>37</sup> 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 جاسکتا ہے کہ اگر دو مختلف ٹرانزسٹروں کی  $f_T$  برابر جبکہ ان کے  $\beta$  برابر نہ ہوں تو کم  $\beta$  والے ٹرانزسٹر کا  $f_\beta$  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۔

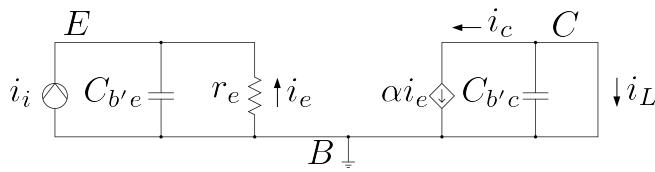
مساوات 6.66 کے مطابق  $f_T$  وہ حتیٰ بلند تعداد ہے جس تک مشترکہ ایمپلیفیاٹر اشارے کا جیٹہ بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس مساوات کو حاصل کرتے وقت  $C_{b'c}$  کے راستے ملکٹر تک پہنچتے بر قی روکو نظر انداز کیا گیا جس کی وجہ سے حقیقت میں مشترکہ ایمپلیفیاٹر کبھی بھی  $f_T$  تعداد کے اشارات کو نہیں بڑھا سکتا۔

### 6.11.3 مشترکہ بین بلند انقطاعی تعداد

آئیں مشترکہ بین طرز پر استعمال کئے جانے والے ایمپلیفیاٹر کی بلند انقطعی تعداد حاصل کریں۔ بلند انقطعی تعداد ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے مزاحمت وغیرہ پر بھی مخصر ہو گا۔ دو مختلف ٹرانزسٹروں کا آپس میں موازنہ کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے پر زوں کے اثر کو شامل نہ کیا جائے۔ یوں مشترکہ بین بلند تعدادی ریاضی نمونے کو استعمال کرتے ہوئے شکل 6.33 کو زنجیری ضرب سے حل کرتے ہیں۔

---

gain bandwidth product<sup>36</sup>  
data sheet<sup>37</sup>



شکل 6.33: مشترک میں قصر دور برقی روا فراہم

$$\begin{aligned}
 A_i \Big|_{v_{cb} \rightarrow 0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{i_e} \right) \left( \frac{i_e}{i_i} \right) \\
 &= (-1) (\alpha) \left( \frac{-\frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{r_e + \frac{1}{j\omega C_{b'e}}} \right) \\
 &= \frac{\alpha}{j\omega C_{b'e} r_e + 1}
 \end{aligned}$$

جہاں پہلی تو سین میں منفی کی علامت اس لئے استعمال کئے گئے کہ اس تو سین کے برقی رو \$i\_L\$ اور \$i\_c\$ آپس میں الٹ سمت رکھتے ہیں۔ اسی طرح تیسرا تو سین میں \$i\_i\$ اور \$i\_e\$ آپس میں الٹ سمت رکھتے ہیں۔ مندرجہ بالا مساوات میں

$$C_{b'e} r_e = \frac{C_{b'e} r_{b'e}}{\beta} = \frac{1}{\beta \omega_\beta} = \frac{1}{\omega_T}$$

لیتے ہوئے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(6.68) \quad A_i \Big|_{v_{cb} \rightarrow 0} = \frac{\alpha}{j \frac{\omega}{\omega_T} + 1}$$

اس مساوات کے مطابق مشترک میں طرز کے ایکلیفیاٹ کی بلند انقلائی تعداد، جسے \$\omega\_\alpha\$ پکارا جاتا ہے، ٹرانزیستر کے \$\omega\_T\$ کے برابر ہوتا ہے یعنی

$$(6.69) \quad \omega_\alpha = \beta \omega_\beta = \omega_T$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مشترک میں طرز کے ایکلیفیاٹ انہائی بلند انقلائی تعداد رکھتے ہیں۔ حقیقت میں \$\omega\_T\$ کے تعداد پر بیہاں استعمال کیا گیا ٹرانزیستر کا بلند تعدادی 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  $\lambda$  کی قیمت 0.2 تا 1 ہوتی ہے۔  $\lambda$  کی عمومی قیمت 0.4 ہے۔

### 6.11.4 $f_T$ کا تجرباتی تخمینہ

$f_T$  نہیں بلند تعداد ہے جسے ناپنا قدر مشکل ہوتا ہے۔ مساوات 6.63 کو استعمال کرتے ہوئے  $f_T$  کو کم تعداد پر ناپا جاسکتا ہے۔ اس مساوات کے مطابق اگر  $A_i$  کو تعدد  $f_1$  پر ناپا جائے جہاں ( $f_1 \gg f_\beta$ ) ہو مثلاً  $f_1$  کی قیمت  $f_\beta$  کے پانچ یا چھ گناہ ہو تو اسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(6.71) \quad |A_i|_{v_{ce}=0} \approx \frac{\beta f_\beta}{f_1} = \frac{f_T}{f_1}$$

لہذا  $f_1$  تعداد پر  $|A_i|_{v_{ce}=0}$  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 ٹرانزیستر جس کا  $I_{CQ} = 0.75 \text{ mA}$  اور  $f_\beta = 1.3 \text{ MHz}$  اور  $\beta = 200$  ہے۔ اس 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۔  $\leftarrow I_{CQ}$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{0.75 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 0.03 \text{ S}$$

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 تعدادی رد عمل

شکل 6.34 میں مشترکہ ایکٹر ایکلیفائر اور اس کا بلند تعداد مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ یہ بلند تعداد پر استعمال ہونے والے مشترکہ ایکٹر ایکلیفائر کی عمومی شکل ہے۔ آئیں پہلے مساوی دور کی سادہ شکل حاصل کریں تاکہ توجہ ملکپیٹر پر رکھنی آسان ہو۔ پہلے مساوی دور کے داخلی جانب نقطہ دار دائرے میں بند حصے کا مساوی تمحونز دور حاصل کرتے ہیں۔ شکل 6.35 اف میں اس حصے کو پیش کیا گیا ہے جہاں تھونن برقی دباؤ  $v_{th}$  اور تھونن مزاحمت  $R_{th}$  کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ شکل 6.35 ب میں مساوی تھونن دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے  $R_1$  اور  $R_2$  کی کل مزاحمت کو  $R_B$  یعنی

$$(6.72) \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

لکھتے ہوئے

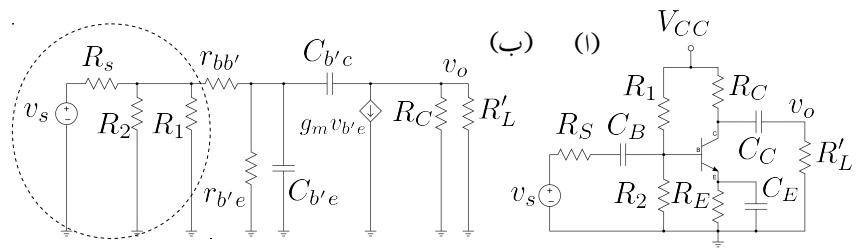
$$(6.73) \quad v_{th} = \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) v_s$$

$$(6.74) \quad R_{th} = \frac{R_S R_B}{R_S + R_B}$$

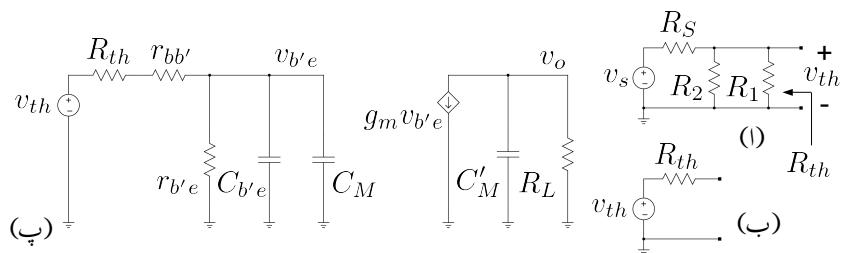
حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 6.34 ب میں  $R'_L$  اور  $R'_C$  متوازی جڑے ہیں۔ ان کے کل مزاحمت کو  $R_L$  لکھتے ہیں یعنی

$$(6.75) \quad R_L = \frac{R_C R'_L}{R_C + R'_L}$$

$C_{b'c}$  پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس کے ایک جانب  $v_{b'e}$  اور دوسری جانب  $v_0$  برقی دباؤ ہے۔ یوں  $C_{b'c}$  کے ملکپیٹر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ ان تبدیلوں کی مدد سے شکل 6.35 پ کا سادہ دور حاصل ہوتا ہے



شکل 6.34: ایپلیگار اور اس کا بلند تعدد مساوی دور



شکل 6.35: بلند تعددی سادہ دور

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

$$(6.76) \quad \frac{1}{\omega C_M'} \gg R_L$$

الذہا  $C_M'$  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 ایکلینیفار کو بلند اور پست القطاعی تعداد کے مابین درمیانی تعداد کے خطے میں استعمال کیا جاتا ہے جہاں یہ داخلی اشارے کا حیطہ 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

$$(6.78) \quad C_M = C_{b'c} (1 + g_m R_L)$$

$$(6.79) \quad C_M' = C_{b'c} \left( 1 + \frac{1}{g_m R_L} \right)$$

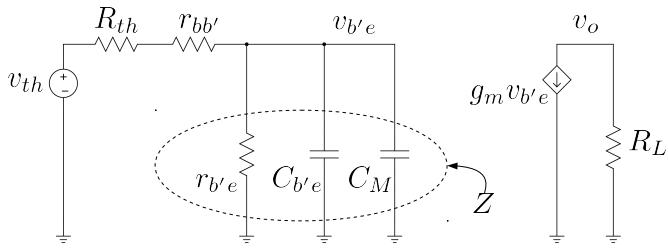
حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعداد کے خطے میں ایکلینیفار کی افزائش کی حقیقی قیمت  $|A_V|$  ایک (1) سے کئی گز زیادہ ہوتی ہے (یعنی  $g_m R_L \gg 1$ ) لذہ

$$(6.80) \quad C_M' \approx C_{b'c}$$

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

$$(6.81) \quad \left| \frac{1}{j\omega C_{b'c}} \right| \gg R_L$$

الذہا  $C_{b'c}$  کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ بلند تعداد ایکلینیفار حل کرتے وقت  $C_M$  کو استعمال بجہہ  $C_M'$  کو استعمال نہیں کیا جاتا۔ یہاں اس بات کو ذہن نشین کر لیں کہ ایکلینیفار کی افزائش بڑھانے سے  $C_M$  کی قیمت بڑھتی ہے۔



شکل 6.36: ملک پیٹر کے اثرات

آئیں شکل 6.36 کو کہ خوف کے قابوں استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔ شکل میں  $r_{b'e}$ ،  $C_{b'e}$  اور  $C_M$  متوازی جڑے ہیں۔ ان کی کل برقی رکاوٹ کو  $Z$  سے ظاہر کرتے ہیں۔ یوں

$$\frac{1}{Z} = s(C_{b'e} + C_M) + \frac{1}{r_{b'e}}$$

$$(6.82) \quad Z = \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}$$

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۔

$$A'_v = -R_L g_m \left( \frac{\frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}}{R_{th} + r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}} \right)$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{[s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1](R_{th} + r_{bb'}) + r_{b'e}}$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) + R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) \left[ s + \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'})} \right]}$$

جسے

$$(6.83) \quad A'_v = - \left[ \frac{g_m R_L}{(C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left( \frac{1}{s + \omega_H} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$(6.84) \quad \begin{aligned} \omega_H &= \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M) r_{b'e} (R_{th} + r_{bb'})} \\ &= \frac{1}{[r_{b'e} \parallel (R_{th} + r_{bb'})] (C_{b'e} + C_M)} \\ &\quad \frac{1}{R_m (C_{b'e} + C_M)} \end{aligned}$$

ہے۔  $\omega_H$  کی مساوات جانی پہچانی شکل یعنی  $\frac{1}{R_m C}$  ہے جہاں  $C$  متواری جڑ کے کپیسٹر  $C_{b'e}$  اور  $C_M$  کی کل کپیسٹنس  $(C_{b'e} + C_M)$  ہے جبکہ  $R_m$  اس کپیسٹر کے ساتھ کل متواری جڑی مزاحمت ہے۔ شکل 6.36 میں  $v_s$  کو قصر دور کرتے ہوئے  $r_{b'e}$  کے ساتھ متواری جڑے  $R_{th} + r_{bb'}$  کی کل مزاحمت ہے  $R_m$  ہے یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_{th} + r_{bb'}} \\ R_m &= \frac{r_{b'e} (R_{th} + r_{bb'})}{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}} \end{aligned}$$

جسے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_m = r_{b'e} \parallel (R_{th} + r_{bb'})$$

چونکہ  $R_{th}$  کی قیمت  $r_{bb'}$  اور  $r_{b'e}$  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

$$(6.85) \quad \begin{aligned} \omega_H &= \frac{1}{(C_{b'e} + C_M) r_{b'e}} \\ f_H &= \frac{1}{2\pi (C_{b'e} + C_M) r_{b'e}} \end{aligned}$$

ہو گا۔  $\omega_H$  کا مساوات 6.64 میں دئے  $\omega_\beta$  سے موازنہ کرتے ہیں۔

$$(6.86) \quad \frac{\omega_\beta}{\omega_H} = \frac{\left( \frac{1}{C_{b'e} r_{b'e}} \right)}{\left[ \frac{1}{(C_{b'e} + C_M) r_{b'e}} \right]} = \frac{C_{b'e} + C_M}{C_{b'e}} = 1 + \frac{C_M}{C_{b'e}}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مشترکہ ایمپلیفایر کا بلند انقطعی تعدد  $\omega_H$  ہے لہذا ایمپلیفایر کی افزائش  $\omega_\beta$  تعدد 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۔

$$A_v \approx - \left( \frac{g_m r_{b'e} R_L}{R_{th} + r_{bb'}} \right) \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) \left( \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}} \right)$$

$$\text{لکھتے ہوئے } g_m r_{b'e} = \beta$$

$$(6.87) \quad A_v \approx - \left( \frac{\beta R_L}{R_{th} + r_{bb'}} \right) \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) \left( \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}} \right)$$

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 6.34 میں شکل 6.13 :

$$\begin{array}{lll} V_{CC} = 15 \text{ V} & R_1 = 7 \text{ k}\Omega & R_2 = 2.8 \text{ k}\Omega \\ R_C = 650 \Omega & R'_L = 100 \Omega & R_E = 260 \Omega \\ C_{b'e} = 2 \text{ pF} & C_{b'e} = 220 \text{ pF} & r_{bb'} = 20 \Omega \\ & \beta = 75 & R_S = 1.2 \text{ k}\Omega \end{array}$$

لیتے ہوئے  $I_{CQ} \approx 12.5 \text{ mA}$  اور  $r_{bb'} = 150 \Omega$  اور  $g_m = 0.5 \text{ S}$  حاصل ہوتے ہیں۔ اس ایکلینیکر کی درمیانی تعداد پر انفرائش  $A_v$  اور بلند انقطعی تعداد  $f_H$  حاصل کریں۔

حل: حصہ 6.11.5 میں اسی کو رکھوں کے قوانین کی مدد سے حل کیا گیا۔ اس مثال کو مسئلہ نادرث اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے حل کرتے ہیں۔

شکل 6.34 ب سے مسئلہ مل کی مدد سے شکل 6.37 اف حاصل ہوتا ہے جہاں

$$R_L = \frac{650 \times 100}{650 + 100} = 87 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.34 ب سے مسئلہ مل کی مدد سے شکل 6.37 اف حاصل ہوتا ہے جہاں

$$\begin{aligned} C &= C_{b'e} + C_M \\ &= C_{b'e} + (1 + g_m R_L) C_{b'e} \\ &= 220 \times 10^{-12} + (1 + 0.5 \times 87) \times 2 \times 10^{-12} \\ &= 220 \text{ pF} + 89 \text{ pF} \\ &= 309 \text{ pF} \end{aligned}$$

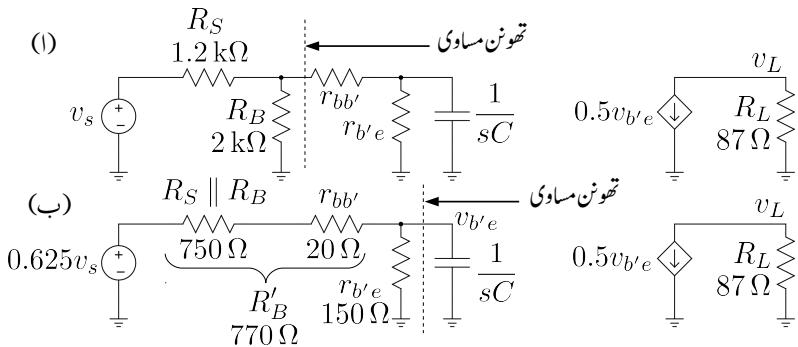
کے برابر ہے اور  $R_B \parallel R_1 \parallel R_2$  کہا گیا ہے یعنی

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7000 \times 2800}{7000 + 2800} = 2 \text{ k}\Omega$$

اس شکل میں نقطہ دار لکیر کے باکیں 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 نارٹن اور مسئلہ تھونن کے بارے میں دو حاصل

ہیں۔ شکل 6.37 ب کے نقطہ دار کیر سے باسیں جانب ہے کا اب مساوی نارٹن دور لیتے ہیں جسے شکل 6.38 الف میں دکھایا گیا ہے جہاں نارٹن مساوی برقی رو

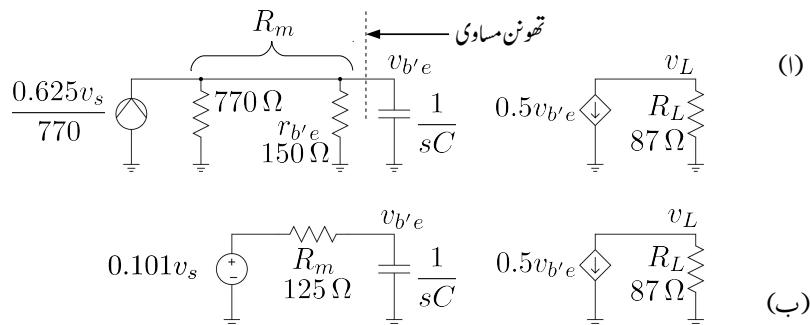
$$\frac{0.625v_s}{R'_B} = \frac{0.625}{770}v_s$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.38 ب کے نقطہ دار کیر کے باسیں جانب ہے کا تھونن مساوی دور لیتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.38 ب کو دیکھ کر  $v_{b'e}$  کی مساوات لکھی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned} v_{b'e} &= 0.101v_s \left( \frac{\frac{1}{sC}}{125 + \frac{1}{sC}} \right) = 0.101v_s \left( \frac{1}{125 \times sC + 1} \right) \\ &= \frac{0.101v_s}{1 + \frac{j\omega}{26 \times 10^6}} = \frac{0.101v_s}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \end{aligned}$$

زنجیری ضرب سے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{b'e}} \times \frac{v_{b'e}}{v_s} \\ &= -87 \times 0.5 \times \left( \frac{0.101}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \right) \\ &= \frac{-4.4}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \end{aligned}$$



شکل 6.38: مسئلہ نادر ٹن اور مسئلہ تھونن کے باہم استعمال سے دور کا حل

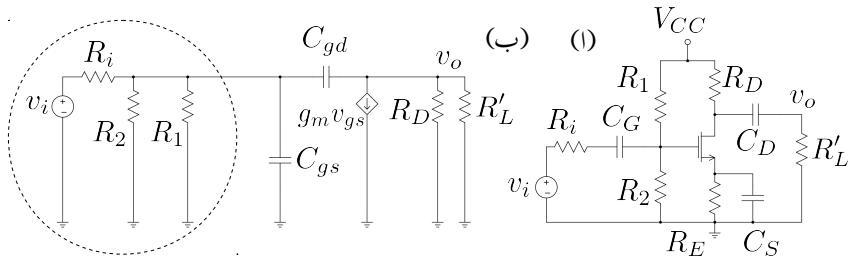
لکھا جا سکتا ہے۔ بلند انقطاعی تعداد تقریباً  $f_H = 4 \text{ MHz}$  جبکہ درمیانی تعداد کی افزائش  $A_{vD} = -4.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  ہے۔

### 6.11.6 مشترک سورس ماسفیٹ ایمپلیکیٹ کا بلند تعدادی رد عمل

شکل 6.39 میں ماسفیٹ ایمپلیکیٹ 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 یہی صورت رکھتے ہیں۔ ماسفیٹ کے ریاضی نمونے میں  $C_{gs} \gg C_{gd}$  ہوتا ہے۔ پست تعدادی ماسفیٹ کی قیمت  $50 \text{ pF}$  جبکہ بلند تعدادی ماسفیٹ کی  $5 \text{ pF}$  سے بھی کم ہوتی ہے۔ پست تعدادی ماسفیٹ کے  $C_{gs}$  کی قیمت  $5 \text{ pF}$  جبکہ بلند تعدادی ماسفیٹ کی  $0.5 \text{ pF}$  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 ایمپلینیٹر اور اس کا بند تعدادی مساوی دور

لیتے ہوئے نقطہ دار دائرے میں بند حصے کا تھونن مساوی دور حاصل کرتے ہیں۔

$$R_{th} = \frac{R_i R_G}{R_i + R_G}$$

$$v_{th} = \left( \frac{R_G}{R_i + R_G} \right) v_i$$

$C_{gd}$  کا ملکپیٹر استعمال کرتے ہوئے شکل 6.40 حاصل ہوتا ہے۔ آئیں اس مرتبہ  $C'_M$  کو نظر اندازنا کرتے ہوئے دور کو حل کریں۔ متوازی جڑے  $R_L$  اور  $C'_M$  کی برقی رکاوٹ کو  $Z_L$  لکھتے ہوئے

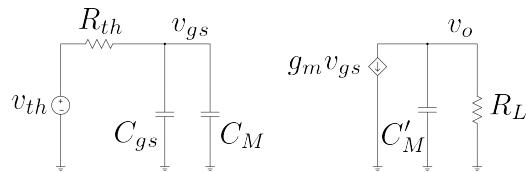
$$\frac{1}{Z_L} = j\omega C'_M + \frac{1}{R_L}$$

$$Z_L = \frac{R_L}{j\omega C'_M R_L + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_{th}} &= \left( \frac{v_o}{i_d} \right) \left( \frac{i_d}{v_{gs}} \right) \left( \frac{v_{gs}}{v_{th}} \right) \\ &= (-Z_L) (g_m) \left( \frac{\frac{1}{j\omega(C_{gs}+C_M)}}{R_{th} + \frac{1}{j\omega(C_{gs}+C_M)}} \right) \\ &= - \left( \frac{g_m R_L}{j\omega C'_M R_L + 1} \right) \left( \frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M) R_{th} + 1} \right) \end{aligned}$$

اس میں



شکل 6.40: ماسنیٹ ایکلیفیاٹ میں ملکپیٹر 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

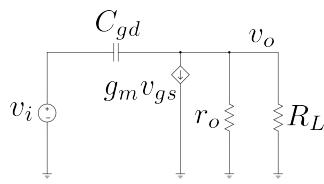
$$(6.91) \quad \frac{v_o}{v_{th}} = - \left( \frac{g_m R_L}{j \frac{\omega}{\omega'_H} + 1} \right) \left( \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $C'_M$  سے  $\omega'_H$  حاصل ہوتا ہے جسے گزشتہ حصے میں نظر انداز کیا گیا تھا۔ حقیقت میں  $\omega_H \gg \omega'_H$  ہوتا ہے لہذا ماسنیٹ ایکلیفیاٹ میں بھی  $C'_M$  کی موجودگی کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ یوں  $\omega \ll \omega'_H$  تعداد پر چلتے ہوئے کل افراکش 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 انقطائی تعداد کا دار و مدار  $R_{th}$  پر ہے۔ آئیں دیکھیں کہ ماسنیٹ کی بلند ترین انقطائی 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 متوازی 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: بلند ترین ممکنہ انتظامی تحدید 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

$$(6.94) \quad \omega_s = \frac{g_m}{C_{gd}}$$

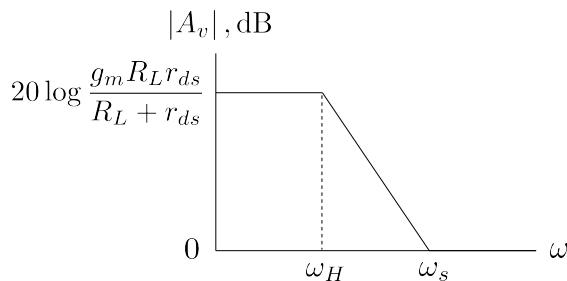
$$(6.95) \quad \omega_H = \frac{1}{C_{gd} \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)}$$

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 ایمپلینیاٹر کا بودا خط

ج

$$(6.97) \quad g_m \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right) \gg 1$$

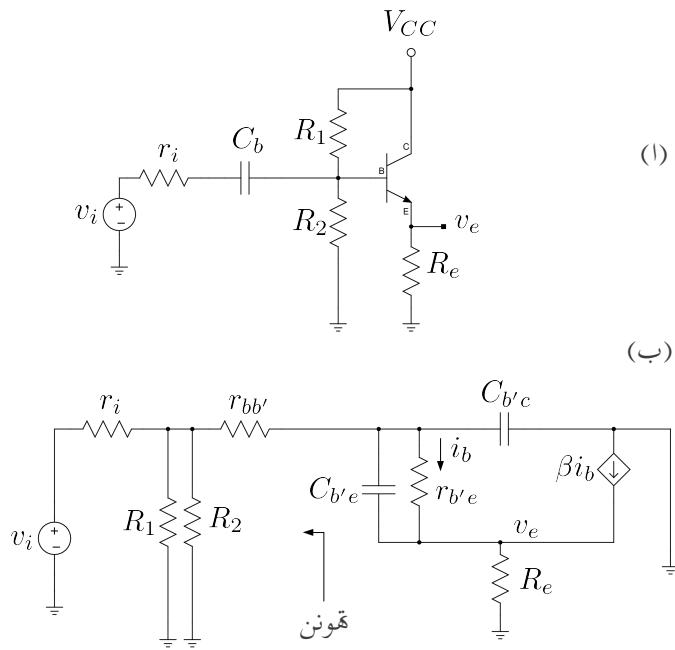
لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 6.96 کا بودا خط شکل 6.42 میں دکھایا گیا ہے۔  $\omega_H$  کی قیمت  $R_L$  سے وابسطہ ہے۔ اگر  $R_L \rightarrow \infty$  کر دیا جائے تو بلند ترین انقطعی تعدد حاصل ہو گی جو ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء  $C_{gd}$  اور  $r_o$  پر منحصر ہے۔

$$(6.98) \quad \omega_H \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{1}{C_{gd} r_o}$$

حاصل ہو گی جو ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء  $C_{gd}$  اور  $r_o$  پر منحصر ہے۔

## 6.12 مشترک کلکٹر ایمپلینیاٹر کا بلند تعدادی رد عمل

شکل 6.43 اف میں گلکٹر مشترک ایمپلینیاٹر کا تعدادی رد عمل ب میں دکھایا گیا ہے۔ بلند تعداد پر بیرونی نسب کمیٹر  $C_b$  قصر دور کردار ادا کرتا ہے۔ شکل ب سے واضح ہے کہ صرف  $r_e$  سے گرتی بر قی رو  $i_b$  کوڑانزٹر  $\beta$  گناہ ہاتا ہے۔ اس شکل میں کمیٹر  $C_{b'e}$  کا باسیں جانب کا مساوی



شکل 6.43: لکٹر مشترک بلند تعدادی رد عمل

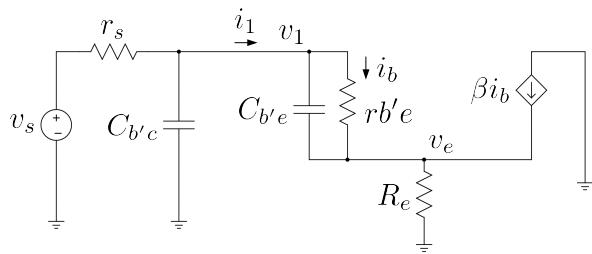
تھونن دور حاصل کرتے ہیں

$$V_{th} = \left( \frac{R_1 \parallel R_2}{r_i + R_1 \parallel R_2} \right) v_i = v_s$$

$$R_{th} = r_i \parallel R_1 \parallel R_2 + r_{bb'} = r_s$$

جہاں تھونن بر قی دباؤ کو  $v_s$  اور تھونن بر قی مزاحمت کو  $r_s$  لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں  $C_{b'c}$  کا ایک سرا بر قی زمین سے جڑا ہے۔ یوں شکل ب کو شکل 6.44 کے طرز پر بنایا جاسکتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے بر قی رو کے استعمال سے ایمپر پر ہم لکھ سکتے ہیں

$$(v_e - v_1) sC_{b'e} + \frac{v_e - v_1}{r_{b'e}} + \frac{v_e}{R_e} = \beta i_b = \beta \frac{v_1 - v_e}{r_{b'e}}$$



شکل 6.44: گلٹر مشترک بلند تعددی سادہ مساوی دور

یعنی

$$\begin{aligned}
 v_1 &= \left[ \frac{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 &= \left[ \frac{\left( sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right) + \frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 (6.99) \quad &= \left[ \frac{\left( sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} + \frac{\frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 &= \left[ 1 + \frac{1}{R_e \left( sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e
 \end{aligned}$$

اسی طرح جوڑ  $v_1$  پر کر خوف 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۔ باسیں 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۔

$$\left[ \frac{\frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + \frac{1}{r_{b'e}}}{R_e \left( sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e = \frac{v_s}{r_s}$$

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 جاسکتا ہے۔ کسر کے بالائی حصے میں تمام ترمین کھولتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$\frac{A + j\omega B + (j\omega)^2 C}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left( \frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)} = \frac{v_s}{v_e}$$

جہاں

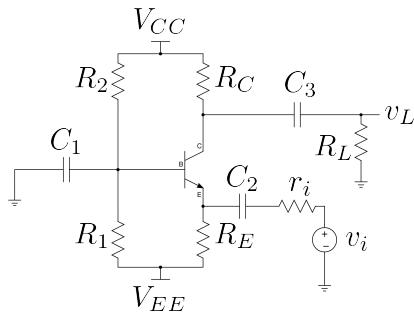
$$\begin{aligned} A &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} + 1 + \frac{r_s}{r_{b'e}} \\ B &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_T} + \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_1} + \frac{1}{\omega_1} + \frac{r_s}{r_{b'e}\omega_\beta} \\ C &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_T\omega_1} \end{aligned}$$

کے برابر ہیں۔ اس سے

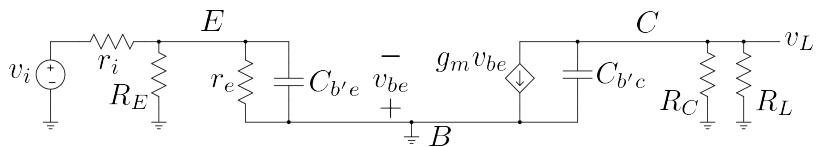
$$(6.103) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left( \frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)}{A + j\omega B + (j\omega)^2 C}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $(\beta+1) R_e \gg r_s + r_{b'e}$  ہو تو اس مساوات کو اس طرح لکھا جاسکتا ہے

$$(6.104) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_T}}{1 + j\omega \left( \frac{1}{\omega_1} + \frac{1 + \frac{r_s}{R_e}}{\omega_T} \right) + \frac{j\omega}{\omega_T} \frac{j\omega}{\omega_1}}$$



شکل 6.45: بیس مشترک ایکلیپس فارک



شکل 6.46: بیس مشترک ایکلیپس فارک مساوی دور

### 6.13 مشترک بیس ایکلیپس فارکا بلند انقطاعی تعدد

شکل 6.45 میں بیس مشترک ایکلیپس فارک دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 336 پر ٹرانزسٹر کا نظر ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جسے پانے ریاضی نمونہ کی شکل میں بناتے ہوئے شکل 6.45 کا بلند تعددی دور شکل 6.46 میں دکھایا گیا ہے۔ باریک اشاراتی دور میں  $R_1$  اور  $R_2$  دونوں کے دونوں سرے برقی زمین پر ہیں لہذا انہیں نہیں دکھایا گیا۔ چونکہ ٹرانزسٹر کا بیس سرا برقی زمین پر ہے لہذا  $C_{b'c}$  کا ایک سرا برقی زمین پر 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 تعداد 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 جاسکتا ہے جہاں پہلی اور تیسرا قوسین میں موجود منفی ایک آپس میں ضرب ہو کر ختم ہو جاتے ہیں۔

---

### مثال 6.14 میں شکل 6.45 میں

$$V_{CC} = 5 \text{ V}, \quad V_{EE} = -5 \text{ V}, \quad R_E = 600 \Omega$$

$$R_1 = 6 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 38 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 10 \text{ k}\Omega, \quad r_i = 100 \Omega$$

بیں۔ ٹرانزسٹر کا  $C_{b'c} = 4 \text{ pF}$  اور  $C_{b'e} = 35 \text{ pF}$  ،  $\beta = 149$  بند کونے کے تعداد حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمت عمل 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 مزاجت  $C_{b'e}$

$$\frac{1}{R_{b'e}} = \frac{1}{24} + \frac{1}{600} + \frac{1}{100}$$

$$R_{b'e} = 18.75 \Omega$$

جگہ  $C_{b'c}$  کے متوازی کل مزاجت

$$R_{b'c} = \frac{5000 \times 10000}{5000 + 10000} = 3.333 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ یوں مساوات 6.105 کی مدد سے

$$f_{H1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 18.75 \times 35 \times 10^{-12}} = 242 \text{ MHz}$$

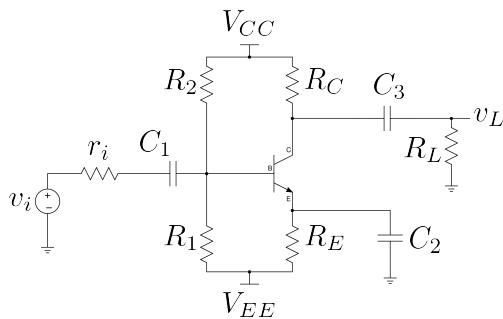
$$f_{H2} = \frac{1}{2 \times \pi \times 3333 \times 4 \times 10^{-12}} = 11.93 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتے ہیں لہذا اس ایکلیفیاٹر کا بلند انقطاعی تعدد 11.93 MHz ہے۔ اس مثال میں بلند انقطاعی تعدد کا دارودار  $C_{b'c}$  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 اشارہ میں پر مہیا کیا جائے تو بیٹر مشترک ایکلیفیاٹر حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.47 میں دکھایا گیا ہے۔ بقایا تمام متغیرات وہی رکھتے ہوئے دیکھتے ہیں کہ اس صورت میں بلند انقطاعی تعدد کیا حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.47: ایمپلینگر مشرک

حل: مساوی دور شکل 6.48 میں دکھایا گیا ہے۔ گزشتہ مثال کی معلومات استعمال کرتے ہوئے

$$C_M = (1 + 0.0416 \times 3333) \times 4 \times 10^{-12} = 559 \text{ pF}$$

$$C_{be} + C_M = 594 \text{ pF}$$

اور اس کے متوالی کل مزاحمت  $R_m$

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{100} + \frac{1}{5182} + \frac{1}{3600}$$

$$R_m = 95.5 \Omega$$

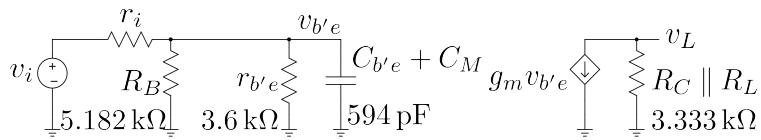
حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطاعی تعدد

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 95.5 \times 594 \times 10^{-12}} = 2.8 \text{ MHz}$$

اور درمیانی تعدد پر افزائش

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -3333 \times 0.0416 \times \frac{\frac{3600 \times 5182}{3600+5182}}{\frac{3600 \times 5182}{3600+5182} + 100} = -132 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس مشرک ایمپلینگر کی بلند انقطاعی تعدد ایمپلینگر کے بلند انقطاعی تعدد سے تقریباً سوا چار گناہ زیادہ ہے۔



شکل 6.48: ایمپلینیفار کے انقطائی تعداد حاصل کرنے کے لئے درکار مساوی دور

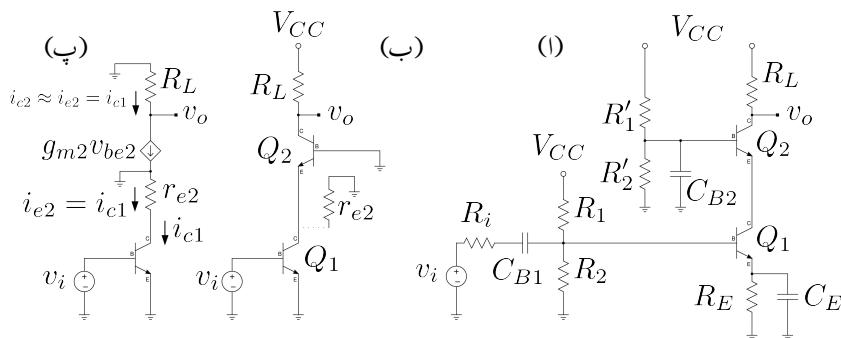
## 6.14 کیکوڈ ایمپلینیفار

ایمپلینیفار کے بلند تعدادی رد عمل پر غور کے دوران یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگرچہ  $C_{b'e}$  کی قیمت نہیات کم لیکن ملر کیپیسٹر<sup>38</sup> کی وجہ سے بلند انقطائی نقطہ تعین کرنے میں اس کا کردار نہیات اہم ہے۔ ٹرانزسٹر ایمپلینیفار بلند انقطائی نقطے سے کم تعداد کے اشارات کو بڑھاتا ہے۔ یوں ہم چاہیں گے کہ یہ نقطہ بلند سے بلند تر تعداد پر پایا جائے۔ اس حصے میں کیکوڈ ایمپلینیفار<sup>39</sup> پر غور کیا جائے گا جس میں ملر کیپیسٹر کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر زیادہ سے زیادہ تعداد پر بلند تر انقطائی نقطہ حاصل ہوتا ہے۔<sup>40</sup>

شکل 6.49 میں کیکوڈ ایمپلینیفار دکھایا گیا ہے۔  $Q_1$  اور اس کے ساتھ منسلک  $R_1$ ،  $R_2$ ،  $R_E$  اور  $C_E$  مل کر مشترک کہ ایمپلینیفار بناتے ہیں جسے کیپیسٹر  $C_{B1}$  کے ذریعہ داخلی اشارہ  $v_i$  فراہم کیا گیا ہے۔  $R_i$  داخلی اشارہ فراہم کرنے والے کی مزاجمت ہے۔ عام صورت میں  $Q_1$  کے ٹلکشر پر برقی بوجھ  $R_L$  لادا جاتا ہے لیکن کیکوڈ میں ایسا نہیں کیا جاتا۔ کیکوڈ میں  $Q_2$  میں بطور برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔  $Q_2$  کے بیس پر بیروفنی کیپیسٹر  $C_{B2}$  کا کردار نہیات 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  $R'_1$ ،  $R'_2$  اور  $C_{B2}$  مل کر مشترک کہ میں طرز کا ایمپلینیفار بناتے ہیں۔

کیکوڈ کی بلند انقطائی تعداد اس میں پائے جانے والے  $Q_1$  پر مبنی مشترک کہ ایمپلینیفار اور  $Q_2$  پر مبنی مشترک کہ میں طرز کے ایمپلینیفار کی بلند انقطائی تعداد پر مخصر ہو گی۔ مساوات 6.62 اور مساوات 6.69 ان ایمپلینیفار کی قصر دور بلند تر انقطائی تعداد  $\omega_\beta$  اور  $\omega_\alpha$  دیتے ہیں جن کے تحت  $\omega_T = \omega_\alpha = \beta\omega_\beta = \omega_\alpha$  کے برابر ہے جہاں  $\omega_\beta$  مشترک کہ ایمپلینیفار کی قصر دور بلند انقطائی تعداد جبکہ  $\omega_\alpha$  مشترک کہ میں طرز کا

<sup>38</sup> Miller capacitor  
<sup>39</sup> فریڈرک ونٹن نے اس ایمپلینیفار کو دریافت کیا اور اس کا نام کیکوڈ ایمپلینیفار کھال۔  
<sup>40</sup> cascode amplifier



شکل 6.49: کیسکوڈ ایکلیفیاٹ

کے ایکلیفیاٹ کی تصریح در بند انقطاعی تعدد ہے۔ چونکہ  $\omega_a = \omega_T$  کے برابر ہے لہذا مشترکہ بیس طرز کا ایکلیفیاٹ ٹرانزیستر کے  $\omega_T$  تعدد تک قابل استعمال ہوتا ہے۔ اس کے برخلاف مشترکہ ایکٹر طرز کے ایکلیفیاٹ کی بند انقطاعی تعدد  $C_M$  پر مختص ہوتی ہے جو از خود اس پر لدے برقی بوجہ  $R_L$  پر مختص ہوتا ہے۔ یوں کیسکوڈ ایکلیفیاٹ کی بند انقطاعی تعدد اس میں پائے جانے والے مشترکہ ایکٹر ایکلیفیاٹ کی بند انقطاعی تعدد پر مختص ہو گا۔ آئیں اب اس پر غور کریں۔

شکل 6.49 ب میں کیسکوڈ ایکلیفیاٹ کا ساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزیستر مائل کرنے والے اجزاء نہیں دکھائے گئے تاکہ کیسکوڈ ایکلیفیاٹ کی بنیادی کارکردگی پر توجہ رہے۔ اس شکل میں  $Q_2$  کا مزاحمت بطور  $r_{e2}$  کے برقی بوجہ کردار ادا کرتا ہے۔  $Q_2$  کو  $r_{e2}$  کے باہر دکھاتے ہوئے اسے  $Q_1$  کے ملکٹر اور برقی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں  $Q_2$  کا  $T$  ریاضی نموے<sup>41</sup> استعمال کرتے ہوئے اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ  $Q_1$  کے ملکٹر اور برقی زمین کے درمیان  $r_{e2}$  نسب ہے۔

$Q_1$  کا برقی بوجہ  $r_{e2}$  لیتے ہوئے

$$(6.106) \quad C_M = (1 + g_m r_{e2}) C_{b'c}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  میں باریک سمت 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  $g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$

<sup>41</sup> T ریاضی نموے پر حصہ 3.14.1 میں تبصرہ کیا گیا ہے

$$(6.107) \quad C_M = (1+1) C_{b'e} = 2C_{b'e}$$

لیتے ہوئے  $g_{m1}r_{e2} = 1$  گا۔ یوں  $i_{c1} = i_{e2} \approx i_{c2}$

حاصل ہوتا ہے جو کہ کم ترین ممکنہ ملکپسیٹر ہے۔  $C_M$  کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر مشترکہ ایمپلیفائر کی بلند انتظامی 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 برتنی بوجھ دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے  $R_1$  اور  $R_2$  کے کل مزاحمت کو  $R_B$  لکھتے ہیں یعنی

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

یوں متوازی جڑے مزاحمت  $R_1$ ،  $R_m$  اور  $r_{be}$  کی کل مقدار  $R_m$  یوں لکھی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}} \\ &= \frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be}} \end{aligned}$$

لیجنی

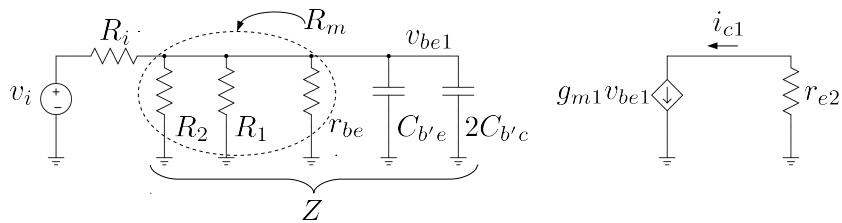
$$R_m = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

اسی طرح متوازی جڑے  $R_m$  اور دو کپسیٹروں کی برتنی رکاوٹ  $Z$  کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'e}) + \frac{1}{R_m}$$

ایمپلیفائر کی موصل نما افرائش  $G_M = \frac{i_c}{v_i}$  یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$\begin{aligned} G_m &= \frac{i_{c1}}{v_i} = \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_i} \right) \\ &= g_m \left( \frac{Z}{R_i + Z} \right) \\ &= g_m \left[ \frac{Z}{Z \left( \frac{R_i}{Z} + 1 \right)} \right] \\ &= \frac{g_m}{\frac{R_i}{Z} + 1} \end{aligned}$$



شکل 6.50: کیسکوڈ ایکلینیکر باریک اشاراتی تجزیہ

اس میں  $\frac{1}{Z}$  استعمال کرتے

$$G_m = \frac{g_m}{R_i \left[ j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) + \frac{1}{R_m} \right] + 1}$$

$$= \frac{g_m}{j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i + \frac{R_i}{R_m} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کے نچلے حصے سے 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 میر نظر رکھتے ہوئے کیسکوڈ ایکلینیکر کے بر قی دباؤ کی

## افراکش

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_i} = \left( \frac{v_o}{i_{c2}} \right) \left( \frac{i_{c2}}{i_{c1}} \right) \left( \frac{i_{c1}}{v_i} \right) \\ &= \left( \frac{v_o}{i_{c2}} \right) \left( \frac{i_{c2}}{i_{c1}} \right) (G_m) \\ &= (-R_L) (1) (G_m) \end{aligned}$$

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 افراکش ہے جو

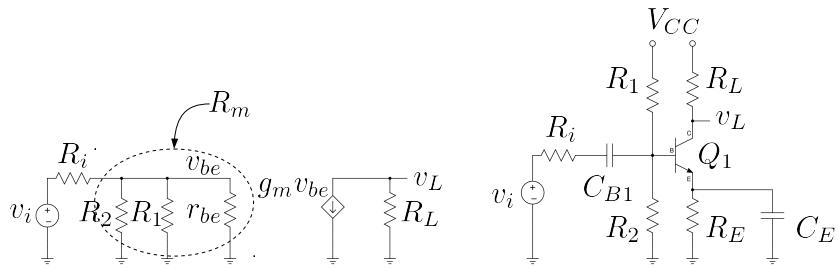
$$(6.111) \quad A_{vD} = - \left( \frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) = - \left( \frac{g_m R_L R_m}{R_i + R_m} \right)$$

کے برابر ہے۔ اس طرح کیکوڈ ایپلیناٹر پوری برقی دباؤ کی افراکش دیتے ہوئے بلند انقطائی تعداد کو بلند تر تعداد تک لی جاتا ہے۔  $\omega_H$  کو مزید

$$\begin{aligned} (6.112) \quad \omega_H &= \frac{R_i + R_m}{(C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i R_m} \\ &= \frac{1}{(C_{b'e} + 2C_{b'c}) \frac{R_i R_m}{R_i + R_m}} \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں کپیسٹر  $C_{b'e} + 2C_{b'c}$  کے متوازی کل مزاحمت  $R_i \parallel R_m$  دراصل متوازی جڑے،  $R_i$  اور  $r_{be}$  کی کل مزاحمت ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیکوڈ ایپلیناٹر کی بلند انقطائی تعداد کو بھی  $\omega_H$  کی شکل میں لکھا جاسکتا ہے جہاں  $C$  کل کپیسٹر اور  $R$  اس کے ساتھ متوازی جڑی کل مزاحمت ہے۔

شکل 6.49 الف میں  $Q_1$  مشترک ایپلیناٹر ہے۔ اگر  $Q_2$  کو دور سے نکال کر  $R_L$  کو  $Q_1$  کے کلکٹر کے ساتھ جوڑا جائے تو شکل 6.51 میں دکھایا گیا مشترک ایپلیناٹر حاصل ہو گا جس کا درمیانی تعداد پر



شکل 6.51: کیکوڈ ایمپلینیٹر کا مشترک ایمپلینیٹر

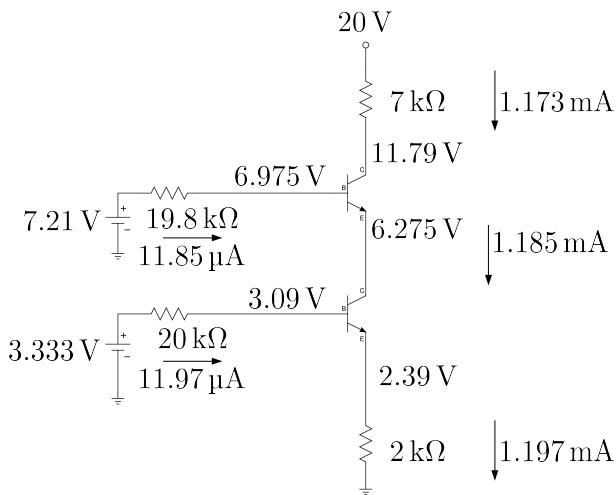
مساوی دور بھی اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ آئیں زنجیری ضرب کی مدد سے شکل 6.51 کا حاصل کریں۔

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\
 (6.113) \quad &= -R_L g_m \left( \frac{R_m}{R_i + R_m} \right) \\
 &= \frac{-g_m R_L R_i}{R_i + R_m}
 \end{aligned}$$

اس مساوات کا مساوات 6.111 کے ساتھ موازنہ کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ کیکوڈ ایمپلینیٹر کی درمیانی تعداد پر افراکش وہی ہے جو مشترک ایمپلینیٹر کی ہے۔ کیکوڈ ایمپلینیٹر کی افادیت اس حقیقت میں ہے کہ اس کا بلند انقطائی تعدد کافی زیادہ تعدد پر پایا جاتا ہے۔

### مثال 6.49 اف میں شکل 6.49:

$$\begin{aligned}
 R_1 &= 120 \text{ k}\Omega, & R_2 &= 24 \text{ k}\Omega, & R_E &= 2 \text{ k}\Omega \\
 R'_1 &= 55 \text{ k}\Omega, & R'_2 &= 31 \text{ k}\Omega, & R_i &= 0.1 \text{ k}\Omega \\
 C_{b'e} &= 30 \text{ pF}, & C_{b'c} &= 3 \text{ pF}, & R_L &= 7 \text{ k}\Omega \\
 \beta &= 99, & V_{CC} &= 20 \text{ V}, & V_A &= \infty
 \end{aligned}$$



شکل 6.52: کیکوڈ ایپلیناٹر کے یہ سمت متغیرات

ہیں۔ کیکوڈ ایپلیناٹر کے تمام یکسنتی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔

حل: شکل 6.52 میں اس کا یہ سمت دور دکھایا گیا ہے جہاں  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے بین جانب مسئلہ تھونن سے حاصل مساوی ادوار نسب کر دئے گئے ہیں۔

$Q_1$  کا برقی رو سیدھا سیدھا یوں حاصل ہو جاتا ہے

$$(6.114) \quad I_{E1} = \frac{3.333 - 0.7}{\frac{20000}{99+1} + 2000} = 1.197 \text{ mA}$$

جس سے

$$I_{C1} = \left( \frac{99}{99+1} \right) \times 1.197 \text{ mA} = 1.185 \text{ mA}$$

$$I_{B1} = \frac{1.197 \text{ mA}}{99+1} = 11.97 \mu\text{A}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یہ معلومات شکل پر دکھائی گئی ہیں۔

$Q_2$  کا برتنی رو مساوات 6.114 کے طرز پر تب حاصل کیا جاسکتا ہے جب اس کے ایمٹر پر نسب مزاحمت معلوم ہو۔ یہاں ایسا کوئی مزاحمت نظر نہیں آ رہا۔ یہاں طریقہ سوچ کچھ یوں ہے۔ چونکہ  $Q_1$  کے مکٹر پر 1.185 mA پایا جاتا ہے لہذا  $Q_2$  کا  $I_{E2}$  بھی ہو گا۔ اگر ایسا ہو تو

$$I_{C2} = \left( \frac{99}{99+1} \right) \times 1.185 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = \frac{1.185 \text{ mA}}{99+1} = 11.85 \mu\text{A}$$

ہوں گے۔

آئیں اب حاصل کردہ برتنی رو کو استعمال کرتے ہوئے مختلف مقامات پر برتنی دباد حاصل کریں۔  $Q_1$  کے ایمٹر 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 برتنی دباد 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  $0.24 \text{ V}$  برتنی دباد 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 مکٹر پر

$$V_{C2} = 20 - 1.173 \times 10^{-3} \times 7000 = 11.79 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ ان تمام معلومات سے

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = 6.275 - 2.39 = 3.885 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = V_{C2} - V_{E2} = 11.79 - 6.275 = 5.55 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ دونوں  $V_{CE}$  کے قیتیں 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا دونوں ٹرانزسٹر افراکنڈہ ہیں۔

یہ تمام معلومات حاصل کرتے وقت ہم تصور کر رہے تھے کہ دونوں ٹرانزسٹر افراکنڈہ ہیں۔ فرض کریں کہ  $R'_1$  اور  $R'_2$  کے قیتیں یوں پچی جائیں کہ  $V_{E2}$  کی قیمت اتنی گر جائے کہ  $Q_1$  افراکنڈہ نہ رہ سکے تب یہ تمام حساب کتاب غلط ہو گا اور کمیکوڈ ایمپلیفائر صحیح کام نہیں کرے گا۔ تخلیق دیتے وقت اس بات کا خیال رکھا جاتا ہے کہ دونوں ٹرانزسٹر یک سمت بر قی رو گزارتے ہوئے افراکنڈہ رہیں۔

---



---

مثال 6.17: مثال 6.16 میں دئے معلومات کو استعمال کرتے ہوئے کمیکوڈ ایمپلیفائر کی درمیانی تعداد پر افراکش  $A_v$  اور بلند انقطائی تعدد  $f_H$  حاصل کریں۔

حل:  $Q_1$  کا یک سمت 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 سمت بر قی رو  $Q_2$  میں سے بھی گزرے گا۔ یوں

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m = \frac{1.197 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 47.88 \text{ mS}$$

$$r_{be1} = r_{be2} = r_{be} \approx \frac{99}{0.04788} = 2067 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعداد پر افراکش مساوات 6.111 کی مدد سے حاصل کرتے ہیں جس میں  $R_m$  درکار ہو گا یعنی

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{120000} + \frac{1}{24000} + \frac{1}{2067}$$

$$R_m = 1873 \Omega$$

جسے استعمال کرتے ہوئے

$$A_{vD} = \frac{-0.04788 \times 7000 \times 1873}{100 + 1873} = -318 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

اور مساوات 6.112 کی مدد سے

$$\omega_H = \frac{1}{(30 \times 10^{-12} + 2 \times 3 \times 10^{-12}) \left( \frac{100 \times 1873}{100 + 1873} \right)} = 293 \frac{\text{Mrad}}{\text{s}}$$

$$f_H = \frac{293000000}{2\pi} = 46.6 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اب تک اس باب میں ہم پست انقطاعی تعدد، بلند انقطاعی تعدد اور درمیانی تعدد پر افزائش کی مثالیں دیکھتے رہے ہیں۔ آئیں ان تینوں کو کیجا کرتے ہوئے اس کا بوڈا خط حاصل کریں۔

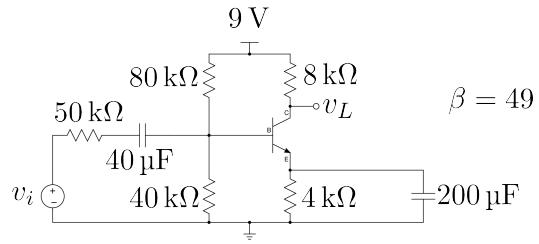
مثال 6.18: شکل 6.53 میں ٹرانزسٹر کا  $C_{b'e} = 2 \text{ pF}$  اور  $f_t = 200 \text{ MHz}$  ہے۔ اس ایکلیفائر کی پست اور بلند انقطاعی تعدد حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کرتے ہوئے افزائش کے حقیقت کا مکمل بوڈا خط کچھیں۔

حل: یک سمت تجزیہ سے  $I_C = 0.507 \text{ mA}$  حاصل ہوتے ہیں جس سے  $R_B = 26.666 \Omega$  اور  $V_{BB} = 3 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یوں  $r_{b'e} = 2500 \Omega$  اور  $r_e = 50 \Omega$  ،  $g_m = 0.02 \text{ S}$  ہیں۔

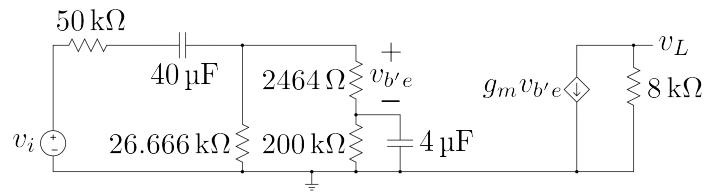
مساوات 6.67 کی مدد سے  $f_T$  کو استعمال کرتے ہوئے  $C_{b'e}$  یوں حاصل ہوتا ہے

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'e} = \frac{0.02}{2\pi \times 200 \times 10^6} - 2 \times 10^{-12} = 14 \text{ pF}$$

شکل 6.54 میں کم تعداد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $(\beta + 1) R_E = 200 \text{ k}\Omega$  اور  $\frac{C_E}{\beta+1} = 4 \mu\text{F}$  استعمال کئے گئے۔ ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ پست انقطعی



شکل 6.53: مشترک ایمپلیفیاٹر کا مکمل تعددی رد عمل



شکل 6.54: مشترک ایمپلیفیاٹر کا مکمل تعددی رد عمل پر مساوی دور

تعدد  $C_E$  سے حاصل کیا گیا ہے اور اس تعدد پر  $f_L = 40 \mu\text{F}$  کے کپیسٹر کو قصر دور تصور کرتے ہیں۔ یوں پست انقطاعی تعدد  $f_L = 4 \mu\text{F}$  کو  $R$  کے متوازی کل مزاحمت کو حاصل کرتے ہیں۔ اگر  $2464 \Omega$  کو نظر انداز کیا جائے تو

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{200000}$$

$$R = 16 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 16000 \times 4 \times 10^{-6}} = 2.5 \text{ Hz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 6.55 میں زیادہ تعدد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ شکل میں

$$C_M = (1 + 0.02 \times 8000) 2 \times 10^{-12} = 322 \text{ pF}$$

لیتے ہوئے کل کپیسٹر استعمال کیا گیا ہے۔ کپیسٹر کے متوازی کل مزاحمت کو  $R$  کہتے ہوئے

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{2464}$$

$$R = 2158 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطاعی تعدد

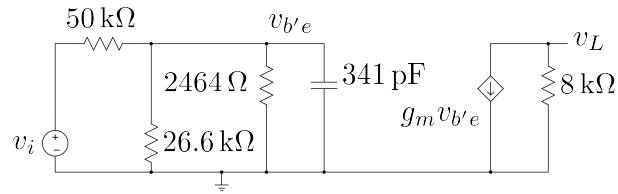
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 2158 \times 336 \times 10^{-12}} = 219 \text{ kHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

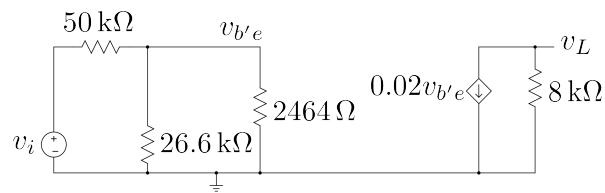
درمیانی تعدد پر شکل 6.56 حاصل ہوتا ہے جس میں متوازی جڑے  $26.666 \text{ k}\Omega$  اور  $2.464 \text{ k}\Omega$  کی کل مزاحمت کو  $2.255 \text{ k}\Omega$  لیتے ہوئے

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -8000 \times 0.02 \times \frac{2255}{2255 + 50000} = -6.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

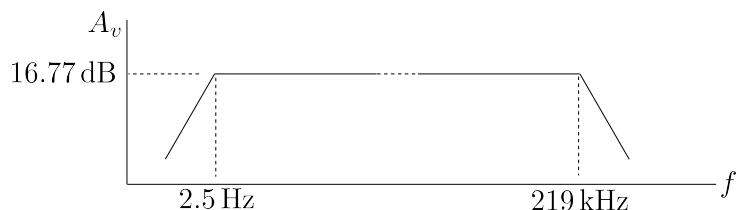
حاصل ہوتا ہے۔ ان تمام معلومات کو شکل 6.57 کے بوڈا خل میں دکھایا گیا ہے۔



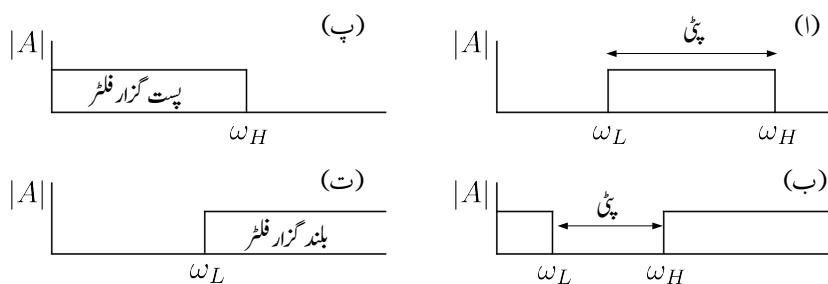
شکل 6.55: مشترک ایمپلیفیائر کا زیادہ تعدد پر مساوی دور



شکل 6.56: مشترک ایمپلیفیائر کا درمیانی تعدد پر مساوی دور



شکل 6.57: مشترک ایمپلیفیائر کا مکمل بوجذب



شکل 6.58: فلٹر یا چھلنی کے اقسام

## 6.15 فلٹر یا چھلنی

ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعدد رکھنے والے اشارات کو گزرنے دے کو پہنچار فلٹر<sup>42</sup> یا پہنچار چھلنے کہتے ہیں۔ اس کے بر عکس ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعدد رکھنے والے اشارات کو روک دے اور انہیں گزرنے نہ دے کو پہنچار روک فلٹر<sup>43</sup> یا پہنچار روک چھلنے کہتے ہیں۔ شکل 6.58 الف میں پٹی گزار فلٹر، شکل ب میں پٹی روک فلٹر، شکل پ میں پست گزار فلٹر جبکہ شکل ت میں بلند گزار فلٹر کی افزائش بال مقابل تعدد کے خط دکھائے گئے ہیں۔ حقیقت میں ایسے کامل فلٹر نہیں پائے جاتے اور حقیقی پست گزار فلٹر $\omega_H$  سے قدر بلند تعدد کے اشارات کو بھی گزارتا ہے۔ فلٹر ایسے قلیوں سے حاصل کیا جاتا ہے جس کا خط شکل 6.58 کے قریب قریب ہو۔

حسابی ایکلیفیئر استعمال کرتے ہوئے ہر قسم کے فلٹر تخلیق دے جاتے ہیں۔ ایسے فلٹروں میں بڑورتے فلٹر کا اپنا ایک مقام ہے۔ آئیں اس پر غور کرتے ہیں۔

## 6.16 بڑورت فلٹر (چھلنی)

کسی بھی  $n$  درجی تسلسل کو

$$s^n + c_{n-1}s^{n-1} + c_{n-2}s^{n-2} + \cdots + c_2s^2 + c_1s + c_0$$

band pass filter<sup>42</sup>  
band stop filter<sup>43</sup>

کی صورت میں لکھا جاسکتا ہے جہاں  $s = \sigma + j\omega$  مخلوط تعداد جبکہ  $c_1, c_2, c_3, \dots$  وغیرہ، تسلسل کے ضریبیں 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  $\frac{n}{2}$  دو درجی کلیات کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جاسکتا 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  $\zeta$  اور  $\omega_m$  دو درجی کلیات کے مستقل ہیں۔  $\zeta$  کو تقصیریہ مستقل<sup>44</sup> اور  $\omega_m$  کو غیر تقصیریہ قدرتی تعداد<sup>45</sup> کہا جاتا ہے۔ طاق  $n$  یعنی  $n = 1, 3, 5, \dots$  کی صورت میں  $\left(s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2\right)$  طرز کے  $\frac{n-1}{2}$  دو درجی کلیات اور ایک عدد  $(s + \omega_0)$  کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(6.116) \quad (s + \omega_0) \left(s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2\right) \left(s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2\right) \dots$$

بڑورٹ تسلسل<sup>46</sup>  $B_n(s)$  میں مساوات 6.115 اور مساوات 6.115 میں تمام  $\omega_m$  برابر ہوتے ہیں۔ ایسی صورت میں تمام  $\omega_m$  کو  $\omega_0$  لکھتے ہوئے بڑورٹ تسلسل کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(6.117) \quad B_n(s) = \left(s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2\right) \left(s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2\right) \dots$$

$$B_n(s) = (s + \omega_0) \left(s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2\right) \left(s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2\right) \dots$$

جہاں پہلی تسلسل جفت  $n$  اور دوسری تسلسل طاق  $n$  کے لئے ہے۔

اگر بڑورٹ 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 صفر<sup>47</sup> کہلاتے ہیں۔

$s = -\omega_0$  سے  $s + \omega_0 = 0$  حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.59 الف میں مخلوط سطح<sup>48</sup> پر اس نقطے کو دکھایا گیا ہے۔ مخلوط سطح کے افقی محور پر حقیقی اعداد جبکہ اس کے عمودی محور پر خیالی اعداد پائے جاتے ہیں۔ یوں  $s = \sigma + j\omega$  لکھتے ہوئے  $\sigma$  کو افقی جبکہ  $\omega$  کو عمودی محور پر رکھا جائے گا۔

---

damping constant<sup>44</sup>  
undamped natural frequency<sup>45</sup>  
Butterworth<sup>46</sup>  
zeros<sup>47</sup>  
complex plane<sup>48</sup>

## دو درجی کلیات

$$(6.118) \quad s^2 + 2\zeta_m \omega_0 s + \omega_0^2 = 0$$

سے

$$(6.119) \quad \begin{aligned} s_1 &= s_m = -\zeta_m \omega_0 + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \\ s_2 &= s_m^* = -\zeta_m \omega_0 - j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \end{aligned}$$

صفر حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی دو درجی کلیات 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 باعثیں جانب پائے جاتے ہیں۔ ایک صرف افقی محور کے اوپر جانب جبکہ دوسرا صفر محور کے نیچے جانب پایا جاتا ہے۔ دونوں افقی محور سے برابر فاصلے پر پائے جاتے ہیں۔ یہ عمومی نتائج ہیں۔

$s_m^*$  اور  $s_m$  کی حقیقی قیمت

$$(6.120) \quad |s_m| = |s_m^*| = \omega_0$$

حاصل ہوتی ہے۔ کسی بھی مخلوط عدد کو حقیقی اور خیالی اجزاء کی صورت میں لکھا جا سکتا ہے۔ اسی مخلوط عدد کو حقیقی قیمت اور زاویہ کی شکل میں بھی لکھا جا سکتا ہے۔ یوں  $s_m$  مخلوط عدد کو مثال بناتے ہوئے اسے دونوں طرح لکھتے ہیں۔

$$(6.121) \quad s_m = -\zeta_m \omega_0 + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} = |s_m| \angle \theta$$

جہاں

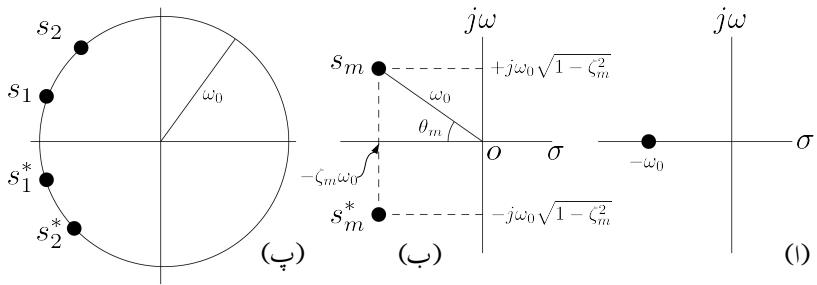
$$(6.122) \quad |s_m| = \sqrt{\zeta_m^2 \omega_0^2 + \omega_0^2 (1 - \zeta_m^2)} = \omega_0$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.59 ب میں نقطہ  $s_m$  کا فاصلہ  $|s_m|$  یعنی اس کی حقیقی قیمت دکھلاتا ہے۔ اس شکل میں زاویہ  $\theta_m$  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۔

مساوات 6.122 کے تحت تمام صفروں کی حقیقی قیمت  $\omega_0$  کے برابر ہے۔ یوں مخلوط سطح پر تمام صفر  $\omega_0$  رہاں کے دائے پر پائے جائیں گے۔ اس حقیقت کو شکل 6.59 پ میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $s_1^*$  اور  $s_1$



شکل 6.59: مخلوط سطح پر بٹرورت تسلسل کے صفر

آپس میں افقی محور کے الٹ جانب برابر فاصلے پر ہیں۔ یہی کچھ  $s_2$  اور  $s_2^*$  کے لئے بھی درست ہے۔ بٹرورت تسلسل کے تمام صفر اسی دائرے پر عمودی محور کے باکیں جانب پائے جائیں گے۔

بٹرورت تسلسل کے کسی بھی دو درجی جزو کو

$$s^2 + s\zeta_m \omega_0 s + \omega_0^2 = \omega_0^2 \left[ \left( \frac{s}{\omega_0} \right)^2 + 2\zeta_m \left( \frac{s}{\omega_0} \right) + 1 \right]$$

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۔ اکنی رداں کے اس دائرے کو بٹرورتے دائرہ<sup>49</sup> کہا جائے گا۔

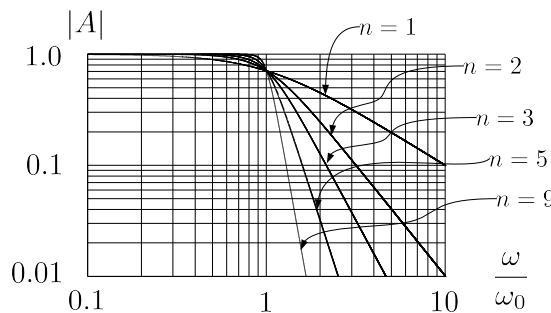
بٹرورت فلٹر<sup>50</sup> کا عمومی کلیہ

$$(6.124) \quad A(s) = \frac{A_0}{B_n(s)}$$

ہے۔ اس مساوات کی حقیقی قیمت نہایت سادہ شکل رکھتی ہے۔

$$(6.125) \quad |A(s)| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}}$$

Butterworth circle<sup>49</sup>  
Butterworth filter<sup>50</sup>



شکل 6.60: بڑورت پست گزار چلانی

جدول 6.1: بڑورت تسلسل

$n$	$B_n(s)$
1	$(s + 1)$
2	$(s^2 + 1.414s + 1)$
3	$(s + 1)(s^2 + s + 1)$
4	$(s^2 + 0.765s + 1)(s^2 + 1.848s + 1)$
5	$(s + 1)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)$
6	$(s^2 + 0.518s + 1)(s^2 + 1.414s + 1)(s^2 + 1.932s + 1)$

لیتے ہوئے  $|A(s)|$  کے خط کو  $n$  کی مختلف قیمتوں کے لئے شکل 6.60 میں کھینچا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $n$  کی تمام قیمتوں کے لئے  $|A|$  کی قیمت  $\omega_0$  تعداد پر 3 dB گھٹ جاتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ یہ حقیقت بھی واضح ہے کہ  $n$  کی قیمت بڑھانے سے شکل 6.60 کی صورت شکل 6.58 پ کے قریب تر ہوتی جاتی ہے۔

$\omega_0 = 1$  کی صورت میں بڑورت کے تسلسل کو جدول 6.1 میں پیش کیا گیا ہے۔ طاق  $n$  کی صورت میں بڑورت میں  $n$  تسلسل میں  $(s + 1)$  ضرور پایا جاتا ہے جبکہ جفت  $n$  کی صورت میں صرف دو درجی<sup>51</sup> اجزاء پائے جاتے ہیں۔

مثال 6.19: جدول 6.1 میں  $n = 2$  کے لئے بُذر ورت مساوات 6.125 ثابت کریں۔

حل: جدول میں  $1 \omega_0 = 1$  لیتے ہوئے  $n = 2$  کے لئے بُذر ورت تسلسل

$$B_2(s) = s^2 + 1.414s + 1$$

دیا گیا ہے۔ استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} B_2(s) &= (j\omega)^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= -\omega^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= 1 - \omega^2 + j1.414\omega \end{aligned}$$

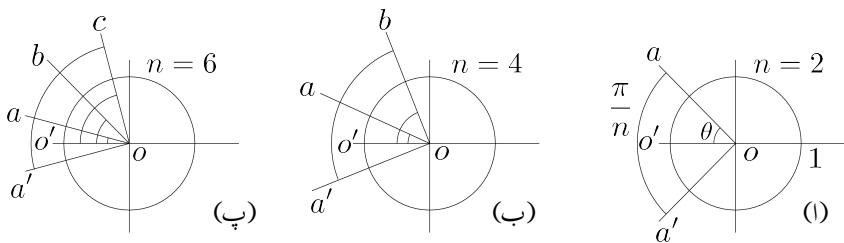
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\begin{aligned} |B_2(s)| &= \sqrt{(1 - \omega^2)^2 + (1.414\omega)^2} \\ &= \sqrt{1 + \omega^4 - 2\omega^2 + 2\omega^2} \\ &= \sqrt{1 + \omega^4} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

بُذر ورت تسلسل میں  $1 \omega_0 = 1$  لیتے ہوئے دو درجی اجزاء کو  $(s^2 + 2\zeta s + 1)$  لکھا جاسکتا ہے جہاں  $\zeta$  کو بُذر ورت دائرے سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ شکل 6.61 میں بُذر ورت دائرے سے جفت  $n$  کی صورت میں  $\zeta$  کا حصول دکھایا گیا ہے۔ بُذر ورت دائرے کا رداس<sup>52</sup> 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  $90^\circ$  کا زاویہ کھینچا جائے گا۔ اس زاویے کو یوں کھینچا جاتا ہے کہ  $\angle a'oo' = \angle a'oo' = \angle a'oo'$  ہوں۔ شکل 6.61 الف میں ایسا کیا گیا ہے کہ  $\angle aoo'$  کو  $\theta$  لکھتے ہوئے  $\zeta$  کو

$$(6.126) \quad \zeta = \cos \theta$$



شکل 6.61: جفت بُر ورت دارہ

سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں  $n = 2$  کی صورت میں

$$\zeta = \cos 45 = 0.7071$$

حاصل ہوتا ہے اور بُر ورت کلیہ

$$s^2 + 2\zeta s + 1 = s^2 + 1.4142s + 1$$

صورت اختیار کر لیگا جو جدول 6.1 کے عین مطابق ہے۔

شکل 6.61 ب میں  $n = 4$  ہے۔ یوں  $n = 4$  ہے۔ یوں  $\angle aoo' = \angle a'oo' = \frac{\pi}{4} = 45$  ہو گا جہاں  $\angle aoa' = \angle a'oo' = \frac{\pi}{4} = 45$  ہے۔ یوں  $\angle aob = 45$  ہے۔ یوں ایک اضافی زاویہ گئے ہیں۔ یوں  $\angle boo' = 67.5$  ہے۔ یوں  $\angle aob = 45$  ہے۔ یوں  $\angle aoo' = 22.5$  ہے۔

ہوں گے جن سے

$$\zeta_1 = \cos 22.5 = 0.9239$$

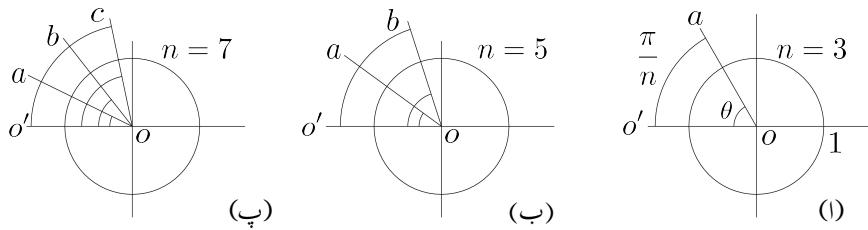
$$\zeta_2 = \cos 67.5 = 0.3827$$

حاصل ہوتے ہیں لہذا بُر ورت کلیہ

$$(s^2 + 2 \times 0.9239 \times s + 1) (s^2 + 2 \times 0.3827s + 1)$$

یعنی

$$(s^2 + 1.848s + 1) (s^2 + 0.765s + 1)$$



شکل 6.62: طاق بُرورت دائرہ

ہو گا۔ شکل 6.62 میں طاق  $n$  کی صورت میں  $\theta$  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  $60^\circ$  کا کھینچا گیا ہے۔  $\theta = \angle aoo'$  لیتے ہوئے

$$\zeta = \cos 60 = 0.5$$

حاصل ہوتا ہے۔ طاق بُرورت کلیے میں  $(s + 1)$  کا اضافی جزو پایا جاتا ہے لہذا  $n = 3$  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 36 کھینچنے کے بعد  $\angle boa = \frac{\pi}{5}$  یعنی  $36^\circ$  کھینچنے کے بعد  $\angle aoo' = \frac{\pi}{5}$  بھی 36 کھینچنے۔ یوں

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \angle aoo' \\ \theta_2 &= \angle boo' \end{aligned}$$

ہوں گے

جدول 6.1 میں  $1 \neq \omega_0 \neq \omega$  لیتے ہوئے رتبہ اول بُرورت فلٹر کے کلیے کو

$$(6.127) \quad \frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

جبکہ دورتبی بڑو رت فلٹر کے کلیے کو

$$(6.128) \quad \frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2\zeta\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

6.16.1 بڑو رت فلٹر کا دور

شکل 6.63 الف میں رتبہ اول پست گزار بڑو رت فلٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کو دیکھتے ہوئے

$$v_k = \left( \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \right) v_i = \frac{v_i}{sRC + 1}$$

$$v_o = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_k$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{1}{sRC + 1} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں

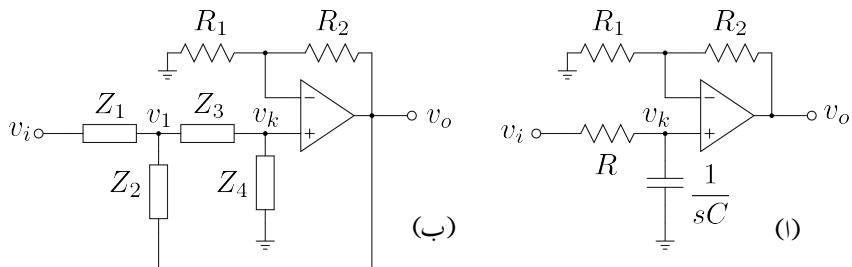
$$(6.129) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

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 یک رتبی بڑو رت فلٹر کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ شکل 6.63 الف یک رتبی بڑو رت فلٹر ہے۔ R اور C کی جگہیں آپس میں تبدیل کرنے سے یک



شکل 6.63: بیرونی فلٹر

رتی بلند گزار بیرونی فلٹر حاصل ہوتا ہے۔ یک رتبی 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 دور بیرونی فلٹر 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 جاسکتا ہے جبکہ کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے

$$v_k = \left( \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right) v_1$$

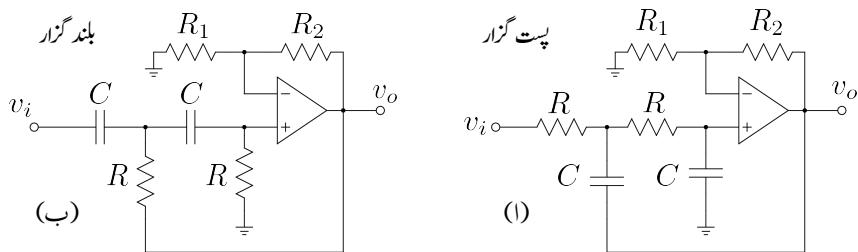
لکھا جاسکتا ہے۔ ثابت ایکسپلیفائر کے لئے

$$v_o = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_k = A_0 v_k$$

لکھا جاسکتا 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  $Z_4$  کمیٹر ہوتے ہیں۔ ایسا دور شکل 6.64 اف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کے برعکس بلند گزار فلٹر میں  $Z_1$  اور  $Z_3$  کمیٹر جبکہ  $Z_2$  اور  $Z_4$  مزاحمت ہوتے ہیں۔ شکل 6.63 ب میں بلند گزار فلٹر دکھایا گیا ہے۔



شکل 6.64: بیروت پست گزار اور بلند گزار فلتر

شکل 6.64 الف کے لئے مساوات 6.130 درج ذیل دیتی ہے۔

$$(6.131) \quad A(s) = \frac{A_0 \left( \frac{1}{RC} \right)^2}{s^2 + \left( \frac{3-A_0}{RC} \right) s + \left( \frac{1}{RC} \right)^2}$$

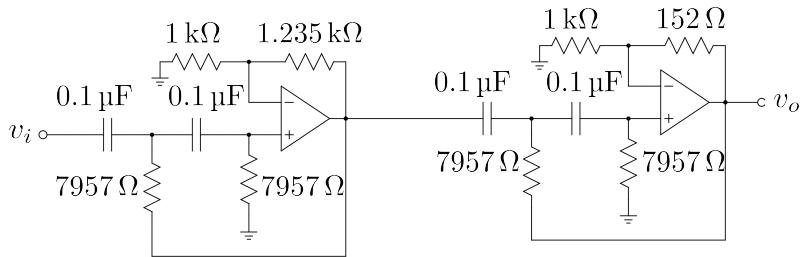
مساوات 6.131 کا مساوات 6.128 کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے

$$(6.132) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 3 - 2\zeta$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ان معلومات کے ساتھ اب ہم بیروت فلٹر تخلیق دے سکتے ہیں۔  $RC$  کو درکار  $\frac{1}{\omega_0}$  کے برابر رکھا جاتا ہے جہاں پست گزار فلٹر کی صورت میں یہ  $\omega_H$  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 زیبری ایکلیفیاٹر بنایا جاتا ہے۔ جدول 6.1 سے مطلوبہ دو درجی کلیات کے حاصل کرنے جاتے ہیں۔ ہر ح کے لئے ایک کڑی تخلیق دی جاتی ہے۔ طاق  $n$  کی صورت میں شکل 6.64 الف کے طرز پر  $\frac{n-1}{2}$  کڑیوں کے علاوہ شکل 6.63 الف کے طرز پر اضافی کڑی بھی استعمال کی جاتی ہے۔ اگرچہ یہ ضروری نہیں کہ تمام کڑیوں میں بالکل یکساں قیتوں کے مزاحمت اور کپیسٹر نسب کے جائیں، حقیقت میں ایسا ہی کیا جاتا ہے اور یوں تمام کڑیاں بالکل یکساں دکھتی ہیں۔



شکل 6.65: چار رتبی بلند گزار بیرونی فلٹر

مثال 6.20: ایک ایسا چار رتبی 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 رتبی بلند گزار فلٹر حاصل ہو گا۔ جدول 6.1 سے چار رتبی فلٹر کے

$$\zeta_1 = \frac{0.765}{2} = 0.3825$$

$$\zeta_2 = \frac{1.848}{2} = 0.924$$

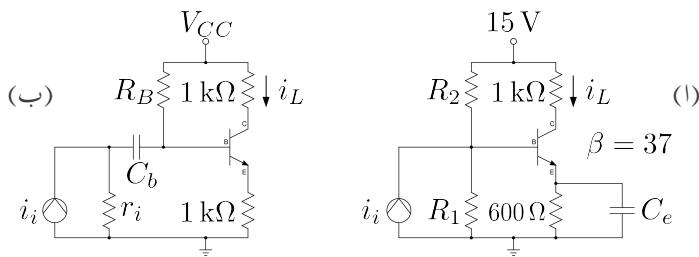
حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح مساوات 6.132 سے

$$A_{v1} = 3 - 0.765 = 2.235$$

$$A_{v2} = 3 - 1.848 = 1.152$$

چونکہ ثابت ایمپلیفیئر کی افزائش  $\frac{R_2}{R_1} = 1.235$  رکھنا ہو گا۔ اگر  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  رکھا جائے تب  $R_2 = 1.235 \text{ k}\Omega$  رکھا جائے اگر پہلی مزاحمت 1 kΩ رکھی جائے تو دوسری مزاحمت 152 Ω رکھنا ہو گا۔

اسی طرح  $f_L = 200 \text{ Hz}$  حاصل کرنے کی خاطر اگر  $C = 0.1 \mu\text{F}$  رکھا جائے تب مساوات 6.132 سے 7957 Ω حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.65 میں تخلیق کردہ فلٹر دکھایا گیا ہے۔ حاصل ہوتے ہیں۔



شکل 6.66

### سوالات

تمام سوالات میں  $(\beta \approx \beta + 1)$  لیا جا سکتا ہے۔

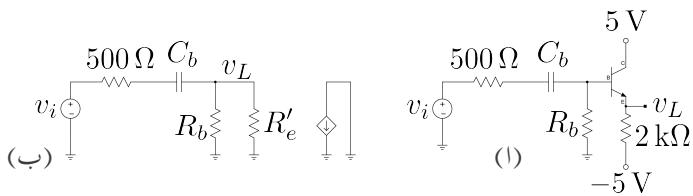
سوال 6.1: شکل 6.66 الف میں

- $R_2$  اور  $R_1$  کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ  $i_L$  کا حیطہ زیادہ سے زیادہ ممکن ہو۔
- پست انقطائی نقطہ  $5\text{ Hz}$  پر رکھنے کے لئے درکار کپیسٹر  $C_e$  کی قیمت حاصل کریں۔
- $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں اور اس کے حتمی قیمت کا بودا خاطر کھینچیں۔

جوابات:  $R_2 = 7.6\text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 3.26\text{ k}\Omega$ ,  $V_{BB} = 4.5\text{ V}$ ,  $R_B = 2.2\text{ k}\Omega$ ,  $I_{CQ} = 5.77\text{ mA}$ ,  $C_e = 548\text{ }\mu\text{F}$ ,  $r_e = 4.3\text{ }\Omega$

$$A_i = \left( \frac{\beta R_B}{R_B + r_{be}} \right) \frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{R_B + r_{be} + \beta R_E}{R_E C_E (R_B + r_{be})}} = 34.5 \left( \frac{s + 3.04}{s + 31.66} \right)$$

سوال 6.2: شکل 6.66 ب میں  $\beta = 137$ ,  $r_i = 40\text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 200\text{ k}\Omega$ ,  $r_e = 4.3\text{ }\Omega$ ,  $C_b$  کی قیمت کیا ہو گی؟  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کے حتمی قیمت کا بودا خاطر کھینچیں۔



شکل 6.67

جوابات:  $R_B \parallel R'_B$  کی بنابر  $r_e$  کو نظر انداز کرتے ہوئے  $v_L$  حاصل ہوتا ہے۔  $R_e \gg r_e$  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 اف میں  $\beta = 70$  لیتے ہوئے  $R_b$  کی ایسی قیمت حاصل کریں کہ  $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$  حاصل ہو۔ پست انقطاعی تعداد کو  $10 \text{ Hz}$  پر رکھنے کی خاطر درکار  $C_b$  حاصل کریں۔

جوابات:  $I_{CQ} = \frac{0 - V_{BE} + 5}{\frac{R_b}{\beta + 1} + R_e}$

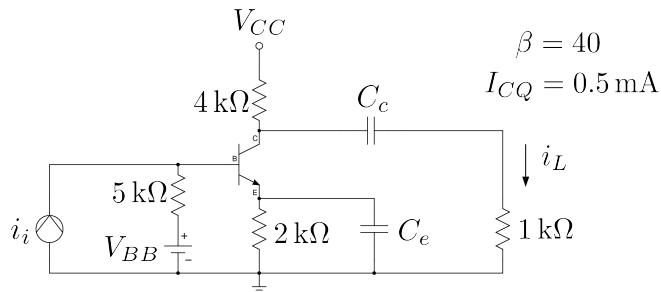
مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $R_e$  کو  $(\beta + 1)$  سے ضرب دیتے ہوئے ٹرانزیستر کے بیس جانب منتقل کر کے  $C_b = 1.529 \mu\text{F}$  کھلا گیا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہی  $\omega = \frac{1}{C_b(r_i + R_b \parallel R'_e)}$  لکھا جاسکتا ہے جس سے حاصل ہوتا ہے۔

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 حتمی قیمت کا بودا نحٹ کھینچیں۔  $V_{CC} = 10 \text{ V}$ ،  $\beta = 99$ ،  $R_B = 400 \text{ k}\Omega$ ،  $r_i = 200 \text{ k}\Omega$ ،  $C_b = 10 \mu\text{F}$  اور لیں۔

جواب:

$$A_i = \frac{-158s \left( 1 + \frac{s}{10} \right)}{\left( 1 + \frac{s}{0.355} \right) \left( 1 + \frac{s}{17.65} \right)}$$

سوال 6.5: شکل 6.68 میں



شکل 6.68

- $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  کی مساوات حاصل کریں۔  $r_{be}$  کو نظر انداز نہ کریں۔
- دونوں کپیسٹروں کی وہ قیمتیں دریافت کریں جن پر  $A_i$  کے دونوں قطب  $10 \text{ rad/s}$  پر پائے جائیں۔
- افزائش  $A_i$  کے حقیقی قیمت کا بودھ خط کھینچیں۔

جوابات:

$$A_i = \frac{-R_c r_i \beta}{(R_c + R_L)(r_i + r_{be})} \frac{s(s + w_s)}{(s + w_{q1})(s + w_{q2})}$$

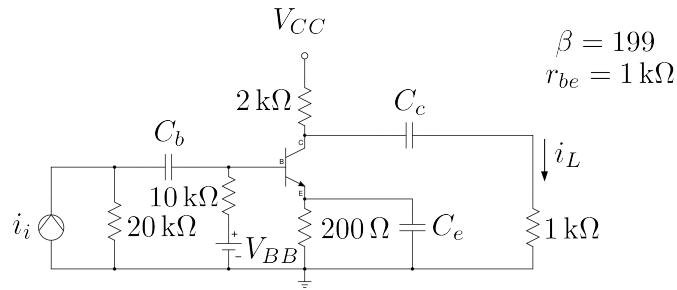
$$w_s = \frac{1}{R_e C_e}$$

$$w_{q1} = \frac{1}{(R_c + R_L) C_c}$$

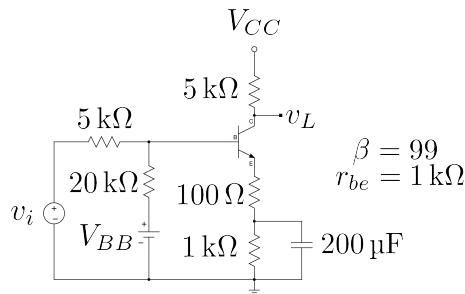
$$w_{q2} = \frac{1}{\left[ R_e \parallel \left( \frac{r_i + r_{be}}{\beta + 1} \right) \right] C_e}$$

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

$$C_e = 636 \mu\text{F}, C_c = 20 \mu\text{F} \quad \bullet$$



شکل 6.69



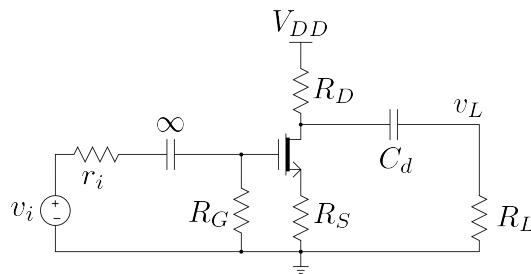
شکل 6.70

سوال 6.6: شکل 6.69 میں پست انقطائی تعداد  $200 \text{ rad/s}$  رکھنے کی خاطر درکار  $C_e$  کو مثل 6.8 کے طرز پر حاصل کریں۔ لفایا دونوں کپیسٹروں کے قطب  $5 \text{ rad/s}$  پر رکھتے ہوئے ان کی بھی تیزیں حاصل کریں۔ درمیانی تعداد پر افراکش 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  $\omega_L$  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  $g_m = 4 \text{ mS}$  لیتے ہوئے ڈرین کپیسٹر  $C_d$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر  $f_L = 20 \text{ Hz}$  حاصل ہو۔

$$\text{جوابات: } C_d = 55 \text{ nF}$$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d \left[ R_L + \left( R_D \parallel r_o + (\mu + 1) R_S \right) \right]}$$

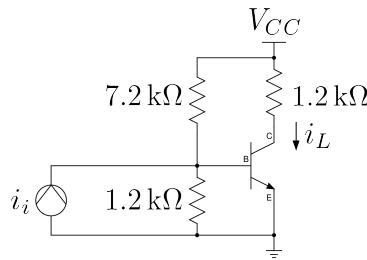
سوال 6.9: شکل 6.71 میں  $R_S$  کے متوازی لامدد کپیسٹر نسب کرتے ہوئے سوال 6.8 کو دوبارہ حل کریں۔

$$\text{جوابات: } C_d = 77 \text{ nF}$$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d (R_L + R_D \parallel r_o)}$$

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  $1.2 \text{ MHz}$  تاپ جاتا ہے۔ یک سمت برتنی رو  $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$  اور  $C_{b'e}$  کو صفر تصور کرتے ہوئے  $\beta$ ،  $f_T$  اور  $r_{b'e}$  حاصل کریں۔



6.72 کل

جوابات:  $C_{b'e} = r_{b'e} = 1625 \Omega$ ,  $f_T = 155 \text{ MHz}$ ,  $\beta = 129$ ,  $r_e = 12.5 \Omega$ ,  $g_m = 0.08 \text{ S}$ ,  $82 \text{ pF}$

سوال 6.11: صفحہ 709 پر کل 6.34 میں،  $R_2 = R'_L = R_C = 1.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_S = R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ ,  $I_{CQ} = 10 \text{ mA}$  اور  $R_E = 100 \Omega$ ,  $f_T = 200 \text{ MHz}$ ,  $A_{vD} = \frac{v_o}{v_s}$  ہیں۔ درمیانی تعداد کی  $r_{bb'} = 0$  اور بلند انقطعی تعداد  $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$ ,  $\beta = 100$  حاصل کریں۔

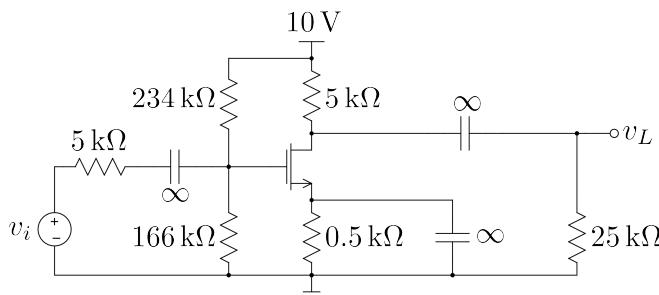
جوابات:  $C_M = 1200 \text{ pF}$ ,  $C_{b'e} = 318 \text{ pF}$ ,  $R_{th} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $r_{b'e} = 253 \Omega$ ,  $g_m = 0.4 \text{ S}$ ,  $A_{vD} = -5.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ,  $414 \text{ kHz}$

سوال 6.12: سوال 6.11 میں  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ ,  $\beta = 25$ ,  $C_{b'c} = 2 \text{ pF}$  تصور کرتے ہوئے اور  $A_{vD}$  دوبارہ حاصل کریں۔ بقیا تمام معلوم جوں کے توں ہیں۔

جوابات:  $R_{th} = 650 \Omega$ ,  $r_{b'e} = 50 \text{ pF}$ ,  $C_M = 32 \text{ pF}$ ,  $g_m = 0.04 \text{ S}$  سے بہت کم نہیں لہذا  $f_H = 4.9 \text{ MHz}$  کے لئے مساوات 6.84 استعمال کیا جائے گا۔ پس  $A_{vD} = -1.47 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 6.13: ایک ماسفیٹ جس کا  $V_t = 1 \text{ V}$ ,  $C_{gd} = 0.02 \text{ pF}$ ,  $C_{gs} = 0.25 \text{ pF}$ ,  $I_{DS} = 0.4 \text{ mA}$  ہے۔ اس کی  $f_T = 0.4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  حاصل کریں۔

جواب: 333 MHz



شکل 6.73

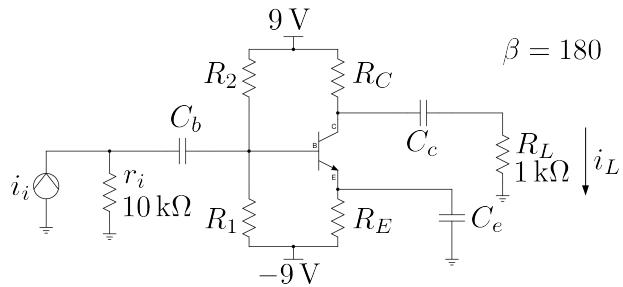
سوال 6.14: شکل 6.73 میں  $C_{gd} = 1.2 \text{ pF}$  اور  $C_{gs} = 1.2 \text{ pF}$  ،  $V_t = 2 \text{ V}$  ،  $k_n = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $f_H = 0.12 \text{ pF}$  ہیں۔ ملکپیسٹر،  $f_T$  اور  $A_v$  کا حاصل کریں۔

جوابات:  $f_T = 118 \text{ MHz}$  ،  $C_M = 0.895 \text{ pF}$  اور  $g_m = 1.55 \text{ mS}$  ،  $I_{DS} = 1.2 \text{ mA}$  اور  $f_H = 8.4 \text{ MHz}$

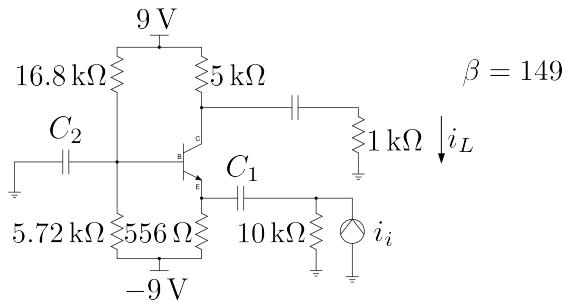
سوال 6.15: کسیکوڈ ایکلیپس فارک کو شکل 6.49 میں دکھایا گیا ہے جس میں  $V_{CC} = 15 \text{ V}$  اور  $\beta = 149$  ہیں۔  $R_E = 2.5 \text{ k}\Omega$  رکھتے ہوئے  $R_1$  اور  $R_2$  یوں چنیں کہ  $I_{C1} = 0.5 \text{ mA}$  اور  $R'_1 = R'_2 = 0.5 \text{ k}\Omega$  ہو۔ ان قیمتیوں کو استعمال کرتے ہوئے درمیانی تعداد پر افراکش  $A_v$  حاصل کریں۔

سوال 6.16: شکل 6.74 میں داخلی اشارے کی مزاحمت  $r_i = 10 \text{ k}\Omega$  جبکہ بوجھ کی مزاحمت  $1 \text{ k}\Omega$  ہے۔ زیادہ سے زیادہ  $A_i$  حاصل کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $i_L$  کا زیادہ سے زیادہ حصہ ٹرانزیستر کے میں میں سے گزرے۔ اسی طرح خارجی جانب زیادہ سے زیادہ  $i_L$  تب حاصل ہو گا جب  $R_B = r_i$  اور  $R_C \gg R_L$  ہو۔  $R_C = 9R_E$  اور  $V_{CE} = 9 \text{ V}$  اور  $C_e = 198 \mu\text{F}$  ،  $C_b = 15.9 \mu\text{F}$  ،  $C_c = 13.3 \mu\text{F}$  ہیں۔  $R_1 = 24.7 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 16.8 \text{ k}\Omega$  پر افراکش  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $V_{BB} = 1.69 \text{ V}$  ،  $I_C = 1.62 \text{ mA}$  ،  $R_C = 5 \text{ k}\Omega$  ،  $R_E = 556 \text{ }\Omega$  ،  $R_B = 10 \text{ k}\Omega$  ،  $C_e = 198 \mu\text{F}$  ،  $C_b = 15.9 \mu\text{F}$  ،  $C_c = 13.3 \mu\text{F}$  اور  $A_i = -96.4 \frac{\text{A}}{\text{A}}$



شکل 6.74



شکل 6.75

سوال 6.16: سوال 6.16 میں استعمال شدہ ٹرانزسٹر کا  $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$  اور  $f_T = 250 \text{ MHz}$  ہے۔ بلند انقطائی تعدد حاصل کرتے ہوئے مکمل بوڈا نخط کچھیں اور اس پر پست انقطائی تعدد، بلند انقطائی تعدد اور درمیانی تعدد کی افراش  $A_i$  واضح طور پر دکھائیں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $\frac{v_L}{i_i} = \frac{v_L}{i_L} \times \frac{i_L}{i_i}$  یعنی  $A_r = \frac{v_L}{i_L} \times \frac{i_L}{i_i}$  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 تعدد  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کا  $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$  اور  $f_T = 250 \text{ MHz}$  ہے۔ بلند انقطائی تعدد بھی حاصل کریں۔ بیرونی کپیسٹروں کی قیمت لاحدہ و تصور کریں۔

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 بڑ ورت کلیے لکھیں۔

جواب: جدول 6.1 میں جوابات دئے گئے ہیں۔

سوال 6.20: شکل 6.62 کی مدد سے  $n = 7$  کی صورت میں تینوں  $k$  حاصل کرتے ہوئے بڑ ورت کلیے لکھیں۔

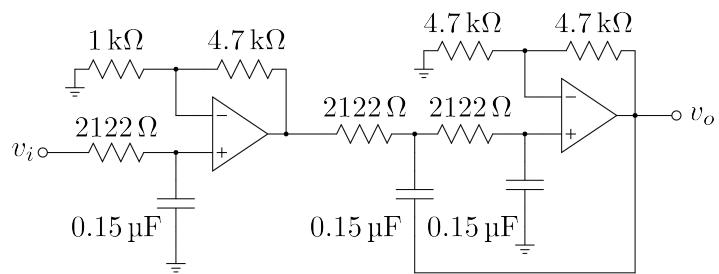
جواب: جدول 6.1 میں جوابات دئے گئے ہیں۔

سوال 6.21: مساوات 6.130 حاصل کریں۔

سوال 6.22: مساوات 6.131 حاصل کریں۔

سوال 6.23: اور  $n = 4$  اور  $n = 3$  کے لئے مساوات 6.125 کو مثال 6.19 کے طرز پر ثابت کریں۔

سوال 6.24: شکل 6.76 میں بڑ ورت فلٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کی پیچان کرتے ہوئے اس کے مختلف متغیرات حاصل کریں۔ جوابات: یہ تین رتی  $f_H = 500 \text{ Hz}$  کا پست گزار فلٹر ہے۔ پہلی کڑی  $\frac{V}{V}$  کی افزائش بھی فراہم کرتی ہے۔



کل 6.76: بُثُورت فلتر کاسوال



## 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 نظام<sup>1</sup> کہا جائے گا۔

انسانی جسم از خود ایک واپسی نظام کی مثال ہے۔ میر 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 پرے 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۔

برقيات کے میدان میں واپسی ادوار نہیت اہم ہیں۔ ایسے ادوار نا صرف مہیا کردہ داخلی اشارہ بلکہ دور کے اپنے خارجی اشارے کو بھی مد نظر رکھتے ہوئے اگلے لمحہ کا خارجی اشارہ تعین کرتے ہیں۔ خارجی اشارے کے خبر کو واپسی<sup>2</sup> اشارہ<sup>2</sup> کہا جائے گا۔ یہاں یہ بتلاتا چلوں کہ یہ ضروری نہیں کہ واپسی ادوار کو داخلی اشارہ ہر صورت مہیا کیا جائے۔ مرتعش<sup>3</sup> 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 ایکلیفیاٹر کی جماعت بندی

ایکلیفیاٹر 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 ایکلیفیاٹر کو چار ممکنہ جماعتوں میں تقسیم کیا جا سکتا ہے جنہیں جدول 7.1 میں دکھایا گیا ہے۔

جدول 7.1: ایکلیفیاٹر کی جماعت بندی

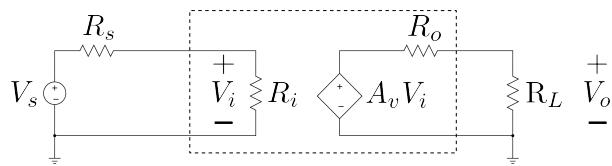
	داخلی اشارہ	خارجی اشارہ	ایکلیفیاٹر کی جماعت	افراش
$A_v$	برقی دباؤ	برقی دباؤ	ایکلیفیاٹر	برقی دباؤ
$A_i$	برقی رو	برقی رو	ایکلیفیاٹر	برقی رو
$A_g$	موصل نما ایکلیفیاٹر	برقی دباؤ	ایکلیفیاٹر	برقی دباؤ
$A_r$	مزاحمت نما ایکلیفیاٹر	برقی رو	ایکلیفیاٹر	مزاحمت نما ایکلیفیاٹر

ہم برقی دباؤ ایکلیفیاٹر سے موقع کرتے ہیں کہ یہ داخلی برقی دباؤ کو  $A_v$  گناہدا کر خارج کرے گا۔ یوں اگر اس ایکلیفیاٹر پر خارجی جانب  $R_{L1}$  بوجھ لادا جائے اور ایکلیفیاٹر کو  $V_s$ <sup>4</sup> اشارہ داخلی جانب مہیا کیا جائے تو ہم موقع کریں گے کہ بوجھ پر  $A_v V_s$  برقی دباؤ پایا جائے گا۔ اب اگر بوجھ کو تبدیل کرتے ہوئے  $R_{L2}$  کر دیا جائے ہم تب بھی موقع کریں گے کہ خارجی برقی دباؤ پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اسی طرح اگر داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s$  تبدیل کی جائے تو ہم موقع کرتے ہیں کہ اس کا خارجی برقی دباؤ پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس تمام کا مطلب ہے کہ  $R_s$  پر  $A_v$  اور  $R_L$  پر کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔ ہم بھایا تین قسم کے ایکلیفیاٹر سے بھی موقع کرتے ہیں کہ ان کی افراش پر بھی  $R_L$  اور  $R_s$  کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔

feedback signal<sup>2</sup>  
oscillator<sup>3</sup>

<sup>4</sup> ادبارات میں وائی ادوار پر غور کرتے ہوئے اشارات کو ہر سے حدود تھیں سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ اس باب میں ہم بھی ایسا ہی کریں گے

## تحویلن مساوی دور



شکل 7.1: برقی دباؤ ایکلیفیاٹ کا مساوی تحویلن دور

## 7.1.1 برقی دباؤ ایکلیفیاٹ

برقی دباؤ ایکلیفیاٹ کا مساوی تحویلن 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  $R_L$  لا دا گیا ہے۔ داخلی اشارہ کی مزاحمت  $R_s$  ہے۔ داخلی جانب برقی رو کو لکھتے ہوئے کرخوف 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

$$A_v V_i = I_o R_o + I_o R_L$$

$$I_o = \frac{A_v V_i}{R_o + R_L}$$

$$V_o = I_o R_L = A_v V_i \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right)$$

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 مزاحمت  $R_s$  اور بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  پر منحصر ہے جب کہ ایسا نہیں ہونا چاہیے۔ آئیں دیکھیں کہ  $R_s$  اور  $R_L$  کے اثر کو کیسے ختم یا کم سے کم کیا جا سکتا ہے۔

برقی دباو ایکلینیفار میں اگر

$$(7.4) \quad \begin{aligned} R_i &\rightarrow \infty \\ R_o &\rightarrow 0 \end{aligned}$$

ہوں تب مساوات 7.3 سے

$$(7.5) \quad A_V = A_v$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا ایکلینیفار جس کی کل افراکش  $A_V$  کا دارود مدار اشارے کی مزاحمت  $R_s$  اور بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے  $A_V$  کی قیمت اٹل ہو کو برقی دباو ایکلینیفار کہتے ہیں۔ شکل 7.1 میں دکھایا، مساوات 7.4 پر پورا اترتادور کامل برقی دباو ایکلینیفار کا دور ہے۔

حقیقی برقی دباو ایکلینیفار مساوات 7.4 کی بجائے مساوات 7.6 پر پورا اترتادور ہے۔

$$(7.6) \quad \begin{aligned} R_i &\gg R_s \\ R_o &\ll R_L \end{aligned}$$

جس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

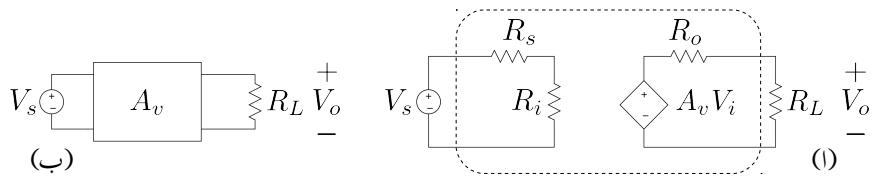
$$(7.7) \quad A_V \approx A_v$$

مساوات 7.2 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ لا محدود  $R_L$  پر  $\frac{V_o}{V_i}$  کی قیمت  $A_v$  کے برابر ہے یعنی

$$(7.8) \quad A_v = \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty}$$

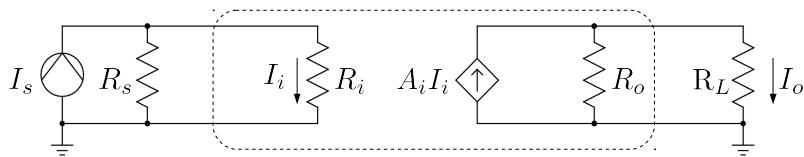
المذا  $A_v$  کو ایکلینیفار کی لا محدود بوجھ کے مزاحمت پر افراکش برقی دباو پکارا جاتا ہے۔ اسے بے بوجھ ایکلینیفار کی افراکش برقی دباو بھی پکارا جا سکتا ہے۔

شکل 7.2 الف میں برقی دباو ایکلینیفار میں داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s$  کو بھی ایکلینیفار کا حصہ تصور کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا سادہ ڈبہ نما شکل دکھایا گیا ہے۔



شکل 7.2: برقی دیاکلیپسیا کی سادہ ڈب نمائش

نارٹن مساوی دور



شکل 7.3: برقی روایکلیپسیا کی مساوی نارٹن دور

## 7.1.2 برقی روایکلیپسیا

برقی روایکلیپسیا کی مساوی نارٹن دور شکل 7.3 میں نقطہ دار لکیر میں بند کھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارة  $I_s$  مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بوجھ  $R_L$  لادا گیا ہے۔ منبع داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s$  ہے۔ داخلی جانب تقسیم برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.9) \quad I_i = I_s \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

اسی طرح خارجی جانب  $\frac{R_o}{R_o + R_L}$  برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.10) \quad I_o = A_i I_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.11) \quad I_o = A_i I_s \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

جس سے کل افراکش برتنی 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

$$(7.14) \quad A_I \approx A_i$$

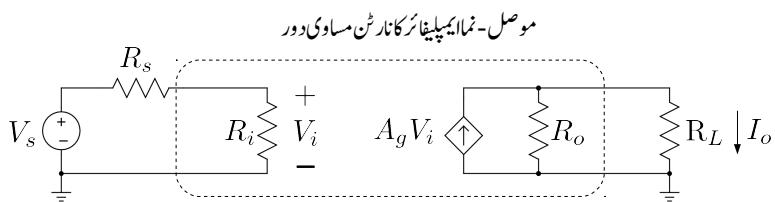
ایسا ایکلینیفار جس کی افراکش  $A_I$  کا دار و مدار داخلی بیرونی مزاحمت  $R_s$  اور خارجی بیرونی مزاحمت  $R_L$  پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے  $A_I$  کی قیمت اٹل ہو کو برتنی رو ایکلینیفار کہتے ہیں۔ برتنی رو ایکلینیفار مساوات 7.13 کے تحت ہی تخلیق دئے جاتے ہیں تاکہ ان کی افراکش زیادہ سے زیادہ ہو اور اس کی قیمت خارجی مزاحمت پر منحصر ہو۔ کامل برتنی رو ایکلینیفار میں  $0 = R_o = R_i = \infty$  اور  $0 = R_L$  ہوں گے۔ مساوات 7.10 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $0 = R_L$  کی صورت میں

$$(7.15) \quad \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{R_L=0} = A_i$$

حاصل ہوتا ہے، لہذا  $A_i$  کو صفر بوجھ کے مزاحمت پر ایکلینیفار کی افراکش برتنی رو پکارا جائے گا۔

### 7.1.3 موصل نما ایکلینیفار

آپ نے برتنی دباؤ اور برتنی رو ایکلینیفار کے مساوی دور دیکھے۔ دباؤ ایکلینیفار کا تھوڑن مساوی جبکہ رو ایکلینیفار کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ یہاں اس بات کا سمجھنا ضروری ہے کہ جہاں برتنی دباؤ کی بات کی جائے وہاں تھوڑن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے اور جہاں برتنی رو کی بات کی جائے وہاں نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ برتنی دباؤ ایکلینیفار داخلی برتنی دباؤ کو بڑھاتا ہے لہذا داخلی جانب اشارہ متبع کا تھوڑن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ اسی طرح چونکہ یہ ایکلینیفار برتنی دباؤ ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب ایکلینیفار کا تھوڑن مساوی دور ہی استعمال کیا گیا۔



شکل 7.4: موصل نما ایمپلیفیاٹر مساوی دور

برقی رو ایمپلیفیاٹر کا داخلی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا داخلی جانب اشارہ منع کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ اسی طرح یہ ایمپلیفیاٹر برقی رو ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب بھی نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔

موصل نما ایمپلیفیاٹر کا داخلی اشارہ برقی دباؤ جبکہ اس کا خارجی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا اس کا تجربہ کرتے وقت داخلی جانب اشارہ منع کا تھوین جبکہ اس کے خارجی جانب نارٹن مساوی دور استعمال کیا جائے گا۔ شکل 7.4 میں موصل نما ایمپلیفیاٹر کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ موصل نما ایمپلیفیاٹر 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

$$(7.17) \quad A_G = \frac{I_o}{V_s} = A_g \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

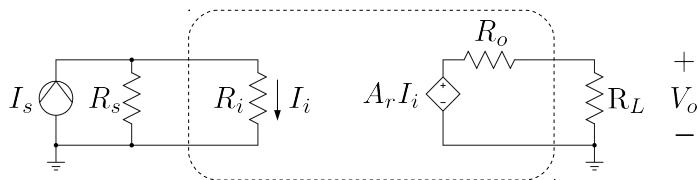
مساویات 7.16 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_L = 0$  کی صورت میں  $\frac{I_o}{V_i}$  کی قیمت  $A_g$  کے برابر ہے یعنی

$$(7.18) \quad \left. \frac{I_o}{V_i} \right|_{R_L=0} = A_g$$

اسی طرح

$$(7.19) \quad \begin{aligned} R_i &\gg R_s \\ R_o &\gg R_L \end{aligned}$$

مزاحمت - نما ایمپلینیٹر کا تھیوئن مساوی دور



شکل 7.5: مزاحمت نما ایمپلینیٹر کا مساوی دور

کی صورت میں مساوات 7.17 سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.20) \quad A_G \approx A_g$$

ایسا ایمپلینیٹر جس کی انفرائش  $A_G$  کا دار و مدار  $R_s$  اور مزاحمت  $R_L$  پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے  $A_G$  کی قیمت اٹل ہو کو موصل نما ایمپلینیٹر کہتے ہیں۔

#### 7.1.4 مزاحمت نما ایمپلینیٹر

شکل 7.5 میں مزاحمت نما ایمپلینیٹر دکھایا گیا ہے جس کا داخلی اشارہ برقی رو  $I_s$  اور خارجی اشارہ برقی دباؤ  $V_o$  ہے۔ اس کو یوں حل کیا جائے گا۔

$$(7.21) \quad \begin{aligned} I_i &= I_s \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \\ V_o &= A_r I_i \left( \frac{R_L}{R_L + R_o} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات سے ہم دیکھتے ہیں کہ  $R_L = \infty$  کی صورت میں  $A_r$  کی قیمت  $A_r$  کے برابر ہو گی یعنی

$$(7.22) \quad \left. \frac{V_o}{I_i} \right|_{R_L=\infty} = A_r$$

لہذا  $A_r$  کو لامدد مزاحمتی بوجھ پر ایمپلینیٹر کی مزاحمت نما انفرائش کہتے ہیں۔ کل مزاحمت نما انفرائش  $A_R$  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

$$(7.25) \quad A_R \approx A_r$$

یعنی اس صورت ایمپلینیفار کی مزاحمت نما افراکش کا دار و مدار  $R_s$  اور  $R_L$  پر نہیں۔

مثال 7.1: شکل 7.1 میں بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  میں بر قی رو کی قیمت  $\frac{V_o}{R_L}$  کے برابر ہے۔  $\frac{I_o}{V_s}$  کی شرح کو موصل نما افراکش تصور کرتے ہوئے ثابت کریں کہ اسے موصل نما ایمپلینیفار تصور نہیں کیا جا سکتا۔

حل:

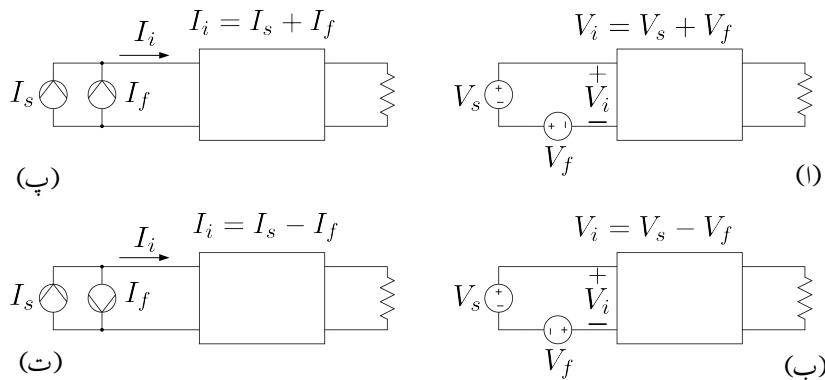
$$A_G = \frac{I_o}{V_s} = \frac{I_o}{V_o} \times \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{R_L} \times A_V$$

اس مساوات کے تحت  $A_G$  کی قیمت بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  کے قیمت پر منحصر ہے۔ ایمپلینیفار کی افراکش کی قیمت بوجھ کے مزاحمت کے قیمت پر منحصر نہیں ہو سکتی لہذا اسے موصل نما ایمپلینیفار تصور نہیں کیا جا سکتا۔

## 7.2 واپسی اشارہ

مندرجہ بالا حصے میں ہم نے چار اقسام کے ایمپلینیفار دیکھے۔ اس حصے میں ان میں واپسی اشارہ شامل کرنے کی ترکیب دکھائی جائے گی۔ واپسی اشارے کو ایمپلینیفار کے داخلی اشارے کے ساتھ جمع یا اس سے منفی کیا جاتا ہے۔

شکل 7.6 اف میں واپسی اشارے  $V_f$  کو بر قی دبا 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 پ میں واپسی اشارے  $I_f$  کو بر قی رو اشارے  $I_s$  کے ساتھ جمع



شکل 7.6: اشارات کو آپس میں جمع اور منفی کرنے کے طریقہ

کرنا دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ت میں  $I_i$  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۔<sup>5</sup>

شکل 7.2 ب میں دکھائے بر قی دباؤ ایمپلیفائر کو مثال بناتے ہیں۔ بر قی دباؤ ایمپلیفائر داخلی جانب اشارات کو بر قی دباؤ کی صورت میں حاصل کرتا ہے لہذا اس کے داخلی جانب واپسی اشارہ بھی بر قی دباؤ کی صورت میں ہو گا۔ واپسی اشارے کو ایمپلیفائر کے خارجی اشارے سے حاصل کیا جاتا ہے۔  $V_o$  سے  $V_f$  حاصل کرنے والے دور، جس کو واپس کار<sup>6</sup> کہتے ہیں، کو ڈبے کی شکل سے دکھاتے ہوئے شکل 7.7 الف حاصل ہوتا ہے جسے واپسی بر قی دباؤ ایمپلیفائر کہا جائے گا۔ اس شکل میں اوپر والا ڈبے بنیادی بر قی دباؤ ایمپلیفائر ہے جبکہ نچلا ڈبے واپس کار ہے۔ واپس کار کا داخلی اشارہ  $V_o$  ہے جبکہ اس کا خارجی واپسی اشارہ  $V_f$  ہے۔ واپس کار کا داخلی اشارہ بنیادی ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے متوازی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ  $V_f$  کو  $V_s$  کے ساتھ سلسلہ وار جوڑا گیا ہے۔

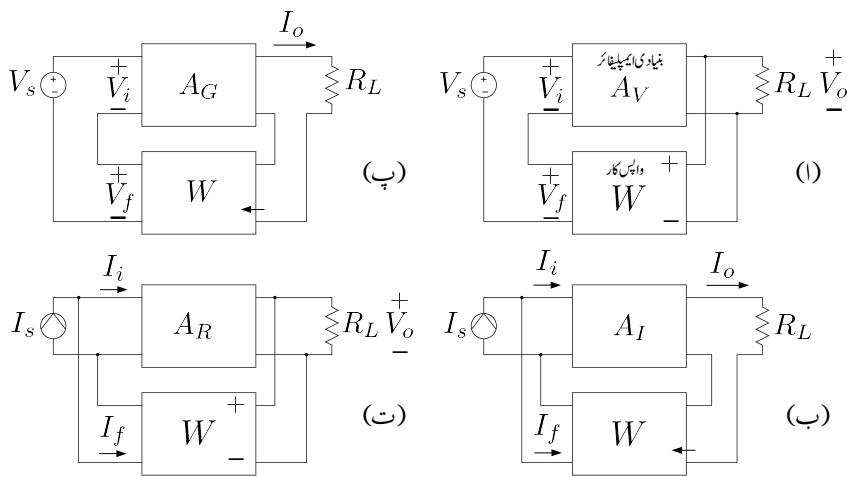
اس شکل میں واپسی اشارے  $V_f$  کو اشارہ  $V_s$  سے منفی کیا گیا ہے اور یوں اس ایمپلیفائر کو منفی واپسی بر قی دباؤ ایمپلیفائر<sup>7</sup> کہا جائے گا۔ اگر  $V_f$  کو  $V_s$  کے ساتھ جمع کیا جاتا تب اسے نجٹ واپسی بر قی دباؤ ایمپلیفائر<sup>8</sup> کہا جاتا۔ اس باب میں منفی واپسی ایمپلیفائر پر ہی بحث کی جائے گی۔ اگلے باب میں جمع واپسی ادوار کا استعمال کیا جائے گا۔

<sup>5</sup> اپ جانتے ہیں کہ آدوار نمبر کو آپس میں جمع یا منفی نہیں کیا جاسکتا۔ اسی طرح بر قی دباؤ کو صرف اور صرف بر قی دباؤ کے ساتھی جن یا اس سے منفی کیا جاسکتا ہے۔

<sup>6</sup> feedback circuit

<sup>7</sup> negative feedback voltage amplifier

<sup>8</sup> positive feedback voltage amplifier



شکل 7.7: واپسی ایکلینیفار کے اقسام

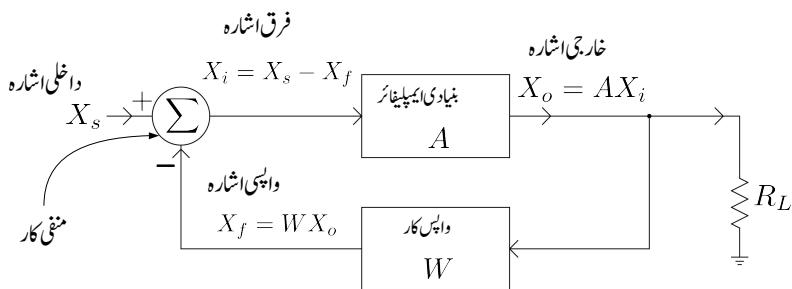
شکل 7.7 ب میں برقی رو ایکلینیفار میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے۔ بنیادی ایکلینیفار کے داخلی جانب  $I_o$  سے  $I_f$  منفی کیا گیا ہے۔ یوں اس مکمل دور کو منفی واپسی برقی رو ایکلینیفار<sup>9</sup> کہا جائے گا۔ واپسی اشارے کو خارجی اشارہ  $I_o$  سے حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکلینیفار 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 ایکلینیفار کے خارجی جانب متوازی جوڑا جاتا ہے جبکہ خارجی برقی رو  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتے وقت واپس کار کا داخلی اور بنیادی ایکلینیفار 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 ایکلینیفار میں واپسی اشارہ شامل کرنا دکھایا گیا ہے۔ یہاں بنیادی ایکلینیفار کا خارجی اشارہ برقی رو  $I_o$  ہے جس سے واپسی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے المذا واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکلینیفار کے خارجی جانب سلسلہ وار جوڑا گیا ہے۔ واپس کار کا خارجی اشارہ برقی دباؤ  $V_o$  ہے جسے  $V_s$  سے منفی کیا گیا ہے۔

شکل 7.7 ت میں مزاحمت نما ایکلینیفار میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے جسے آپ خود سمجھ سکتے ہیں۔

negative feedback current amplifier<sup>9</sup>



شکل 7.8: بنیادی وابی ایکپلینیاٹر

جہاں متن سے واضح ہو وہاں ان ایکپلینیاٹر کے پورے نام کی جگہ صرف وابی ایکپلینیاٹر کا نام استعمال کیا جائے گا۔

### 7.3 بنیادی کار کردگی

ٹرانزسٹر ایکپلینیاٹر کے دور میں ٹرانزسٹر کا ریاضی نمودرمند کرتے ہوئے انہیں کر خوف کے قوانین سے حل کرنے سے آپ بخوبی واقف ہیں۔ وابی ایکپلینیاٹر 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 ایکپلینیاٹر کو اس طرح حل کریں گے کہ ان میں وابی اشارے کا کردار اچاگر ہو۔

وابی ادوار کے تین جزو ہیں۔ پہلا جزو بنیادی ایکپلینیاٹر، دوسرا جزو جمع کار (یا منفی کار) اور تیسرا جزو وابی کار۔ شکل 7.8 میں ان تینوں اجزاء کو دکھایا گیا ہے۔

یہاں بنیادی ایکپلینیاٹر سے مراد حصہ 7.1 میں دکھائے چار قسم کے ایکپلینیاٹر میں سے کوئی بھی ہو سکتا ہے۔ اشارے کی مراجحت  $R_s$  کو یہاں بنیادی ایکپلینیاٹر 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 وابی کار کا داخلی جانب بھی ایکپلینیاٹر کے خارجی جانب نسب ہے اور  $A$  وابی کار کے بوجھ کو بھی شامل کرتے حاصل کیا جاتا ہے۔ اس کی وضاحت حصہ 7.8 میں کی جائے گی۔ ایکپلینیاٹر کے داخلی

اشارے  $X_s$  یا  $I_s$  کو  $X_o$  اس کے خارجی اشارے  $V_o$  یا  $I_o$  کو اور اسی طرح واپسی اشارے  $V_f$  یا  $I_f$  کو لکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ یوں اس شکل میں بنیادی ایمپلینگ اشارہ  $X_i$  کو بڑھا کر بطور  $X_o$  خارج کرتا ہے یعنی

$$(7.26) \quad X_o = AX_i$$

اس مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے

$$(7.27) \quad A = \frac{X_o}{X_i}$$

واپس کار عموماً غیر عامل پر زہ جات یعنی مزاحمت، 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  $X_o$  کا کچھ حصہ منفی کار کو بطور واپسی اشارہ  $X_f$  پیش کرتا ہے جہاں

$$(7.28) \quad X_f = WX_o$$

ہے۔  $W$  سے مراد واپس کار کے خارجی اور داخلی اشاروں کی شرح یعنی  $\frac{X_f}{X_o}$  ہے۔  $W$  کو واپس کار کا مستقل<sup>10</sup> کہا جائے گا۔

منفی کار داخلی اشارے  $X_s$  سے واپسی اشارہ  $X_f$  کو منفی کر کے اسے بطور فرق اشارہ  $X_i$  خارج کرتا ہے یعنی

$$(7.29) \quad X_i = X_s - X_f$$

اس میں مساوات 7.28 استعمال کرتے

$$(7.30) \quad X_i = X_s - WX_o$$

ماتا ہے جس میں مساوات 7.27 کے استعمال سے

$$\frac{X_o}{A} = X_s - WX_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کو  $X_o$  کے لئے حل کرتے ہیں

$$X_o = A(X_s - WX_o)$$

$$X_o(1 + WA) = AX_s$$

$$X_o = \left( \frac{A}{1 + WA} \right) X_s$$

---

feedback constant<sup>10</sup>

یوں پورے دور کے داخلی اشارے کو  $X_s$  اور اس کا خارجی اشارے کو  $X_o$  لیتے ہوئے واپسی دور کے کل افزائش  $A_f$  کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(7.31) \quad A_f = \frac{X_o}{X_s} = \frac{A}{1 + WA}$$

منفی واپسی ایمپلیفائر میں  $|A| < |A_f| < |A|$  ہوتا ہے جبکہ ثبت واپسی ایمپلیفائر میں

مثال 7.2: ایک ایمپلیفائر جس کا  $A = 99$  ہے میں واپسی اشارے کی شمولیت سے واپسی ایمپلیفائر تخلیق دیا جاتا ہے۔  $W = 0.01$  اور  $W = 0.1$  پر واپسی ایمپلیفائر کی افزائش  $A_f$  حاصل کریں۔

حل:

مساوات 7.31 کی مدد سے  $W = 0.01$  پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.01 \times 99} = 49.749$$

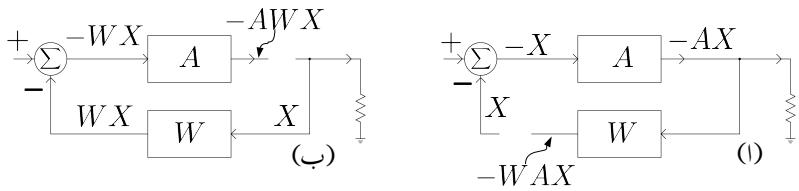
جبکہ  $W = 0.1$  پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.1 \times 99} = 9.0826$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی واپسی ایمپلیفائر کی افزائش واضح طور کم ہوئی ہے۔

### 7.3.1 افزائش دائرہ

واپسی ایمپلیفائر میں بنیادی ایمپلیفائر اور واپسی دور بند دائرة کی شکل میں آپس میں جوڑے جاتے ہیں۔ شکل 7.9 اف میں اس دائرة 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 وابحی ایمپلینگر کا شرح دائرہ

ہے۔ فرض کریں کہ اس نقطے کے باعث جانب اشارہ  $X$  پایا جاتا ہے۔ اس نقطے سے دائیرے میں گھٹری کے سمت چلتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اشارہ  $X$  پہلے  $-$  سے ضرب ہو کر  $X$  ہوتا ہے۔ اس کے بعد ایمپلینگر سے گزرتے ہوئے  $A$  سے ضرب ہو کر  $-AX$  ہو جاتا ہے اور آخر کار واپسی دور سے گزرتے ہوئے  $W$  سے ضرب کھا کر  $-WAX$  ہو جاتا ہے۔ یوں یہ اشارہ پورے دائیرے سے گزرتے ہوئے  $-WA$  سے ضرب ہوتا ہے جسے وابحی ایمپلینگر کا افراٹشہ دائرہ<sup>11</sup> کہا جائے گا۔ شکل ب میں دائیرے کو ایک اور جگہ سے کھلے سرے کرتے ہوئے یہی عمل دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دائیرے کو کہیں سے بھی کھلے سرے کرتے ہوئے اس نقطے سے گھٹری کی سمت پورا چکر کاٹتے ہوئے اشارہ  $-WA$  سے ہی ضرب ہوتا ہے۔

### 7.3.2 بنیادی مفروضہ

وابحی ایمپلینگر 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 ایمپلینگر کی افراٹش  $A$  کے قیمت پر بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔
3. داخلی اشارہ صرف اور صرف بنیادی ایمپلینگر 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 ایمپلینگر میں ٹرانزسٹر کا  $g_m$  یا صفر کرنے سے  $A$  کی قیمت صفر کی جا سکتی ہے۔)

---

loop gain<sup>11</sup>

اس مفروضے کے تحت واپس کار میں اشارہ صرف اور صرف واپسی ایکلیفائر کے خارجی جانب سے داخلی جانب گزرتا ہے۔ حقیقت میں واپس کار عموماً مراحت، کپیٹر وغیرہ سے بنا ہوتا ہے اور اس میں اشارہ دونوں جانب گزرتا ہے۔ ہم دیکھیں گے کہ اس کے باوجود حقیقی ایکلیفائر 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 ایکلیفائر میں گزرتے ہوئے خارجی جانب سے داخلی جانب نہیں پہنچ سکتے۔ 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 ایکلیفائر کی خوبیاں

منفی واپسی ایکلیفائر افزائش گھلتا ہے جبکہ ایکلیفائر کا بنیادی مقصد ہی اس کی افزائش ہے۔ اس کے باوجود منفی واپسی ایکلیفائر کا استعمال عام ہے۔ منفی واپسی ایکلیفائر افزائش گھلتے ہوئے ایکلیفائر کی متعدد اہم خوبیوں کو بہتر کرتا ہے۔ اس حصے میں انہیں پر غور کیا جائے گا۔

##### 7.4.1 مختصر افزائش

درجہ حرارت میں تبدیلی، عمر رسیدگی یا ٹرانزسٹر وغیرہ کی تبدیلی سے کسی بھی ایکلیفائر کی افزائش متاثر ہوتی ہے۔ آئیں ایک مثال سے دیکھیں کہ واپسی ایکلیفائر میں افزائش کے تبدیلی کو کس طرح گھٹایا جاتا ہے۔

مثال 7.3: ایک بنیادی ایکلیفائر 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 ایکلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے جہاں  $W = 0.1$  ہے۔ ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد واپسی ایکلیفائر کی افزائش حاصل کریں اور ان میں تبدیلی کی فی صد شرح حاصل کریں۔

حل:

بنیادی ایمپلیفائر میں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{45 - 50}{45} \right| \times 100 = 11.11\%$$

ہے۔ واپسی ایمپلیفائر میں ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے  $A_f$  اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد  $A_{f1}$  مندرجہ ذیل ہیں

$$A_f = \frac{50}{1 + 0.1 \times 50} = 8.3333$$

$$A_{f1} = \frac{45}{1 + 0.1 \times 45} = 8.1818$$

یوں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{8.1818 - 8.3333}{8.3333} \right| \times 100 = 1.818\%$$

ہے۔

آپ نے دیکھا کہ بنیادی ایمپلیفائر میں 11.11 فی صد تبدیلی آئی جبکہ واپسی ایمپلیفائر میں صرف 1.818 فی صد تبدیلی آئی۔ یوں ایمپلیفائر میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش مستحکم ہوئی۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاتا ہے کہ واپسی اشارے سے افزائش

$$\frac{11.1111}{1.818} = 6.1117$$

یعنی تقریباً چھ گنا مستحکم ہوئی۔

آنئیں اس تمام کو حسابی شکل دیں۔ مساوات 7.31 میں  $A_f$  کے ساتھ تفرق لیتے ہیں۔

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{(1 + WA)^2}$$

اس کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$dA_f = \frac{dA}{(1 + WA)^2}$$

اس مساوات کو مساوات 7.31 سے تقسیم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \frac{dA_f}{A_f} &= \left( \frac{dA}{(1 + WA)^2} \right) \times \left( \frac{1 + WA}{A} \right) \\ &= \left( \frac{dA}{A} \right) \left( \frac{1}{1 + WA} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات سے افراش کا مستحکم  $M$  ہونا یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.32) \quad M = \frac{\left| \frac{dA}{A} \right|}{\left| \frac{dA_f}{A_f} \right|} = 1 + WA$$

مساوات 7.31 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے

$$(7.33) \quad A_f = \frac{A}{M}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ واپسی ایکلیفائر میں کل افراش  $M$  گناہ گھٹتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کل افراش  $M$  گناہ مستحکم ہو جاتی ہے۔ یوں ایکلیفائر تخلیق دیتے وقت آپ افراش گھٹاتے ہوئے اسے زیادہ مستحکم بنانے سکتے ہیں یا اس کے بر عکس افراش کو کم مستحکم کرتے ہوئے اس کی قیمت بڑھا سکتے ہیں۔

اگر

$$(7.34) \quad |WA| \gg 1$$

ہوتب مساوات 7.31 مندرجہ ذیل سادہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

$$(7.35) \quad A_f = \frac{A}{1 + WA} \approx \frac{A}{WA} = \frac{1}{W}$$

مساوات 7.35 انتہائی اہم مساوات ہے جس کے تحت  $1 \gg WA$  کی صورت میں واپسی ایکلیفائر کی افراش صرف اور صرف واپس کار کے  $W$  پر مختصر ہوتی ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر ہوا، واپس کار کو عموماً مزاجمت وغیرہ سے بنایا

جاتا ہے۔ بر قیاتی پر زاجات میں ٹرانزسٹر، ماسفیٹ اور ڈائیوڈ وغیرہ کی کارکردگی درجہ حرارت یا وقت کے ساتھ تبدیل ہوتی ہے۔ ان کے بر عکس مزاحمت، کپسٹر وغیرہ میں ایسی تبدیلیاں نہیت 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 نہیت 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 قبل قبول نہیں۔ زیادہ سے زیادہ 0.4% تبدیلی قابل برداشت ہے۔ ایک عدد موصل نما واپسی ایکلینیکر تخلیق دیں جس کی افزائش  $V/A = 45$  ہو اور اس میں تبدیلی 0.4% سے تجاوز نہ کرے۔

حل:

ایسی صورت میں بنیادی ایکلینیکر کی افزائش  $A$  کو ضرورت سے  $M$  گناہ زیادہ 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  $M$  گناہ کم ہونے کے ساتھ ساتھ  $M$  گناہ 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 سو فی صد ہو گی۔ اسی طرح اگر  $dA_f$  کی قیمت آدھافی صد ہو تو  $A_f$  کو سو فی 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 گناہ مستحکم کرنے کی ضرورت ہے۔

لہذا ہم ایسا یکپلیغاڑ تخلیق دیں گے جس کی واپسی اشارہ شامل کرنے سے پہلے افراٹش درکار قیمت سے  $M$  گنا زیادہ ہو یعنی  $A$  کی قیمت  $450 = 45 \times 10$  ہو گی۔ اس میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افراٹش کو دس گنا مستحکم کیا جائے گا اور ساتھ ہی ساتھ  $A_f = 45$  حاصل کی جائے گی جو کہ درکار موصل نما افراٹش ہے۔ مساوات 7.31 کے تحت

$$45 = \frac{450}{1 + W \times 450} \approx \frac{1}{W}$$

$$W = \frac{1}{45} = 0.02222$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ واپس کار کے مستقل کی درکار قیمت ہے۔

---



---

مثال 7.5:  $A = -1000$  اور  $A_f = -100$  میں  $W$  حاصل کریں۔

حل:

$$-100 = \frac{-1000}{1 - 1000W}$$

$W = -0.009$  حاصل ہوتا ہے۔

---

مساوات 7.35 میں  $A_f$  سے مراد واپسی ایکپلیغاڑ کی افراٹش ہے جو کہ برقی دباؤ واپسی ایکپلیغاڑ کی صورت میں  $A_{vf}$ ، برقی رو واپسی ایکپلیغاڑ کی صورت میں  $A_{if}$ ، موصل نما واپسی ایکپلیغاڑ کی صورت میں  $A_{gf}$  اور مزاحمت نما واپسی ایکپلیغاڑ کی صورت میں  $A_{rf}$  کو ظاہر کرتا ہے۔

### 7.4.2 تعدادی بگاڑ

مساوات 7.35 کے تحت  $\gg WA$  کی صورت میں واپسی ایکلیفیاٹ کی افزائش صرف اور صرف  $W$  پر منحصر ہوتی ہے۔ اگر واپس کار کی خاصیت تعداد پر منحصر نہ ہوتی، واپسی ایکلیفیاٹ کی کار کردگی بھی تعداد پر منحصر نہیں ہو گی۔ واپس کار میں صرف مزاحت استعمال کرتے ہوئے اس کے کار کردگی کو تعدد سے پاک بنایا جاسکتا ہے۔

اگر واپس کار میں کپیسٹر اور امالہ استعمال کئے جائیں تب اس کی کار کردگی تعداد پر منحصر ہو گی۔ ایسی صورت میں واپسی ایکلیفیاٹ کی کار کردگی بھی تعداد پر منحصر ہو گی۔ یوں اگر کسی خاص تعداد  $\omega_0$  پر  $W$  کی قیمت کم ہو جکہ اس تعداد سے کم یا اس سے زیادہ تعداد پر  $W$  کی قیمت زیادہ ہوتی  $A_f$  کی قیمت  $\omega_0$  پر زیادہ ہو گی جبکہ  $\omega_0$  سے کم یا زیادہ تعداد پر اس کی قیمت کم ہو گی۔ یہ پہنچ گزار فلٹ<sup>12</sup> کی خاصیت ہے۔ اسی طرح پہنچ روکے فلٹ<sup>13</sup>، پست گزار فلٹ اور بلند گزار فلٹ بھی بنائے جاسکتے ہیں۔

### 7.4.3 دائرہ کار کردگی کے پٹی میں وسعت

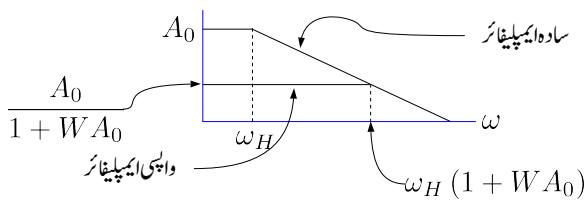
فرض کریں کہ بنیادی ایکلیفیاٹ کے افزائش میں ایک عدد قطب پلیا جاتا ہے یعنی

$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}$$

اس مساوات میں  $A_0$  سے مراد درمیانی تعداد کی افزائش اور  $\omega_H$  اس کی بلند انقطعائی تعداد ہے۔ واپسی اشارے کی شمولیت کے بعد

$$\begin{aligned} A_f &= \frac{A}{1 + WA} \\ &= \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}}{1 + \frac{WA_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}} \\ &= \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H} + WA_0} \\ &= \frac{\frac{A_0}{1 + WA_0}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H(1 + WA_0)}} \end{aligned}$$

band pass filter<sup>12</sup>  
band stop filter<sup>13</sup>



شکل 7.10: دائرہ کار کردگی بالمقابل افزائش

اس مساوات سے واپسی ایکپلینیٹر 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 ایکپلینیٹر کے درمیانی تعداد کی افزائش اور اس کی بلند انقطاعی تعداد کو ضرب کرتے ہوئے

$$(7.38) \quad \frac{A_0}{1 + WA_0} \times \omega_H (1 + WA_0) = A_0 \omega_H$$

ملتا ہے جو سادہ ایکپلینیٹر کے درمیانی تعداد کی افزائش ضرب اس کی بلند انقطاعی تعداد ہے۔ یوں افزائش کو کم کرتے ہوئے بلند انقطاعی تعداد کو کم کرتے ہوئے یا پھر بلند انقطاعی تعداد کو کم کرتے ہوئے افزائش کو بڑھایا جا سکتا ہے۔ شکل 7.10 اس حقیقت کو دکھلتی ہے۔

مثال 7.6: ایک سادہ ایکپلینیٹر 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 ایکپلینیٹر حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر واپس کار کا مستقل  $W = 0.01$  ہو توب واپسی ایکپلینیٹر 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 داخلي مزاحمت

ہم نے دیکھا کہ منقی واپسی اشارے کی شمولیت سے افراکش  $M$  گناہ گئی ہے۔ اس حصے میں داخلي مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

### 7.5.1 واپسی بر قی دباؤ ایپلیفائر کا داخلي مزاحمت

شکل 7.1 میں داخلي جانب منقی واپسی اشارہ  $V_f$  شامل کرتے ہوئے شکل 7.11 حاصل ہوتا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ موجودہ شکل میں  $R_s$  کو 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 افراکش 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۔

واپسی اشارے کی عدم موجودگی میں

$$(7.42) \quad V_s = V'_i = I_i (R_i + R_s)$$

$$R'_i = \frac{V_s}{I_i} = R_i + R_s$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ  $R_s$  کو شامل کرتے ہوئے برقی دباؤ ایکلینیفار کی کل داخلی مزاحمت  $R'_i$  ہے۔ آئیں اب واپسی اشارے کی شمولیت کے بعد  $\frac{V_s}{I_i}$  حاصل کریں۔

$$V_s - V_f = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s - WV_o = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s - WA_V V'_i = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s - WA_V I_i (R_s + R_i) = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s = (1 + WA_V) (R_s + R_i) I_i$$

اس مساوات میں تیسرا قدم پر مساوات 7.40 اور چوتھے قدم پر مساوات 7.42 کا استعمال کیا گیا۔ اس سے حاصل ہوتا ہے

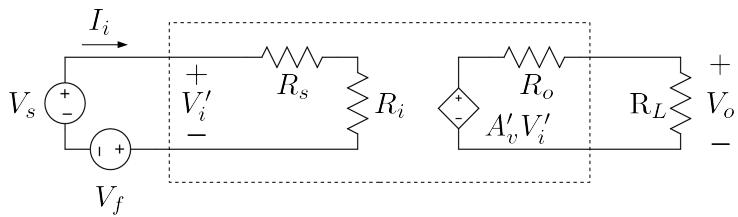
$$(7.43) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i}$$

$$= (1 + WA_V) (R_s + R_i)$$

$$= (1 + WA_V) R'_i$$

اس مساوات کے مطابق منفی واپسی اشارے کی شمولیت سے داخلی مزاحمت  $M$  گناہ بڑھ جاتا ہے۔

اس نتیجے کو یوں سمجھا جا سکتا ہے کہ واپسی اشارے کی عدم موجودگی میں اشارہ  $V_s$  لागو کرنے سے داخلی جانب برقی رو گزرتی ہے۔ ان دونوں کی شرح کو داخلی مزاحمت کہتے ہیں۔ منفی واپسی اشارے کے موجودگی میں داخلی جانب کل برقی دباؤ کم ہو کر  $(V_s - V_f)$  رہ جاتا ہے جس سے داخلی جانب برقی رو کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں



شکل 7.11: واپسی برقی دباؤ ایمپلینفائر کی داخلی مزاحمت

اور داخلی روکی شرح بڑھ جاتی ہے، جس سے داخلی مزاحمت بھی بڑھ جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ برقی دباؤ کا واپسی اشارہ چاہے خارجی برقی دباؤ یا خارجی برقی رو سے حاصل کیا جائے، یہ ہر صورت داخلی مزاحمت کو بڑھانے گا۔

مساویات 7.43 میں  $R_s = 0$  پر کرتے ہوئے

$$(7.44) \quad R_{if} = (1 + WA_V) R_i$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو  $R_{if}$  لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

### 7.5.2 واپسی برقی رو ایمپلینفائر کا داخلی مزاحمت

شکل 7.3 میں دکھائے برقی رو ایمپلینفائر میں داخلی جانب منفی واپسی اشارہ  $I_f$  شامل کرتے ہوئے اسے یہاں شکل 7.12 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ یہاں  $R_s$  کو ایمپلینفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے اور

$$(7.45) \quad A'_i = A_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

رکھا گیا ہے۔ اس دور میں

$$(7.46) \quad I'_i = I_s - I_f$$

کے برابر ہے۔

واپسی اشارے کی عدم موجودگی (یعنی  $I_f = 0$ ) کی صورت میں اشارہ  $I_s$  لاگو کرنے سے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.47) \quad \begin{aligned} I'_i &= I_s \\ V_i &= I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) = I_s \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R'_i &= \frac{V_i}{I_s} = \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \end{aligned}$$

جہاں  $R_s$  کو شامل کرتے ہوئے،  $R'_i$  بغیر واپسی ایکلیفیٹر کی کل داخلی مزاحمت ہے۔ اسی طرح شکل 7.12 میں

$$\begin{aligned} I_o &= A'_i I'_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_i I'_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{I_o}{I'_i} &= A_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.45 کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس مساوات کے دوسریں جانب کا مساوات 7.12 کے ساتھ موازنہ کرنے سے حاصل ہوتا ہے

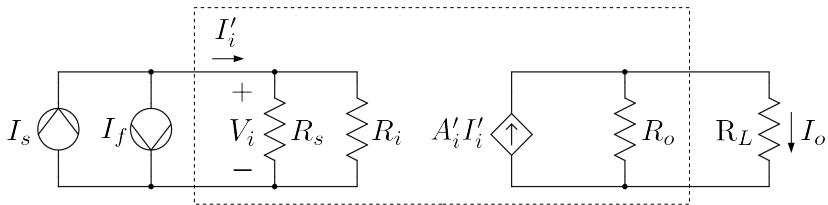
$$(7.48) \quad A_I = \frac{I_o}{I'_i}$$

واپسی اشارے کے موجودگی میں داخلی مزاحمت یوں حاصل ہو گا

$$\begin{aligned} I'_i &= I_s - I_f \\ &= I_s - W I_o \\ &= I_s - W A_I I'_i \\ I'_i &= \frac{I_s}{1 + W A_I} \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر مساوات 7.48 کا استعمال کیا گیا۔ اس صورت میں داخلی برقی دباؤ

$$\begin{aligned} V_i &= I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I'_i R'_i \\ &= \left( \frac{I_s}{1 + W A_I} \right) R'_i \end{aligned}$$



فکل 7.12: واپسی بر قی روایکلینیگر 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 روایکلینیگر کا داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  غیر واپسی روایکلینیگر کے داخلی مزاحمت  $R'_i$  سے  $M$  گن کم 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 بر قی روکی قیمت کم ہو کر  $I_f - I_s$  ہو جاتی ہے لہذا  $V_i$  کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں  $I_s$  اور  $V_i$  کی شرح بھی کم ہو جاتی ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $I_f$  چاہے خارجی بر قی دباؤ  $V_0$  یا خارجی بر قی رو  $I_0$  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  $R_s = 0$  پر کرتے ہوئے

$$(7.50) \quad R'_{if} = \frac{R_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  کو اس بات کیوضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

### 7.5.3 واپسی موصل نما روایکلینیگر کا داخلی مزاحمت

فکل 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 ایمپلینافر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_o &= A'_g V'_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_g V'_i \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{I_o}{V'_i} &= A_g \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.51 کا استعمال کیا گیا۔ مساوات 7.17 کے ساتھ موازنہ سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.52) \quad \frac{I_o}{V'_i} = A_G$$

داپکی اشارہ  $V_f$  کے عدم موجودگی میں ہم  $R_s$  کو شامل کرتے ہوئے کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V'_i &= V_s = I_i (R_s + R_i) \\ R'_i &= \frac{V_s}{I_i} = R_s + R_i \end{aligned}$$

آئیں اب داپکی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  حاصل کریں۔

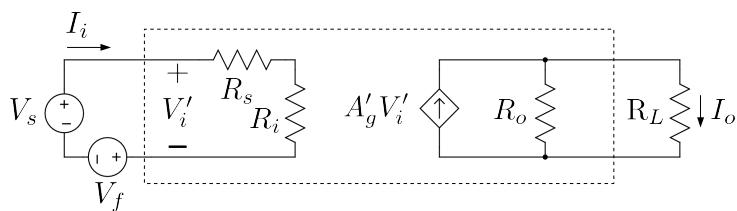
$$\begin{aligned} (7.53) \quad V'_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - WI_o \\ &= V_s - WA_G V'_i \\ V'_i &= \frac{V_s}{1 + WA_G} \end{aligned}$$

تیسرا قدم پر مساوات 7.52 کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات کو

$$(7.54) \quad V'_i = I_i (R_s + R_i)$$

میں ڈالتے ہیں

$$\frac{V_s}{1 + WA_G} = I_i (R_s + R_i)$$



شکل 7.13: واپسی موصل نمای پلینیا کرکی داخلي مزاحمت

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.55) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i} = (R_s + R_i)(1 + WA_G) \\ = R'_i(1 + WA_G)$$

اس مساوات کے مطابق واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلي مزاحمت  $R'_{if}$  کی قيمت واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں کل داخلي مزاحمت  $R_i$  کے  $M$  گناہ ہے۔

مساوات 7.55 میں  $R_s = 0$  پر کرتے ہوئے

$$(7.56) \quad R_{if} = R_i(1 + WA_G)$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلي مزاحمت کو لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

#### 7.5.4 واپسی مزاحمت نمای پلینیا کرکا داخلي مزاحمت

شکل 7.5 میں واپسی اشارہ  $V_f$  کی شمولیت اور

$$(7.57) \quad A'_r = A_r \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل 7.14 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں  $R_s$  کو 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۔

$$(7.58) \quad \frac{V_o}{I'_i} = A_R$$

واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں  $I'_i = I_s$  ہوتا ہے لہذا داخلی مزاحمت  $R'_i$  پر حاصل ہوتا ہے

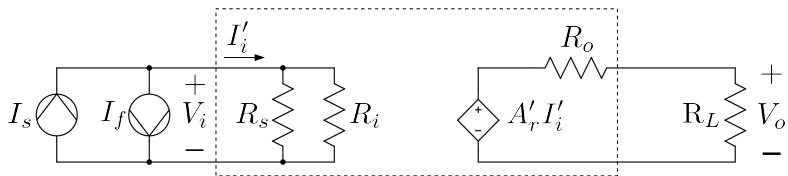
$$\begin{aligned} (7.59) \quad V_i &= I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I_s \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R'_i &= \frac{V_i}{I_s} = \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \end{aligned}$$

واپسی اشارے کے موجودگی میں

$$\begin{aligned} I'_i &= I_s - I_f \\ &= I_s - WV_o \\ &= I_s - WA_R I'_i \\ I'_i &= \frac{I_s}{1 + WA_R} \end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$V_i = I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right)$$



کل 7.14: واپسی مزاحمت نمایپلیگار 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  $R_s = 0$  پر کرتے ہوئے

$$(7.61) \quad R_{if} = \frac{R_i}{1 + WA_R}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو  $R_{if}$  کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

## 7.6 خارجی مزاحمت

اس حصے میں خارجی مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

## 7.6.1 واپسی بر قی دباؤ ایکلینیکر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.11 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $V_s = 0$  رکھ<sup>14</sup> کر خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں۔ اور  $I_t$  کی شرح اس ایکلینیکر کا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.15 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_t &= \frac{V_t - A'_v V_i}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_v V_f}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_v W V_t}{R_o} \end{aligned}$$

اور یوں واپسی اشارے کے موجودگی میں خارجی مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(7.62) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + WA'_v}$$

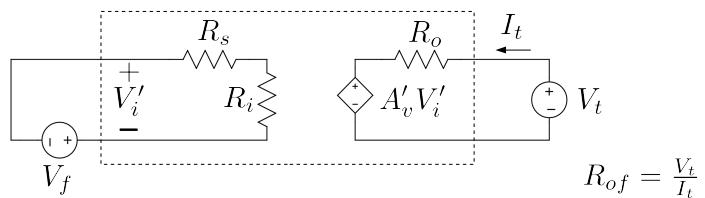
اگر  $R_L$  کو بھی شامل کیا جائے تب چونکہ  $R_{of}$  اور  $R_L$  متوازی جڑے ہیں لہذا اس صورت کل خارجی مزاحمت' یوں حاصل ہو گی

$$\begin{aligned} R_{of'} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) R_L}{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) + R_L} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{1+WA'_v}}{\frac{R_o + R_L(1+WA'_v)}{1+WA'_v}} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L (1 + WA'_v)} \\ &= \frac{R_o R_L}{R_o + R_L + WA'_v R_L} = \frac{R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}\right)} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}}{1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}} \end{aligned}$$

در اصل  $R_o$  اور  $R_L$  کا مساوی متوازی مزاحمت ہے ہے اور  $R'_o$  کو  $A_V$  کو  $\frac{A'_v R_L}{R_o + R_L}$  مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.63) \quad R_{of'} = \frac{R'_o}{1 + WA_V}$$

<sup>14</sup> بر قی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر دور کیا جاتا ہے



شکل 7.15: واپسی برقی دباؤ ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت

مزید لا محدود مزاحمتی بوجھ یعنی  $R_L \rightarrow \infty$  پر

$$(7.64) \quad R'_{of} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} \Bigg|_{R_L \rightarrow \infty} = R_{of}$$

ہی حاصل ہوتا ہے

## 7.6.2 واپسی برقی روا ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.12 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $I_s = 0$ <sup>15</sup> کر خارجی جانب برقی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں۔ اور  $V_t$  کی شرح اس ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت  $R_{of}$   $I_t$  میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_t &= (I_t + A'_i I'_i) R_o \\ &= (I_t - A'_i I_f) R_o \\ &= (I_t - A'_i W I_o) R_o \end{aligned}$$

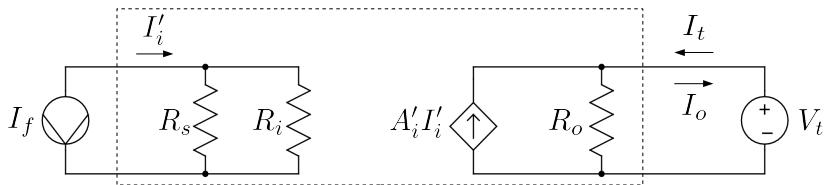
جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے  $-I_o = I_t$  ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$V_t = (I_t + A'_i W I_t) R_o$$

جس سے یوں حاصل ہوتا ہے

$$(7.65) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o (1 + W A'_i)$$

<sup>15</sup> برقی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اس کے لئے دور کیا جاتا ہے



شکل 7.16: داپکی بر قی رواں پلیگز کا خارجی مزاحمت

مزاحمتی بوجہ  $R_L$  مزاحمت  $R'_{of}$  کے متوازی جڑا ہے لہذا اس کے شمولیت سے کل خارجی مزاحمت  $R'_{of}$  یوں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 R'_{of} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o (1 + WA'_i) R_L}{R_o (1 + WA'_i) + R_L} \\
 &= \frac{(1 + WA'_i) R_o R_L}{R_o + WA'_i R_o + R_L} = \frac{(1 + WA'_i) R_o R_L}{R_o + R_L + WA'_i R_o} \\
 &= \frac{(1 + WA'_i) R_o R_L}{(R_o + R_L) + WA'_i R_o} = \frac{(1 + WA'_i) R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{WA'_i R_o}{R_o + R_L}\right)} \\
 &= \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}\right) \frac{(1 + WA'_i)}{\left(1 + W \frac{A'_i R_o}{R_o + R_L}\right)}
 \end{aligned}$$

اور  $R_L$  متوازی جوڑنے سے حاصل ہو گا۔ اس کو  $\frac{A'_i R_o}{R_o + R_L}$  حاصل ہو گا اور  $R'_o$  کو  $A_I$  کو  $\frac{A'_i R_o}{R_o + R_L}$  حاصل ہوتے ہیں۔

$$(7.66) \quad R'_{of} = R'_o \frac{(1 + WA'_i)}{(1 + WA_I)}$$

## 7.6.3 واپسی موصل نہایت پلیفارکا خارجی مزاحمت

شکل 7.13 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $V_s = 0$  رکھ<sup>16</sup> کر خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں۔ اور  $I_t$  کی شرح اس ایکپلیفارکا 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 پر  $V'_i = -V_f$  اور چوتھے قدم پر  $I_o = -I_t$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت  $R_{of}$  کی تیمت یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(7.67) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o \left( 1 + WA'_g \right)$$

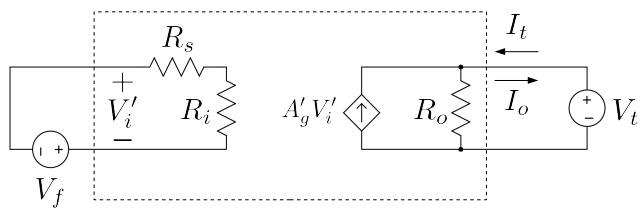
اگر  $R_L$  کو بھی شامل کیا جائے تب کل خارجی مزاحمت کو لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_{of} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{R_o \left( 1 + WA'_g \right) + R_L} \\ &= \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{R_o + R_o W A'_g + R_L} = \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{\left( R_o + R_L \right) \left( 1 + \frac{R_o W A'_g}{R_o + R_L} \right)} \\ &= \left( \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \right) \left( \frac{1 + WA'_g}{1 + \frac{R_o A'_g W}{R_o + R_L}} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات میں  $A_G$  کو  $\frac{R_o A'_g}{R_o + R_L}$  کو لکھتے ہوئے اور  $R'_o$  کو  $\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$  کو لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$(7.68) \quad R'_{of} = R'_o \left( \frac{1 + WA'_g}{1 + WA_G} \right)$$

<sup>16</sup> بر قی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر دور کیا جاتا ہے



شکل 7.17: داپی موصل نما ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت

## 7.6.4 داپی مزاحمت نما ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.14 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $I_s = 0$  رکھ<sup>17</sup> کر خارجی جانب برقی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں۔ اور  $V_f$  کی شرح اس ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.18 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

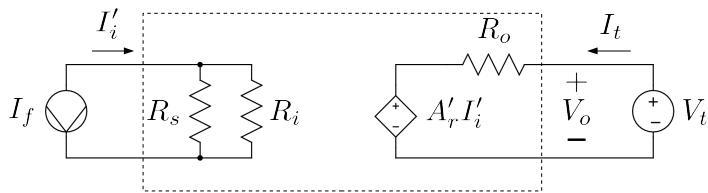
$$\begin{aligned} I_t &= \frac{V_t - A'_r I'_i}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r I_f}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_o}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_t}{R_o} \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر  $-I'_i = I_f$  کا استعمال اور چوتھے قدم پر  $V_o = V_t$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت  $R_{of}$  کو یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

$$(7.69) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + WA'_r}$$

---

<sup>17</sup> برقی روکو صفر کرنے کی غاطر اسے کھلے دور کیا جاتا ہے۔



شکل 7.18: وابحی مزاحمت نمایپلیناٹ 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  $\frac{A'_rR_L}{R_o + R_L}$  کو لکھتے ہوئے اور  $R'_{of}$  کو  $\frac{R_oR_L}{R_o + R_L}$  کو پیش کیا گیا ہے اور

$$(7.70) \quad R'_{of} = \frac{R'_o}{1 + WA_R}$$

جدول 7.2 میں ان نتائج کو پیش کیا گیا ہے۔

برقی دباؤ ایمپلیناٹ 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 وابحی اشارے کی شمولیت سے برقی دباؤ ایمپلیناٹ کا داخلی مزاحمت بڑھتا ہے جبکہ اس کا خارجی مزاحمت گھستتا ہے۔ جہاں ایمپلیناٹ کا داخلی اشارہ برقی دباؤ ہو وہاں زیادہ سے زیادہ داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے

جدول 7.2: واپسی ایمپلیفائر کے داخلی اور خارجی مزاحمت

ایمپلیفائر کی قسم	داخلی مزاحمت	خارجی مزاحمت	
برقی دباؤ	$R'_{if} = R'_i (1 + WA_V)$	$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA_v}$	
برقی رو	$R'_{if} = \frac{R'_i}{1 + WA_I}$	$R_{of} = R_o (1 + WA'_i)$	
موصل نما	$R'_{if} = R'_i (1 + WA_G)$	$R_{of} = R_o (1 + WA'_g)$	
مزاحمت نما	$R'_{if} = \frac{R'_i}{1 + WA_R}$	$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA'_r}$	

جبکہ اس کے بر عکس جہاں داخلی اشارہ برقی رو ہو وہاں کم سے کم داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔ اسی طرح جہاں خارجی اشارہ برقی دباؤ کا ہو وہاں کم سے کم خارجی مزاحمت درکار ہوتا ہے جبکہ خارجی اشارہ برقی رو ہونے کی صورت میں زیادہ سے زیادہ خارجی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔ جدول سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تمام صورتوں میں واپسی اشارے کی شمولیت سے داخلی اور خارجی مزاحمت بہتر ہوتے ہیں۔ سوال 7.3 تا سوال 7.6 انہیں حقائق کو اجاگر کرتے ہیں۔ ان سوالات میں آپ یہ بھی دیکھیں گے کہ  $1 \gg WA_f$  کی صورت میں  $\frac{1}{W} \approx A_f$  لیا جاسکتا ہے۔

## 7.7 واپسی ایمپلیفائر کے جماعت بندی کی مثالیں

کسی بھی واپسی ایمپلیفائر کے جماعت بندی اس کے داخلی جانب مساوات 7.30 کے طرز کے مساوات سے کی جاتی ہے۔ ایسے مساوات میں  $X_0$  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 ایکلینیفار 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 ایکلینیفار استعمال کرتے ہوئے کامل واپسی ادوار بنانے جاتے ہیں۔

ٹرانزسٹر ایکلینیفار 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 ایکلینیفار بنتا ہے۔

### 7.7.1 واپسی برقی دباؤ ایکلینیفار

ثبت حسابی ایکلینیفار کو شکل 7.19 الف میں دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں اسی کو قدر مختلف طرز پر دوبارہ بنایا گیا ہے جہاں اس میں واپسی اشارے کی پہچان آسانی سے ممکن ہے۔ شکل ب میں داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$(7.71) \quad V_i = V_s - V_f$$

لکھا 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 منقی کیا جا رہے ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ ثبت حسابی ایکلینیفار واپسی برقی دباؤ ایکلینیفار 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 پہچانے پر رکھیں۔

$$V_i = V_s - V_f$$

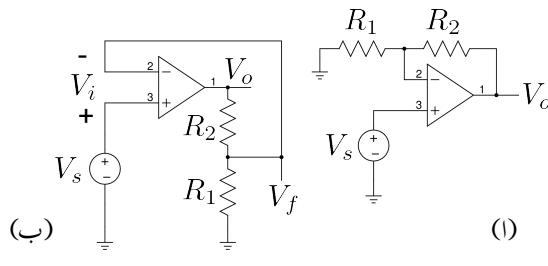
$$V_f = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o$$

$$= W V_o$$

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

$$AV = \frac{1}{W}$$

$$= 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



شکل 7.19: ثبت حسابی ایکیپلینیٹر ایک داپچی برقی دباؤ ایکیپلینیٹر ہے

حسابی ایکیپلینیٹر کی انفرائش  $A_{vf}$  نہایت زیادہ ہوتی ہے لہذا ثبت ایکیپلینیٹر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے اور یوں مساوات 7.35 کے تحت

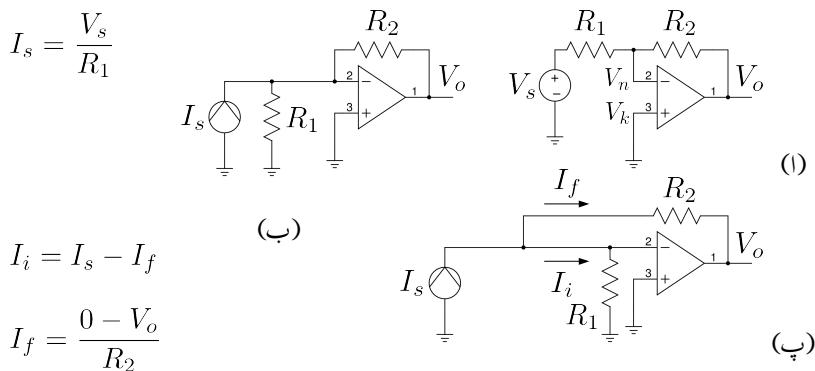
$$(7.74) \quad A_{vf} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ ہم جانتے ہیں کہ درست جواب ہے۔

حسابی ایکیپلینیٹر کا ایک منفی داخلی سر اجکبہ دوسرا مشتبہ داخلی سر ہے۔ اس حصے میں واپسی ایکیپلینیٹر میں داخلی اشارہ  $V_s$  کو ثبت داخلی سر سے پر مہیا کیا گیا جبکہ واپسی اشارہ  $V_f$  کو منفی داخلی سر سے پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو دو مختلف داخلی سروں پر مہیا کیا جائے، انہیں سلسلہ وار جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی دباؤ کے اشارات کو ہی سلسلہ وار جوڑا جاسکتا ہے لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی دباؤ اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھوڑن شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو برقی دباؤ (یعنی  $V_f$ ) کی صورت میں حاصل کریں۔  $V_f$  کے مساوات سے یہ بتانا ممکن ہو گا کہ آیا  $V_o$  یا  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایکیپلینیٹر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

### 7.7.2 واپسی مزاحمت نما ایکیپلینیٹر

شکل 7.20 اف میں منفی حسابی ایکیپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی اشارے کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں



شکل 7.20: مخفی حسابی ایکلینیفار ایک واپسی مزاحمت نما ایکلینیفار ہے

$$(7.75) \quad I_s = \frac{V_s}{R_1}$$

ہو گا۔ شکل پ کے داخلي جانب کر خوف کے قانون برائے برقي رو کی مدد سے مساوات 7.29 کے طرز پر

$$(7.76) \quad I_i = I_s - I_f$$

لکھا جاسکتا 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 ایکلینیفار کے مخفی اور ثابت داخلي سروں پر برابر برقي دباؤ رہتا ہے۔ چونکہ یہاں ثابت داخلي سرا برقي زمین پر ہے لہذا  $V_k = 0$  ہو گا اور اس طرح  $V_n = 0$  حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.77 سے ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقي رو کی صورت میں ہے اور اس کو خارجی برقي دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ مساوات 7.76 سے ظاہر ہے کہ داخلي جانب دو برقي رو کے اشارات کو ایک دونوں سے مخفی کیا جا رہے ہے۔ یوں ان دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ مخفی حسابی ایکلینیفار دراصل واپسی مزاحمت نما ایکلینیفار کی قسم ہے۔ مندرجہ بالا مساوات سے

$$(7.78) \quad W = -\frac{1}{R_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_2$  ہی واپس کار ہے۔

حسابی ایمپلیفائر کی افراٹش نہیت زیادہ ہوتی ہے لہذا منفی ایمپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے اور یوں مساوات 7.35 کے تحت

$$(7.79) \quad A_{rf} = \frac{V_o}{I_s} \approx \frac{1}{W} = -R_2$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.75 کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھا 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 ایمپلیفائر کی جانی پہچانی مساوات ہے۔

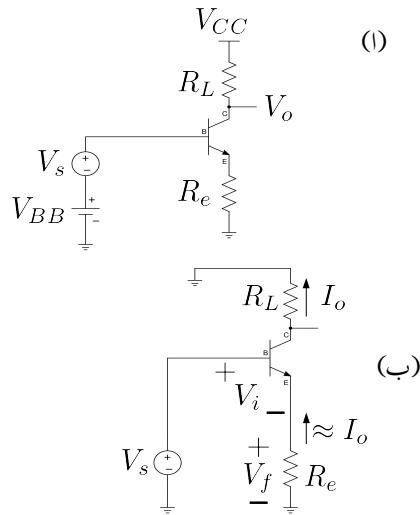
اس حصے میں واپسی مزاجمت نما ایمپلیفائر میں داخلی اشارے کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا۔ اسی طرح واپسی اشارے کو بھی منفی داخلی سرے پر ہی مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو ایک ہی داخلی سرے پر مہیا کیا جائے، انہیں متوازی جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی رو کے اشارات کو ہی متوازی جوڑا جا سکتا 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 ایمپلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

### 7.7.3 واپسی موصل نما ایمپلیفائر

شکل 7.21 اف 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  $V_{CC} = V_{be}$  لئے گئے ہیں۔ مزید ٹرانزسٹر کے  $V_i$  کو لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - (-I_o R_e) \\ &= V_s - W I_o \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_i &= V_s - V_f \\V_f &= -I_o R_e \\W &= -R_e \\A_{gf} &\approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e}\end{aligned}$$



شکل 7.21: بڑانز ستر کا وابحی موصل نما ایکلینیفار

لکھا جاسکتا ہے۔ اس کا  $(X_i = X_s - W X_o)$  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 ایکلینیفار 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 مطابق  $W$  کے قیمت پر بوجھ  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں ہو سکتا۔ یوں  $W$  کی قیمت یا اس کی مساوات حاصل کرتے وقت یہ خیال رہے کہ اس پر بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہئے۔ اگر  $I_0 = \frac{V_o}{R_L}$  لکھا جائے تو  $V_f = -\frac{R_e}{R_L} V_o$  لکھا جاسکتا ہے جس سے  $W = -\frac{R_e}{R_L}$  حاصل ہو گا۔ حاصل  $W$  کی قیمت  $R_L$  پر مخصر 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 یعنی  $A_{vf} = I_o R_L$  حاصل کرتے ہیں۔ چونکہ  $V_o = I_o \frac{V_o}{V_s}$  ہے لہذا

$$(7.84) \quad A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o R_L}{V_s} = \left( \frac{I_o}{V_s} \right) R_L = A_{gf} R_L = -\frac{R_L}{R_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مساوات کے مطابق  $\frac{V_o}{V_s}$  کی قیمت  $R_L$  سے منسلک ہے۔ اس لئے اگرچہ اسے بر قی دباؤ کا جیٹہ بڑھانے کی غاطر استعمال کیا جاسکتا ہے مگر یہ ہرگز بر قی دباؤ ایکلیفیٹر نہیں ہے اور جب بھی بوجھ  $R_L$  تبدیل کی جائے اس ایکلیفیٹر کی  $\frac{V_o}{V_s}$  کی شرح تبدیل ہو جائے گی۔ اس کے بر عکس مساوات 7.83 کے تحت  $\frac{I_o}{V_s}$  کے تحت  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں لہذا اس ایکلیفیٹر کو واپسی موصل نما ایکلیفیٹر قصور کیا جائے گا۔

شکل پ میں  $R_s$  بھی شامل کیا گیا ہے۔ یہاں  $R_s$  کو ایکلیفیٹر کا اندر ونی حصہ قصور کرتے ہوئے  $V_i = V_s - V_f$  لکھا جاسکتا ہے۔ یوں مندرجہ بالاتم تمہرہ اس شکل کے لئے بھی درست ہے۔

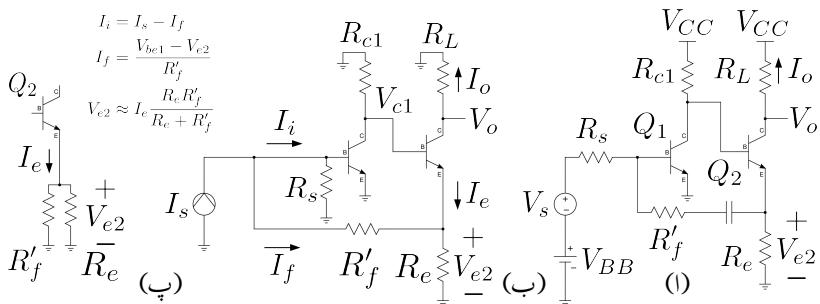
ٹرانزسٹر کے  $B$  اور  $E$  کو دو علیحدہ داخلی سرے قصور کیا جاسکتا ہے<sup>18</sup>۔ یوں اس حصے میں واپسی موصل نما ایکلیفیٹر میں داخلی اشارے کو  $B$  پر مہیا کیا گیا جبکہ واپسی اشارے کو  $E$  پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو دو مختلف داخلی سروں پر مہیا کیا جائے، انہیں سلسلہ وار جڑا قصور کریں۔ چونکہ صرف بر قی دباؤ اشارات ہی سلسلہ وار جوڑے جاسکتے ہیں لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو بر قی دباؤ اشارات قصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھوڑنے 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 ایکلیفیٹر 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 روایکلیفیٹر

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 کپیسٹر کو قصر دور اور  $0 = V_{CC} = V_{BB}$  لیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے اور  $R_s$  کو ایکلیفیٹر کا حصہ قصور کیا گیا ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے بر قی روکی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

<sup>18</sup> ایسا کرتے ہوئے  $B$  کو منقی بجکہ  $E$  کو ثابت داخلی سر اتصور کریں



شکل 7.22: ٹرانزسٹر کا واپسی بر قی رو اینپلیٹر

$$I_i = I_s - I_f$$

جہاں

$$I_f = \frac{V_{be1} - V_{e2}}{R'_f}$$

کے برابر ہے۔ کامل واپسی ادوار میں واپسی اشارے کی مساوات  $X_f = WX_0$  ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر واپسی ادوار کامل ادوار نہیں ہوتے۔ مندرجہ بالا مساوات میں  $\frac{V_{be1}}{R'_f}$  کا واپسی اشارہ پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں چونکہ  $V_{be1}$  داخلي جانب کا متغیر ہے تاکہ خارجی جانب کا۔ یوں مندرجہ بالا مساوات میں  $\frac{V_{be1}}{R'_f}$  غیر ضروری جزو ہے۔ یہ جزو اس لئے پایا گیا ہے کہ ٹرانزسٹر ادوار کامل واپسی ادوار نہیں ہوتے۔ اس غیر ضروری جزو کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$I_f \approx -\frac{V_{e2}}{R'_f}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح جیسے شکل پ میں دکھایا گیا ہے،  $V_{be1}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے (یعنی  $V_{be1} = 0$  لیتے ہوئے) 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 رواں ایپلیفائر ہے اور یوں

$$(7.85) \quad A_{if} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R'_f}{R_e}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

اس ایپلیفائر 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 دونوں اشارات کو ایک ہی داخلی سرے پر مہیا کیا جائے، انہیں متوازنی جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف بر قی رواں اشارات ہی متوازنی جوڑے جا سکتے ہیں لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو بر قی رواں اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو ناراثن شکل دیں جبکہ واپسی اشارے کی مساوات کو بر قی رو (یعنی  $I_o$ ) 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 ایپلیفائر 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 سر ایپلیفائر کے خارجی جانب جڑا ہو تو ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات متوازنی جڑے ہوتے ہیں۔

## 7.7.5 واپسی مزاحمت نما ایکلینیٹر

شکل 7.23 الف میں ٹرانزیستر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ  $R_L$  ٹرانزیستر کے  $E$  پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشارتی تجزیے کی غرض سے کپیٹر 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

$$(7.87) \quad I_i = I_s - I_f$$

$$\text{جہاں } I_s = \frac{V_s}{R_s} \text{ اور}$$

$$\begin{aligned} I_f &= \frac{V_{be} - V_o}{R_f} \\ &= \frac{V_{be}}{R_f} - \frac{V_o}{R_f} \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ اس مساوات میں  $\frac{V_{be}}{R_f}$  کا واپسی اشارہ پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں البتہ  $\frac{V_o}{R_f}$  خارجی برتنی دباؤ پر منحصر واپسی اشارہ ہے یوں مساوات کے پہلے جزو کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_f &\approx -\frac{V_o}{R_f} \\ &= WV_o \\ W &= -\frac{1}{R_f} \end{aligned}$$

اور یوں مساوات 7.87 کو ہم لکھ سکتے ہیں

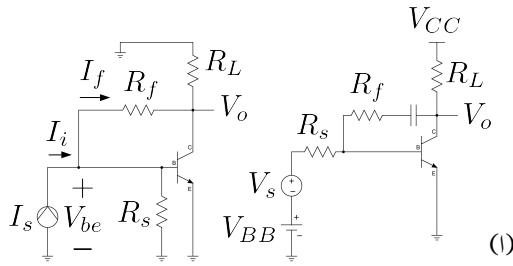
$$\begin{aligned} I_i &\approx I_s - \left( -\frac{V_o}{R_f} \right) \\ &= I_s - WV_o \end{aligned}$$

جس سے ہم کہہ سکتے ہیں کہ یہ مزاحمت نما واپسی ایکلینیٹر ہے اور یوں

$$(7.88) \quad A_{rf} \approx \frac{1}{W} = -R_f$$

ہو گا۔

$$\begin{aligned}
 I_i &= I_s - I_f \\
 I_f &= \frac{V_{be} - V_o}{R_f} \approx -\frac{V_o}{R_f} \\
 &= WV_o \\
 W &= \frac{1}{R_f} \\
 A_{rf} &= \frac{1}{W} = -R_f \quad (\text{ب})
 \end{aligned}$$



شکل 7.23: ٹرانزسٹر کا واپسی مزاحمت نما ایپلینیفار

اسی ایپلینیفار 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  $\frac{I_o}{I_s}$  یوں حاصل ہو گا

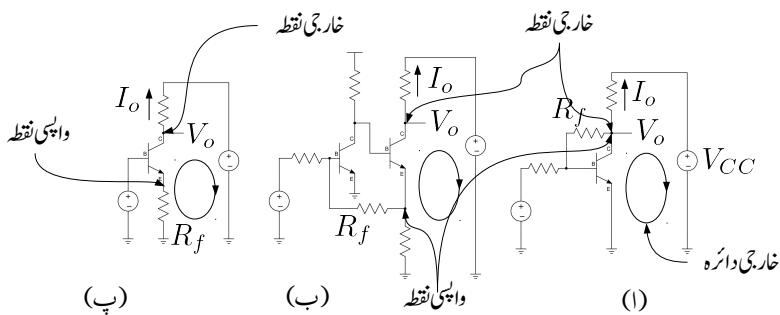
$$(7.90) \quad A_{if} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s} = \left( \frac{V_o}{I_s} \right) \frac{1}{R_L} = \frac{A_{rf}}{R_L} = -\frac{R_f}{R_L}$$

اور  $\frac{I_o}{V_s}$  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 اف، ب اور پ میں شکل 7.23، شکل 7.22 اور شکل 7.21 دوبارہ دکھائے گئے ہیں۔ شکل اف پر غور کریں۔ اس میں خارجی دائیے کی نشاندہی کی گئی ہے۔ خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_o$  اور بر قی رو  $I_o$  کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ ٹرانزسٹر کے C جہاں سے  $V_o$  یا ( $I_o$ ) حاصل کیا گیا ہے کو خارجی نقطے قرار دیا گیا ہے۔ بوجھ  $R_L$  کو خارجی نقطے پر جوڑا جاتا ہے۔ اسی طرح واپسی نقطے کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ یہ وہ نقطہ ہے جہاں سے واپس کار اشارہ حاصل کرتا ہے۔ یہاں  $R_f$  بطور واپس کار کردار ادا کر رہا ہے۔ اس شکل میں واپسی نقطے اور خارجی نقطے دونوں ایک ہی جوڑ پر پائے جاتے ہیں۔ ایسی صورت جہاں خارجی نقطے اور واپسی نقطے ایک ہی جوڑ پر پائے جائیں میں واپس کار خارجی بر قی دباؤ  $V_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 ب میں خارجی نقطے اور واپسی نقطے دو علیحدہ علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں۔ یوں واپسی اشارے کو اس جوڑ سے حاصل نہیں کیا گیا جہاں سے  $V_o$  یا  $I_o$  حاصل کیا گیا ہے۔ البتہ واپسی اشارے کو خارجی دائیے سے حاصل کیا



شکل 7.24: وایپی نقطہ

گیا ہے۔ خارجی دائرہ وہ دائرة ہے جس میں خارجی برقی رو  $I_o$  کا بہاؤ ہوتا ہے۔ ایسی صورت چہاں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ 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 ایکلینیفار کا تفصیلی تجزیہ

اب تک مساوات 7.34 پر پورا اترتے واپسی ایکلینیفاروں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں ان واپسی ایکلینیفار پر غور کیا جائے گا جو اس مساوات پر پورا نہیں اترتے۔ ایسا کرتے وقت ایکلینیفار کو دو حصوں یعنی بنیادی ایکلینیفار A اور واپسی کار W میں تقسیم کیا جاتا ہے۔ واپسی ایکلینیفار میں واپسی اشارے کو صفر کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کو شامل کرتے ہوئے بنیادی ایکلینیفار حاصل کیا جاتا ہے۔ مندرجہ ذیل اقسام کی مدد سے ایسا کیا جاتا ہے۔

بنیادی ایکلینیفار کا داخلی حصہ حاصل کرنے کی خاطر خارجی اشارہ  $X_0$  کی قیمت کو صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

- اگر خارجی برقی دباؤ  $V_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہو (یعنی  $X_f = WX_0$ ) تو خارجی برقی دباؤ کو قصر دور کر کے 0 کر دیا جاتا ہے جس سے  $X_f$  بھی صفر ہو جاتا ہے۔

- اس کے برعکس اگر واپسی اشارے کو  $I_0$  سے حاصل کیا گیا ہو تو خارجی دائرے کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔ یوں  $I_0 = 0$  ہو جاتا ہے جس سے  $X_f$  بھی صفر ہو جاتا ہے۔

بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی حصہ حاصل کرنے کی خاطر کل داخلی اشارہ  $X_i$  کی قیمت صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

- اگر داخلی اور واپسی اشارات متوالی جڑے ہوں تو یہ دونوں برقی رو اشارات ہوں گے۔ انہیں قصر دور کرنے سے  $I_i = 0$  کیا جاتا ہے۔
- اس کے برعکس اگر داخلی اور واپسی اشارات سلسلہ وار جڑے ہوں تو یہ دونوں برقی دباؤ اشارات ہوں گے۔ داخلی دائرے کو کھلے سرے کرنے سے  $V_i = 0$  کیا جاتا ہے۔

اس ترکیب سے واپسی اشارہ کے اثرات کو ختم کر دیا جاتا ہے جبکہ بنیادی ایمپلیفائر پر واپس کار کے بوجھ کے اثرات برقرار رہنے دئے جاتے ہیں۔ اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایمپلیفائر حل کرنے کے مکمل اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

- پہلے یہ فیصلہ کریں کہ  $X_f$  برقی دباؤ یا برقی رو کا اشارہ ہے۔ اگر  $X_f$  داخلی اشارہ  $X_s$  کے ساتھ سلسلہ وار جڑا ہو تو  $X_f$  برقی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر یہ  $X_s$  کے ساتھ متوالی 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  $X_0$  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 ایمپلیفائر کی جماعت دریافت کریں۔ اگر  $X_s$  اور  $X_f$  سلسلہ وار جڑے ہوں تو  $X_f$  برقی دباؤ اشارہ یعنی  $V_f$  ہو گا اور اگر یہ دونوں متوالی جڑے ہوں تو  $X_f$  برقی رو اشارہ یعنی  $I_f$  ہو گا۔ اسی طرح اگر واپسی اشارے کو خارجی نقطے سے حاصل کیا گیا ہو تو واپسی اشارے کو  $V_0$  سے حاصل گیا 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  $X_0$  اشارہ کیا جائے گا۔

- واپسی اشارے کا اثر ختم کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کے اثر کو برقرار رکھتے ہوئے مندرجہ بالا قوانین کی مدد سے بنیادی ایمپلیفائر کا دور حاصل کریں۔ اگر  $X_s$  اور  $X_f$  سلسلہ وار جڑے ہوں تو داخلی اشارہ  $X_s$  کا تھوون مساوی دور استعمال کریں۔ اس کے برعکس اگر  $X_s$  اور  $X_f$  متوالی جڑے ہوں تو داخلی اشارہ  $X_s$  کا نارٹن مساوی دور استعمال کریں۔

- بنیادی ایکلینیفار میں ٹرانزسٹر کاریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور حاصل کریں اور اس میں  $X_0$  اور  $X_f$  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 افراکش  $A$ ، داخلی مزاحمت  $R_i$  اور خارجی مزاحمت  $R_o$  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  $V_{BB}$  کے ساتھ 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۔

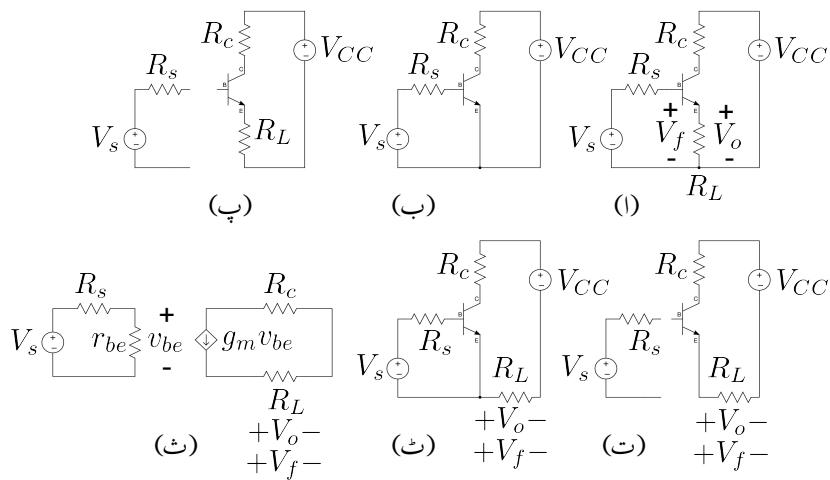
پہلے قدم پر اس کی جماعت جانا ضروری ہے۔ اس دور پر تفصیلی بحث ہو چکی ہے۔ یہ واپسی بر قی دباؤ ایکلینیفار ہے۔

چونکہ  $V_0$  سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے لہذا، بنیادی ایکلینیفار کا داخلی مساوی دور حاصل کرنے کی خاطر  $V_{oB}$  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  $V_f$  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

$$(7.93) \quad V_{CC} = I_c R_c + V_{ce} + I_c R_L$$



فکل 7.25: بنیادی ایکسپیئنائز کا حصول

شکل پ کو قدر مختلف طرز پ شکلت 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 ث حاصل ہوتا ہے۔ شکل ث کے داخلی اور خارجی مساوات یوں حاصل ہوں گے۔

$$(7.94) \quad V_s = I_s R_s + V_{be}$$

$$(7.95) \quad V_{CC} = I_c R_c + V_{ce} + I_L R_L$$

یہ بالکل مساوات 7.92 اور مساوات 7.93 ہی ہیں۔

شکل ث میں ٹرانزسٹر کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ث کا باریک اشارتی 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  $g_m r_{be} = \beta$  کے برابر ہے۔ شکل ث سے  $V_f = V_o = W$  المذا حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$(7.97) \quad M = 1 + WA_V = 1 + \frac{\beta R_L}{R_s + r_{be}} = \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}}$$

ہے -

بنیادی ایمپلینگر کا داخلی مزاجت

$$(7.98) \quad R'_i = R_s + r_{be}$$

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  $\infty$  کے استعمال سے  $R_L$  حاصل ہوتا ہے۔ خارجی مزاجت  $R_o$  حاصل کرتے وقت بوجھ  $R_L$  کو ایمپلینگر کا حصہ تصور نہیں کیا جاتا اور یوں شکل ٹ سے  $\infty$   $R_o$  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 مزاجت حاصل کرنا ممکن نہیں۔  $R_o$  حاصل کرنے کی خاطر دور سے پہلے  $R'_{of}$  حاصل کریں اور پھر مساوات 7.64 کی مدد سے  $R_o$  حاصل کریں۔

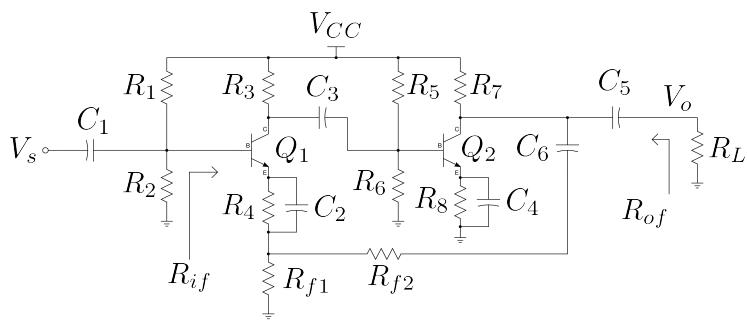
$R_L$  کی شمولیت سے  $R'_o$  کی قیمت  $R_L$  کے برابر ہے۔ اس طرح

$$(7.100) \quad R'_{of} = \frac{R'_o}{M} = \frac{R_L(R_s + r_{be})}{R_s + r_{be} + \beta R_L}$$

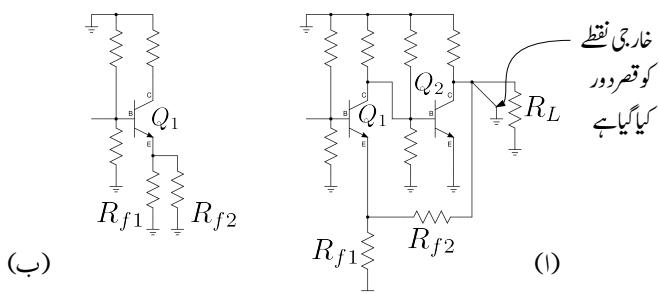
اور

$$(7.101) \quad R_{of} = R'_{of} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{R_s + r_{be}}{\beta}$$

حاصل ہوتا ہے۔



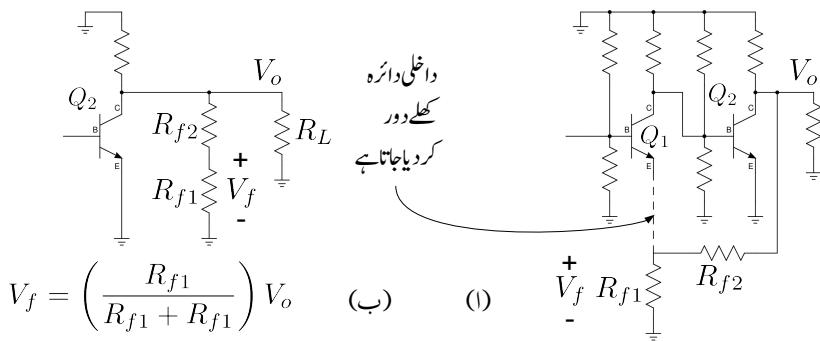
شکل 7.26: دو مرحلہ زنجیری واپکی بر قی دباؤ ایمپلینیٹر



شکل 7.27: دو مرحلہ زنجیری واپکی بر قی دباؤ ایمپلینیٹر کے داخلی حصے کا حصول

### 7.10 واپکی بر قی دباؤ زنجیری ایمپلینیٹر

شکل 7.26 میں دو کڑی زنجیری ایمپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ درکار تعدد پر تمام کپسیٹروں کو قصر دور تصور کریں۔ اس ایمپلینیٹر میں خارجی بر قی دباؤ  $V_o$  سے واپکی اشارہ  $f$  حاصل کیا گیا ہے لہذا بنیادی ایمپلینیٹر 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 بر قی زمین کے ساتھ جوڑنا ہے۔ شکل 7.27 الف میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے  $R_{f2}$  اور  $R_{f1}$  متوازی جڑ جاتے ہیں۔ اس ایمپلینیٹر میں  $V_f$  اور  $V_s$  سلسلہ وار جڑے ہیں لہذا بنیادی ایمپلینیٹر کے خارجی جانب کا دور حاصل کرتے وقت داخلی دائرے کو کھلے دور کیا جائے گا۔ اس

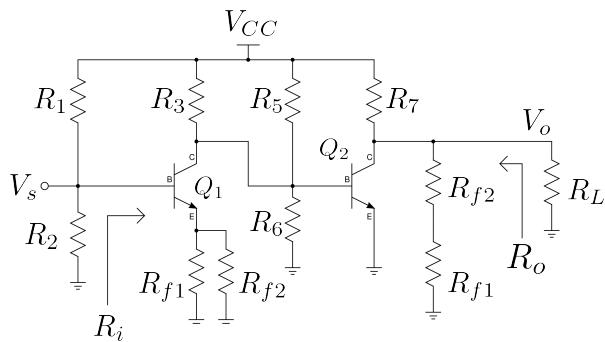


شکل 7.28: دو مرحلہ زنجیری داپکی برقی داوز نجیری ایمپلینیٹر کے خارجی حصے کا حصول

دائرے کو  $Q_1$  کے بیس یا اس کے ایمپلینیٹر پر کھلے دور کیا جا سکتا ہے۔ شکل 7.28 الف میں داخلي دائرے کو  $Q_1$  کے ایمپلینیٹر پر کھلے دور کیا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل b میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے  $R_{f1}$  اور  $R_{f2}$  خارجی جانب سلسلہ وار جڑ جاتے ہیں۔ شکل 7.29 کو زنجیری ضرب سے با آسانی حل کرتے ہوئے  $A_v$  حاصل کی جاسکتی ہے۔ اسی طرح اس بنیادی ایمپلینیٹر کا  $R_0$  اور  $R_{of}'$  بھی حاصل کیا جا سکتا ہے۔ شکل سے واپس کار کا  $W$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.102) \quad W = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}}$$

ان تمام معلومات سے  $A_{vf}$  اور  $R_{of}'$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔



شکل 7.29: دو مرحلہ زنجیری دا پکی برقی دا ایمپلینیاٹر کا بنیادی ایمپلینیاٹر

### سوالات

سوال 7.1: ایک سادہ ایمپلینیاٹر کی افزائش میں مختلف وجوہات کی بنا پر 7% کے فرق پیدا ہوتا ہے۔ اس ایمپلینیاٹر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ یوں حاصل واپسی ایمپلینیاٹر کی افزائش میں انہیں وجوہات کی بنا پر صرف 1% کا فرق پیدا ہوتا ہے۔  $M$  کی قیمت حاصل کریں۔ اگر سادہ ایمپلینیاٹر کی افزائش  $\frac{V_o}{V_s} = 245$  تب واپسی ایمپلینیاٹر کے افزائش اور واپس کار کے مستقل  $W$  کی قیمت کیا ہو گی؟

$$\text{جوابات: } W = 0.02449 \frac{V}{V}, A_f = 35 \frac{V}{V}, M = 7$$

سوال 7.2: اگر سوال 7.1 میں سادہ ایمپلینیاٹر کا بلند انقطائی تعدد  $200 \text{ kHz}$  ہو تب واپسی ایمپلینیاٹر کی بلند انقطائی تعدد کیا ہو گی۔

$$\text{جواب: } 1.4 \text{ MHz}$$

سوال 7.3: ایک واپسی برقی دا ایمپلینیاٹر کے  $\frac{V_o}{V_s} = 2000$  اور  $R_i = 2 \text{ k}\Omega$  اور  $R_o = 500 \Omega$  ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s = 1 \text{ k}\Omega$  جبکہ برقی بوجھ  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  ہیں۔ اس ایمپلینیاٹر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{V}{V}$  ہے۔ واپسی ایمپلینیاٹر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 24 \Omega, R'_{if} = 60 \text{ k}\Omega, A_{vf} = 95 \frac{V}{V}$$

**سوال 7.4:** ایک واپسی بر قی روایکلیفائر کے  $\frac{A}{A}$  اشارے کی مزاحمت  $R_o = 5 \text{k}\Omega$  اور  $A_i = 500 \text{ }\Omega$  اور  $R_s = 5 \text{k}\Omega$  جبکہ بر قی بوجھ  $R_L = 1 \text{k}\Omega$  ہیں۔ اس ایکلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{\text{A}}{\text{A}}$  ہے۔ واپسی ایکلیفائر کی افرائش، 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 ایکلیفائر کے  $\frac{A}{V}$  اشارے کی مزاحمت  $R_o = 500 \text{ }\Omega$  اور  $R_i = 5 \text{k}\Omega$ ،  $A_g = 2000 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  اور  $R_s = 500 \text{ }\Omega$  جبکہ بر قی بوجھ  $R_L = 1 \text{k}\Omega$  ہیں۔ اس ایکلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{\text{V}}{\text{A}}$  ہے۔ واپسی ایکلیفائر کی افرائش، 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 ایکلیفائر کے  $\frac{\text{V}}{A}$  اشارے کی مزاحمت  $R_o = 5 \text{k}\Omega$  اور  $R_i = 500 \text{ }\Omega$ ،  $A'_r = 2000 \frac{\text{V}}{\text{A}}$  اور  $R_s = 5 \text{k}\Omega$  جبکہ بر قی بوجھ  $R_L = 10 \text{k}\Omega$  ہیں۔ اس ایکلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  ہے۔ واپسی ایکلیفائر کی افرائش، 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 ایکلیفائر موجود ہے جس کا داخلی مزاحمت  $5 \text{k}\Omega$  اور خارجی مزاحمت  $500 \text{ }\Omega$  ہیں۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے واپسی بر قی دباؤ کا ایکلیفائر تخلیق دیں جس کی افرائش  $12.5 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  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:**  $A_{vf} = 12.5 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ،  $A_V = 1250 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ،  $A_{v'} = 1667 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ،  $R'_i = 6 \text{k}\Omega$  کی خاطر  $R_{of} = 4.95 \Omega$  اور  $R'_{if} = 606 \text{k}\Omega$  ہے۔  $W = 0.08 \frac{\text{V}}{\text{V}}$

**سوال 7.8:** سوال 7.7 میں تخلیق کئے گئے واپسی ایکلیفائر پر اگر  $3 \text{k}\Omega$  کا بوجھ لادا جائے تو اس کی  $A_{vf}$  کیا حاصل ہو گی۔

جواب: 7.12.4  $\frac{V}{V}$ - بوجہ کی مزاحمت آدمی کرنے سے واپسی انفرائش میں صرف 0.8% کی تبدیلی آئی۔ واپسی ایمپلیفیاٹر یقیناً مستحکم ہے۔

سوال 7.9: سوال 7.7 میں تخلیق کردہ واپسی ایمپلیفیاٹر میں بنیادی ایمپلیفیاٹر کو تبدیل کرتے ہوئے  $\frac{V}{V} 1500$  کا ایمپلیفیاٹر نسب کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے  $A_{vf}$  کی نئی قیمت کیا حاصل ہوگی؟

جواب: 7.12.33  $\frac{V}{V}$ - بنیادی ایمپلیفیاٹر کے انفرائش میں 25% تبدیلی سے واپسی ایمپلیفیاٹر کے انفرائش میں صرف 1.36% کی تبدیلی پیدا ہوئی۔ واپسی ایمپلیفیاٹر کے مستحکم ہونے کی یہ ایک اچھی مثال ہے۔

سوال 7.10: ایک واپسی بر قی دباؤ ایمپلیفیاٹر میں  $V_o = 12 \text{ V}$ ،  $V_s = 150 \text{ mV}$ ،  $V_f = 148 \text{ mV}$  اور  $R_o = R'_i = 2 \text{ k}\Omega$  اور  $R_{of} = R'_{if} = 1950 \text{ }\Omega$  پائے جاتے ہیں۔ اس ایمپلیفیاٹر کے  $W$ ،  $A_V$  اور  $A_{vf}$  حاصل کریں۔ اگر بنیادی ایمپلیفیاٹر کا  $R_o = R'_i = 3 \text{ M}\Omega$  اور  $R_{of} = R'_{if} = 35 \text{ }\Omega$  ہوں تب  $A_{vf}$  اور  $A_V$  کی 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 بر قی رو ایمپلیفیاٹر کی انفرائش  $\frac{A}{A} 3000$  جبکہ اسی سے حاصل واپسی ایمپلیفیاٹر کی انفرائش  $\frac{A}{A} 15$  ہے۔ بنیادی  $R_o = 15 \text{ k}\Omega$  اور  $R'_i = 20 \text{ k}\Omega$  اور  $R_{of} = R'_{if} = 3 \text{ M}\Omega$  اور  $R_{vf} = 35 \text{ }\Omega$  کی صورت میں  $A_{vf}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $R_{of} = 3 \text{ M}\Omega$  اور  $R'_{if} = 100 \text{ }\Omega$

سوال 7.12: شکل 7.25 الف 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:  $R_{of} = R'_{if} = 103.5 \text{ k}\Omega$ ،  $A_{vf} = 0.957 \frac{V}{V}$ ،  $A_V = 22.22 \frac{V}{V}$ ،  $r_{be} = 2.5 \text{ k}\Omega$  اور  $R_{vf} = 35 \text{ }\Omega$

سوال 7.13: سوال 7.12 میں  $\beta$  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:  $A_{vf} = 0.978 \frac{V}{V}$  اور تبدیلی تقریباً 2% ہے۔

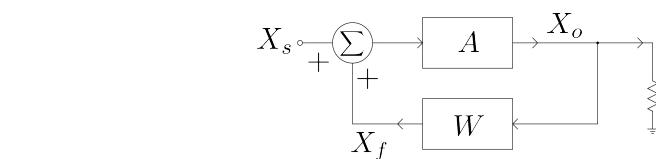
سوال 7.14: شکل 7.26 میں زنجیری ایمپلیفیاٹر دکھایا گیا ہے جبکہ مساوات 7.102 میں اس کے واپس کار کا مستقل  $W$  حاصل کیا گیا ہے۔  $A_{vf}$  حاصل کریں۔

جواب:  $A_{vf} = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}}$

## باب 8

# مرتعش

گزشتہ باب میں منفی و اپنی ادوار پر غور کیا گیا۔ اس باب میں مرتعش<sup>1</sup> پر غور کیا جائے گا جو ثابت و اپنی دور کی ایک قسم ہے۔ مرتعش ایک ایسے دور کو کہتے ہیں جسے کوئی داخلی اشارہ دئے بغیر اس سے ارتقاش کرتا خارجی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے۔ آئیں مرتعش کی بنیادی کارکردگی شکل 8.1 کی مدد سے سمجھیں۔ تصور کریں کہ ایک لمحے کے لئے اس دور کو ارتقاش کرتا داخلی اشارہ  $X_s$  فراہم کرنے کے بعد  $0 = X_s$  کر دیا جاتا ہے۔ اس طرح ایک لمحے کے لئے اس دور میں ارتقاش کرتا خارجی اشارہ  $X_o = W X_0$  نمودار ہو گا۔ واپسی دور  $X_0 = X_f$  پیدا کرے گا جو کہ بنیادی ایکلینیفارٹر کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے۔ بنیادی ایکلینیفارٹر  $X_f = WAX_0 = WAX_0 = X_0 = AX_f$  کے خارجی اشارہ  $X_o = WAX_0$  ہو گی۔ یہ اشارہ بھی جب واپسی دور اور بنیادی ایکلینیفارٹر میں ایک چکر کے بعد پہلی مرتبہ نمودار ہونے والے اشارے  $X_0$  کی قیمت اب  $WAX_0$  ہو گی۔



شکل 8.1: ثابت و اپنی دور

oscillator<sup>1</sup>

ہو جائے گی۔ اسی طرح  $n$  چکر کے بعد بنیادی ایکپلینیفار کا خارجی اشارہ  $X_0^n$  (WA) ہو گا۔ اب اگر  $1 = WA$  ہو تو  $n$  چکر کے بعد بھی بنیادی ایکپلینیفار کا خارجی اشارہ  $X_0 = 1^n$  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 برعکس 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  $0.9X_0$  رہ جائے گا۔ دو چکر کے بعد اس کی قیمت مزید کم ہو کر  $= 0.9^2 X_0$  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  $1.1X_0$  ہو جائے گا۔ دو چکر کے بعد اس کی قیمت مزید بڑھ کر  $= 1.21X_0$  ہوتے بڑھتے اس مقام ہو جائے گی اور یوں ہر چکر کے بعد بنیادی ایکپلینیفار کا خارجی اشارہ بڑھتا رہے گا۔ خارجی اشارہ بڑھتے بڑھتے اس مقام تک پہنچ جائے گا جہاں بنیادی ایکپلینیفار غیر خطی خطی میں داخل ہونا شروع ہو جائے گا۔ غیر خطی خطی میں داخل ہوتے ہوئے بنیادی ایکپلینیفار کے افراٹش 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 افراٹش سے اشارے کا حیطہ بڑھتا اور اشارے کا حیطہ بڑھنے سے ٹرانزسٹر کی افراٹش کم ہونے کے اعمال تو ازن اختیار کر لیں، ویسے 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 قیاتی پوزہ 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 برعکس 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 برکمازٹر کا اصول<sup>2</sup> کہتے ہیں۔<sup>3</sup>

$$(8.1) \quad WA = 1$$

---

Barkhausen criteria<sup>2</sup>  
<sup>3</sup> جمنی کے عالم طبیعتیات ہائزر برکہان نے اس اصول کو پیش کیا

اس مساوات کے دو پہلو ہیں۔ اس مساوات کے تحت  $1 = |WA|$  اور ساتھی ساتھ  $2m\pi / WA$  ہونا ضروری ہے جہاں  $m = 0, 1, 2, \dots$  ہو سکتا ہے۔ یوں اسے یوں لکھنا زیادہ بہتر ہے۔

$$(8.2) \quad |WA| = 1$$

$$(8.3) \quad /WA = 2m\pi$$

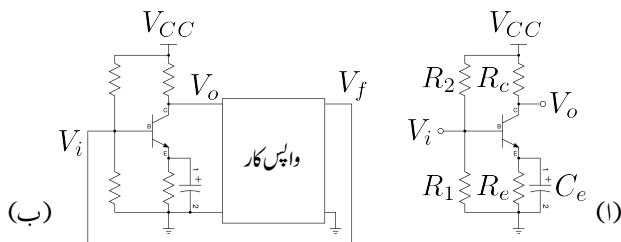
آپ دیکھ سکتے ہیں کہ حقیقت میں کسی بھی مرتعش کو برقرار کام کرتے رکھنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $1 > |WA|$  رکھا جائے۔ حقیقت میں  $1.05 > |WA|$  رکھا جاتا ہے۔

مندرجہ بالاتر ذکرے میں تصور کیا گیا کہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر ایک لمحے کے لئے  $X_s$  فراہم کیا گیا۔ حقیقت میں مرتعش کو چالو کرتے وقت اسے عموماً کسی قسم کا ارتعاش کرتا اشارہ نہیں مہیا کیا جاتا۔ کسی بھی دور جسے برقی طاقت مہیا نہیں کیا گیا ہو غیر چالو رہتا ہے اور ایسی صورت میں اس کے تمام اشارات صفر وولٹ (صفر 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 سمت 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 صور 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 ارتعاش پذیر نہیں ہو پاتا ہو یا اگر برقی شور کا سہارا لیتے ہوئے مرتعش کو چالو کرنا قابل قبول نہ ہوتا مگر مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر یہ ورنی اشارہ چند لمحات کے لئے مہیا کیا جاتا ہے۔<sup>4</sup>

اب تک کی گفتگو میں خارجی اشارے کی شکل پر کسی قسم کی بحث نہیں کی گئی۔ حقیقت میں مرتعش کے خارجی اشارے کی شکل کچھ بھی ہو سکتی ہے البتہ اس باب میں صرف سائن نما خارجی اشارہ پیدا کرنے والے مرتعش پر غور کیا جائے گا جن میں ٹرانزیستر ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے واپسی اشارے کو مزاحمت، کپسٹر، مالہ، ٹرانسفارمر وغیرہ کی مدد سے حاصل کیا جاتا ہے۔

واپسی دور میں کپسٹر اور مالہ (یعنی برقی رکاوٹ) کے استعمال سے واپس کار کے مستقل کی قیمت از خود تعدد  $\omega$  پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں اس کو  $(\omega)W$  لکھنا زیادہ درست ہو گا۔ ایسی صورت میں برکمانٹر کا اصول  $|W(\omega)A| = 1$  عموماً کسی ایک ہی تعدد پر پورا اترتے گا۔ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی غیر سائن نما لہر کو فوریہ تسلسل<sup>5</sup> کی مدد سے لکھا جا سکتا ہے۔ فوریہ تسلسل میں  $\omega_0, 2\omega_0, 3\omega_0, \dots$  تعدد پر لامحدود اجزاء پائے جاتے ہیں۔ چالو کرتے وقت کے برقی شور کی بھی فوریہ 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 تعدد پر ارتعاش کرے گا جو برکمانٹر کے اصول پر پورا اترتا ہو۔

<sup>4</sup> مجھے گزشتہ تجربیں ساوان میں صرف ایک مرتبہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر اشارہ مہیا کرنا پڑا ہے۔ Fourier series<sup>5</sup>



شکل 8.2: مرتعش کی تخلیق

### 8.1 مرتعش کی تخلیق

شکل 8.2 اف میں بنیادی ایمپلیفیاٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کے خارجی اشارے  $V_o$  اور داخلی اشارے  $V_i$  کے ماہین 180 کا زاویہ ہے۔ اگر اسے استعمال کرتے ہوئے مرتعش تخلیق دینا ہو تو واپس کار کو مزید 180 کا زاویہ پیدا کرنا ہو گا۔ شکل ب میں واپس کار کو ڈبے کی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ یوں  $V_o$  اور  $V_f$  کے درمیان 180 کا زاویہ درکار ہے۔ ترانزسٹر کو  $V_f$  بطور داخلی اشارہ مہیا کرنے سے مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ ذیل مثال میں اشارات کے ماہین زاویہ پیدا کرنے کا ایک طریقہ دکھایا گیا ہے۔

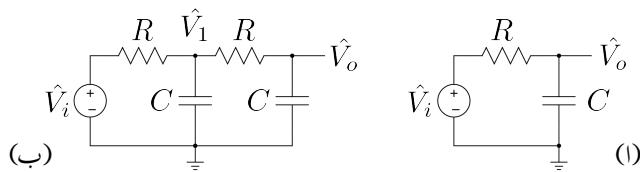
مثال 8.1: شکل 8.3 اف میں  $V_o$  اور  $V_f$  کے درمیان زاویہ کی مساوات حاصل کریں۔

لیتے ہوئے اس زاویہ کی قیمت حاصل کریں۔  $R = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.1 \mu\text{F}$ ,  $f = 10 \text{ kHz}$

• مزاحمت  $R$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر یہ زاویہ 60° ہو گا۔

حل:  $\hat{V}_i = V \angle 0^\circ$  لیتے ہوئے، دائرے میں برقی روٹ لکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے حاصل ہوتا ہے

$$\hat{I} = \frac{V \angle 0^\circ}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$



شکل 8.3: مزاحمت-کپیسٹر کی مدد سے اشارات کے زاویہ میں تبدیلی

اور یوں

$$\begin{aligned}\hat{V}_0 &= \hat{I} \times \left( \frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{V_0}{1 + j\omega RC} \\ &= \frac{V}{\sqrt{1 + R^2 \omega^2 C^2}} / -\tan^{-1}(\omega RC)\end{aligned}$$

جس سے داخلي اور خارجي اشارات کے ما بين زاویہ

$$\angle \theta = -\tan^{-1}(\omega RC)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}\angle \theta &= -\tan^{-1} \left( -2 \times \pi \times 10000 \times 1000 \times 0.1 \times 10^{-6} \right) = -81^\circ \\ &\quad \bullet \\ &- \tan^{-1} \left( 2 \times \pi \times 10000 \times R \times 0.1 \times 10^{-6} \right) = -60^\circ \\ &\quad \bullet \\ R &= 276 \Omega\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

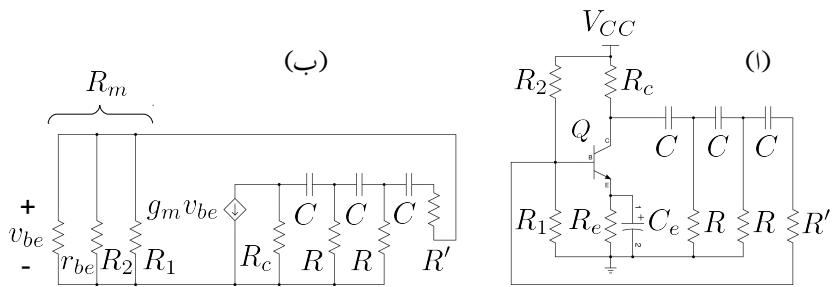
مندرجہ بالا مثال کو دیکھتے ہوئے ایسا معلوم ہوتا ہے کہ مزاحمت-کپیسٹر کے دو کڑیاں استعمال کرتے ہوئے دگنا زاویہ حاصل کیا جاسکتا ہے۔ یہ بات درست ثابت ہوتی ہے، البتہ جیسے آپ سوال 8.1 میں دیکھیں گے، دو کڑی  $RC$  کا زاویہ حاصل کرتے وقت نسبتاً بھی مساوات حل کرنی ہو گی۔

R اور C کے ضرب  $RC$  کو بڑھا کر زیادہ زاویہ حاصل کیا جاتا ہے۔ لامحدود  $RC = \infty$  پر 90 حاصل ہوتا ہے۔ حقیقت میں لامحدود  $RC$  استعمال کرنا ممکن نہیں ہوتا لہذا ایک عدد مزاحمت اور ایک عدد کپیسٹر استعمال کرتے ہوئے 90 حاصل کرنا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں  $RC$  کے دو کڑیوں سے 180 حاصل نہیں کیا جاسکتا۔ 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 ایکپلینیفار پر بنی مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں ٹلکٹر پر پائے جانے والے اشارے  $X_0$  سے واپس کار  $X$  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 ٹلکٹر پر خارج کرتا ہے۔ یوں بنیادی ایکپلینیفار اور واپس کار کے دائرے میں ایک چکر کے بعد کل زاویہ میں تبدیلی کو 0 رکھنے کی خاطر واپس کار کو بھی 180 کی تبدیلی پیدا کرنا ہو گی۔ جیسا اوپر مثال میں دکھایا گیا، مزاحمت-کپیسٹر  $RC$  کے کڑیاں استعمال کرتے ہوئے ایسا کرنا ممکن ہے۔ شکل 8.4 الف میں مزاحمت اور کپیسٹر کو شکل 8.3 الف سے تدریجی طرز پر جوڑا گیا ہے۔

بنیادی ایکپلینیفار  $Q, R_1, R_2, R_c, R_e$  اور  $C_e$  پر مشتمل ہے۔ مرتعش کے خارجی تعداد پر کپیسٹر  $C_e$  بطور قصر دور کام کرتا ہے۔ بنیادی ایکپلینیفار 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  $\pi$  ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس مرتعش کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $R_e$  کو قصر دو کیا گیا ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں  $r_{be}$  اور  $R_1$  اور  $R_2$  متوازی جڑے ہیں۔ ان متوازی جڑے مزاحمت کی کل قیمت کو  $R_m$  لکھا گیا ہے۔ یوں  $R_m$  اور  $R'$  سلسلہ دار جڑے ہیں۔ حقیقت میں  $r_{be}$  کی قیمت  $R_1$  اور  $R_2$  کے قیتوں 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  $R' + R_m = R$  ہو تو ہم دیکھتے ہیں کہ واپسی دور تین یکساں  $RC$  حصوں پر مشتمل ہوتا ہے۔ اگرچہ واپسی دور کے تین کپیسٹروں کی قیمت آپس میں برابر یا تین مزاحمتوں کی قیمت آپس میں برابر رکھنا لازم نہیں، البتہ ایسا رکھنے سے مرتعش پر تریلی غور نسبتاً آسان ہو جاتا ہے۔ ہم ایسا ہی کرتے ہیں۔ شکل 8.5 پر نظر رکھیں جہاں  $r_{be} \approx R_m$  لیا گیا ہے اور  $R' + r_{be}$  کو  $R$  کے برابر رکھا



شکل 8.4: مزاجت - کیمی RC مزاجت

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

$$I_2 = I_1 + I_0 = I_0 \left( 2 + \frac{1}{j\omega CR} \right)$$

و گا۔ چونکہ  $V_2 - V_1 = \frac{I_2}{j\omega C}$  ہو

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{I_2}{j\omega C} \\ &= I_0 \left( R + \frac{1}{j\omega C} \right) + \frac{I_0}{j\omega C} \left( 2 + \frac{1}{j\omega CR} \right) \\ &= I_0 \left[ R + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{(j\omega C)^2 R} \right] \end{aligned}$$

ج

$$I_3 = \frac{V_2}{R} = I_0 \left[ 1 + \frac{3}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right]$$

اور

$$\begin{aligned} I_4 &= I_3 + I_2 \\ &= I_0 \left[ 1 + \frac{3}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] + I_0 \left[ 2 + \frac{1}{j\omega CR} \right] \\ &= I_0 \left[ 3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] \end{aligned}$$

ہوں گے۔ اسی طرح

$$\begin{aligned} V_3 &= V_2 + \frac{I_4}{j\omega C} \\ (8.4) \quad &= I_0 \left[ R + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{(j\omega C)^2 R} \right] + \frac{I_0}{j\omega C} \left[ 3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] \\ &= I_0 \left[ R + \frac{6}{j\omega C} + \frac{5}{(j\omega C)^2 R} + \frac{1}{(j\omega C)^3 R^2} \right] \end{aligned}$$

ہو گا۔ اگر

$$(8.5) \quad R_c = kR$$

لیا جائے تب

$$\begin{aligned} I_5 &= \frac{V_3}{R_c} = \frac{V_3}{kR} \\ &= I_0 \left[ \frac{1}{k} + \frac{6}{j\omega CRk} + \frac{5}{(j\omega CR)^2 k} + \frac{1}{(j\omega CR)^3 k} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_6 &= I_5 + I_4 \\
 &= I_0 \left[ \frac{1}{k} + \frac{6}{j\omega CRk} + \frac{5}{(j\omega CR)^2 k} + \frac{1}{(j\omega CR)^3 k} \right] \\
 &\quad + I_0 \left[ 3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right]
 \end{aligned}$$

ہوں گے۔ چونکہ خیالی عدد  $\sqrt{-1}$  ہوتا ہے لہذا  $j = \sqrt{-1}$  ہو گا۔ اسی طرح  $j^2 = -1$  اور  $j^3 = -j$  ہوں گا۔

$$(8.6) \quad I_6 = I_0 \left[ \frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[ \frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] \right]$$

شکل کو دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ برابر ہیں لہذا  $I_6 = -g_m r_{be} I_0$  اور  $v_{be} = I_0 r_{be}$  کے برابر ہیں لہذا  $I_6 = -g_m v_{be}$  ہو گا۔ باب 3 میں مساوات 3.188 کے تحت  $\beta = g_m r_{be}$  ہے۔ یوں  $I_6 = -\beta I_0$  جسے مندرجہ بالا مساوات کے استعمال سے

$$(8.7) \quad I_0 \left[ \frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[ \frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] \right] = -\beta I_0$$

لکھا جاسکتا ہے۔

مساویات 8.7 میں مساوی نشان کے دونوں جانب کے حقیقی مقداریں آپس میں برابر ہوں گے اور اسی طرح مساوی نشان کے دونوں جانب خیالی مقداریں آپس میں برابر ہوں گے۔ یوں اس مساوات کو دو مساوات کی شکل میں لکھا جاسکتا ہے۔ خیالی مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔

$$I_0 \left[ \frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] = 0$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.8) \quad \begin{aligned} (\omega_0 CR)^2 &= \frac{1}{6+4k} \\ \omega_0 &= \frac{1}{CR\sqrt{6+4k}} \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi CR\sqrt{6+4k}} \end{aligned}$$

مزاحمت-کپیسٹر مرتعش مساوات 8.8 میں حاصل کردہ تعداد  $f_0$  پر کام کرے گا۔ لکھتے وقت 0 کو زیر نوشت کر کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ یہ مرتعش کی قدرتی تعداد<sup>6</sup> 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 لکھا جاسکتا ہے۔

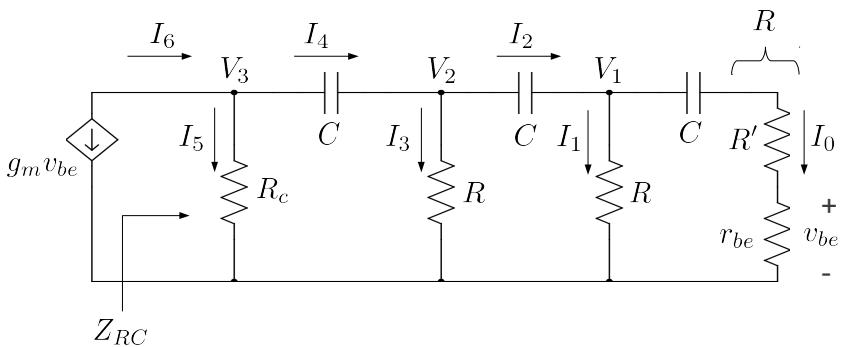
$$(8.9) \quad \begin{aligned} -\beta &= \frac{1}{k} + 3 - \left( \frac{5}{k} + 1 \right) (6 + 4k) \\ \beta &= \frac{29}{k} + 23 + 4k \end{aligned}$$

مرتعش کو برقرار چالو رکھنے کی خاطر حقیقت میں  $\beta$  کو مندرجہ بالا حاصل کئے گئے قیمت سے زیادہ رکھنا پڑتا ہے لہذا اس مساوات کو یوں لکھنا چاہئے

$$(8.10) \quad \beta > \frac{29}{k} + 23 + 4k$$

مختلف  $k$  کے لئے ٹرانزسٹر کی کم سے کم  $\beta$  کی قیمت اس مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ اگر بنیادی ایمپلیگیٹر میں استعمال ٹرانزسٹر کا  $\beta$  مندرجہ بالا مساوات پر پورا نہ اترے، تب اس سے بنایا گیا مزاحمت-کپیسٹر مرتعش کام نہیں کرے گا۔ آئین ایسے مرتعش میں درکار ٹرانزسٹر کی کم سے کم  $\beta$  حاصل کریں۔ ایسا  $0 = \frac{d\beta}{dk}$  لیتے ہوئے حاصل کیا

natural frequency<sup>6</sup>



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  $\beta$  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  $\beta$  کی قیمت 44.5 سے زیادہ ہو۔ مرتعش ہر وقت اپنی قدرتی تعداد پر ارتقاش کرتا ہے۔ یوں واپس کار کے کپیسٹر کی برقی رکاوٹ  $\frac{-j}{\omega_0 C}$  کو مساوات 8.8 کی مدد سے  $jR\sqrt{6+4k}$  لکھا جا سکتا ہے۔ اس نتیجے کے مطابق اس برقی رکاوٹ کی قیمت  $C$  کے بجائے مزاحمت  $R$  پر منحصر ہے۔ شکل 8.5 میں برقی رکاوٹ  $Z_{RC}$  کی نشاندہی کی گئی ہے جو ٹرانزسٹر پر بطور برقی بوجھ لدا ہے۔ یوں  $Z_{RC}$  کی قیمت بھی  $C$  پر منحصر نہیں ہو گی۔ اگرچہ واپس کار کے کسی بھی مزاحمت یا کپیسٹر کو تبدیل کرتے ہوئے اس مرتعش کی قدرتی تعداد تبدیل کی جا سکتی ہے، حقیقت میں عموماً وسیع حدود 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 ایمپلیفیئر کا بوجھ ہے، تبدیل نہیں ہوتا اور یوں ارتقاشی لہر کا جیط بھی تبدیل نہیں ہوتا۔ یہ مرتعش چند ہر ہزار Hz سے کئی سو کلو ہر ہزار kHz تک کے ارتقاش پیدا کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ میگا ہر ہزار MHz کے حدود میں اسے دیگر اقسام کے الالہ۔ کپیسٹر LC مرتعشوں پر فویت 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  $\omega$  کی قیمت اس مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

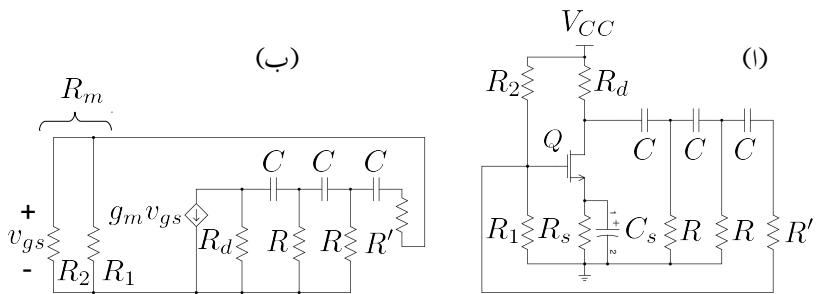
$$Z_{RC} = \frac{R + \frac{6CR\sqrt{6+4k}}{jC} + \frac{5(CR\sqrt{6+4k})^2}{(jC)^2 R} + \frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(jC)^3 R^2}}{\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k}+1\right)(CR\sqrt{6+4k})^2}{(CR)^2} + j \left[ \frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k}+4\right)(CR\sqrt{6+4k})}{CR} \right]} \\ = \frac{-R \left[ 1 + \frac{6\sqrt{6+4k}}{j} + \frac{5(\sqrt{6+4k})^2}{(j)^2} + \frac{(\sqrt{6+4k})^3}{(j)^3} \right]}{\frac{29}{k} + 23 + 4k}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $\beta$  مساوات 8.9 کے مطابق ہو تو

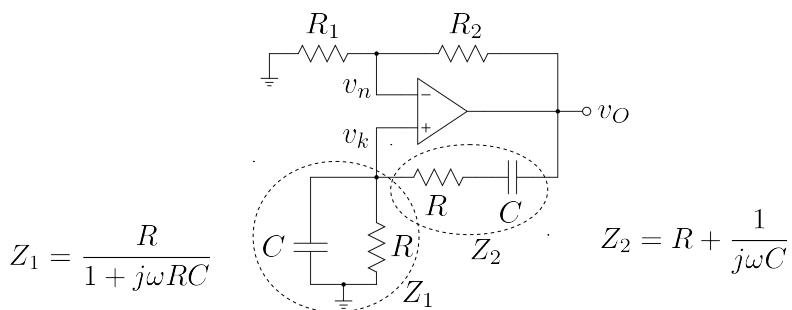
$$(8.11) \quad Z_{RC} = \frac{R}{\beta} \left[ 29 + 20k - j4k\sqrt{6+4k} \right]$$

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 جوڑا نیزٹر 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 سمت مائل کرنے کے ساتھ ساتھ  $R$  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 اسیٹ مرتعش



شکل 8.7: وائے مرتعش

## 8.3 وائے مرتعش

شکل 8.7 میں وائے مرتعش<sup>7</sup> دکھایا گیا ہے۔ وائے مرتعش<sup>8</sup> پہلے بغیر حل کئے غور کرتے ہیں۔

آپ جانتے ہیں کہ یک سمت 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 ایکپلیغاڑ کے ثبت خارجی برقی دباؤ سے  $v_O$  سے

Wien bridge oscillator<sup>7</sup>  
8 اس مرتعش کو جیس وائے نے دریافت کیا۔

پیدا کریں گے جو کہ ثابت برقی دباؤ ہو گا۔ ایسی صورت میں  $v_k > v_n$  ہے اور حسابی ایکلینیفار 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 ایکلینیفار 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 ثابت 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 ناپسندیدار 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 باریک تبدیلیاں پیدا ہوتی ہیں۔ یوں  $v_k$  اور  $v_n$  زیادہ دیر مکمل طور پر برابر برقی دباؤ پر نہیں رہ سکتے اور جلد ہی لمحاتی طور پر  $v_n > v_k > v_n$  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 تحلیل تجزیہ کریں

وائے مرتعش کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(8.12) \quad v_n = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_O$$

$$v_k = \left( \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \right) v_O$$

جہاں

$$(8.13) \quad Z_1 = \frac{R}{1 + j\omega RC}$$

$$Z_2 = R + \frac{1}{j\omega C}$$

$$= \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C}$$

کے برابر ہیں۔ مساوات 8.13 کو مساوات 8.12 میں پُر کرتے ہوئے اور  $v_k = v_n$  لکھتے ہوئے

$$\left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_O = \left( \frac{\frac{R}{1 + j\omega RC}}{\frac{R}{1 + j\omega RC} + \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C}} \right) v_O$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کو حل کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{R_1}{R_1 + R_2} &= \frac{j\omega RC}{j\omega RC + (1 + j\omega RC)^2} \\ &= \frac{j\omega RC}{j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2}\end{aligned}$$

یعنی

$$(8.14) \quad R_1 \left[ j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2 \right] = j\omega RC (R_1 + R_2)$$

ملتا ہے۔ اس مساوات کے حقیقی اور خیالی اجزاء علیحدہ کرتے ہوئے

$$R_1 \left( 1 - \omega^2 R^2 C^2 \right) = 0$$

$$j3\omega RCR_1 = j\omega RC (R_1 + R_2)$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

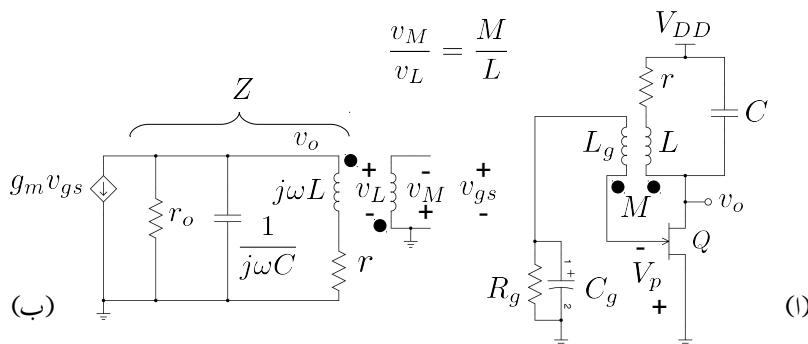
$$(8.15) \quad \begin{aligned}\omega &= \omega_o = \frac{1}{RC} \\ R_2 &= 2R_1\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 8.15 وائے مرتعش کے شرائط بیان کرتے ہیں۔ ان شرائط کے مطابق وائے مرتعش کی قدرتی تعدد  $\frac{1}{RC}$  کے برابر ہے اور یہ اس وقت ارتعاش کرے گا جب  $R_2$  کی قیمت  $R_1$  کے دگنا ہو۔

وائے مرتعش کو ثابت حسابی ایمپلینیگر تصور کیا جاسکتا ہے جہاں  $v_k$  اس کا داخلی اشارہ جبکہ  $\frac{R_1+R_2}{R_1}$  اس کی افزائش  $A_v$  کی صورت میں  $3\frac{V}{V} = 2R_1 = R_2$  ہے۔  $A_v$  کے برابر ہو گا۔ اس قیمت سے کم افزائش پر مرتعش ارتعاش پذیر نہ ہو پائے گا۔ ممکن مرتعش کے لئے ضروری ہے کہ افزائش اس قیمت سے قدر زیادہ ہو۔ یوں حقیقت میں  $R_2 > 2R_1$  ہونا ضروری ہے۔ اگر  $R_2$  کی قیمت  $2R_1$  سے ذرہ سی زیادہ ہو تو مرتعش سائنس نما لہر خارج کرتا ہے۔ البتہ  $R_2 \gg 2R_1$  کی صورت میں  $A_v$  کی قیمت بہت بڑھ جاتی ہے اور مرتعش مستطیل لہر خارج کرتا ہے۔

## مبنی امالہ-کپیسٹر $nJFET$ 8.4 پر مبنی امالہ-کپیسٹر $LC$ ہمسر مرتعش

مزاحمت-کپیسٹر مرتعش میں  $RC$  کی کڑیاں جوڑ کر لہر کے زاویے میں 180 کی تبدیلی پیدا کی گئی۔ اس حصے میں مشترکہ امالہ (یعنی ٹرانسفارمر) کے استعمال سے 180 کی تبدیلی حاصل کی جائے گی۔ شکل 8.8 میں  $L$  اور  $C$  کو قریب قریب



شکل 8.8: امالة-کپیسٹر مرتعش

رکھ کر مشترکہ امالة  $M$  حاصل کیا گیا ہے۔ اس مرتعش کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر تصور کریں کہ ماسفیٹ میں  $\omega_0$  تعدد کی برقی روپائی جاتی ہے جس کی وجہ سے اس پر نسب  $LC$  پر اسی تعدد کی برقی دباؤ پیدا ہو گی۔ مشترکہ امالة کی وجہ سے اس برقی دباؤ کا کچھ حصہ  $v_L$  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 تحلیلی 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 امالة  $M$  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 امالة میں برقی طاقت کے ضیاء کو مزاحمت  $r$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔ مشترکہ امالة میں نقطوں سے ہم زاویہ سرے دکھانے جاتے ہیں۔ یوں اگر  $L$  پر برقی دباؤ کا ثابت سرانا نقطے کی جانب ہو تو  $L_g$  پر بھی برقی دباؤ کا ثابت سرانا نقطے کی جانب ہو گا۔ شکل سے واضح ہے کہ  $v_M = -v_{gs}$  کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.17) \quad v_{gs} = - \left( \frac{M}{L} \right) v_L$$

ہو گا۔

لکھا جاسکتا ہے جہاں  $v_o = -g_m v_{gs} Z$  شکل ب میں کے برابر ہے۔

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L}$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.18) \quad g_m v_{gs} = - \left( \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L} \right) v_o$$

ہو گا۔ r اور L سلسلہ وار جڑے ہیں اور یوں

$$(8.19) \quad v_L = \left( \frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o$$

کے برابر ہے۔ یوں مساوات 8.17 کو

$$(8.20) \quad v_{gs} = - \left( \frac{M}{L} \right) \left( \frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o$$

اور مساوات 8.18 کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$-g_m \left( \frac{M}{L} \right) \left( \frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o = - \left( \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L} \right) v_o$$

دونوں جانب  $v_o$ - کو کاٹتے ہوئے  $(r + j\omega L)$  سے ضرب دیتے ہیں۔

$$(8.21) \quad \begin{aligned} j\omega M g_m &= \frac{r + j\omega L}{r_o} + j\omega C (r + j\omega L) + 1 \\ &= \frac{r}{r_o} + \frac{j\omega L}{r_o} + j\omega C r - \omega^2 LC + 1 \end{aligned}$$

اس مساوات میں حقیقی اور خیالی جزو علیحدہ کرنے جاسکتے ہیں۔ حقیقی جزو حل کرتے قدرتی تعدد  $\omega_0$  کی قیمت حاصل ہوتی ہے

$$(8.22) \quad \begin{aligned} \frac{r}{r_o} - \omega_0^2 LC + 1 &= 0 \\ \omega_0 &= \sqrt{\frac{1}{LC} \left( \frac{r}{r_o} + 1 \right)} \end{aligned}$$

حقیقت میں مشترکہ امالہ کی مزاحمت  $r$  کی قیمت ماسفیٹ کے مزاحمت  $r_0$  سے نہیت کم ہوتی ہے یعنی  $r \ll r_0$  ہوتا ہے۔ یوں مندرجہ بالا مساوات کے مطابق قدرتی تعدد کی قیمت تقریباً  $LC$  کی قدرتی تعدد کے برابر ہوتی ہے یعنی

$$(8.23) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

جہاں تقریباً کی جگہ برابر کا نشان استعمال کیا گیا ہے۔ اس اتفاقی اور دلچسپ نتیجے کے مطابق یہ مرتعش متوازی جڑے  $LC$  کی قدرتی گلکھ تعدد<sup>9</sup> پر ارتعاش کرتا ہے۔ اسی نتیجے کی بنابر اس مرتعش کو  $LC$  ہمسر مرتعش<sup>10</sup> کہا جاتا ہے۔ اس مرتعش کی تعداد کپیسٹر  $C$  کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے تبدیل کی جا سکتی 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  $\omega_0$  پر ارتعاش کرے گا۔  $\omega_0$  پر متوازی جڑے  $LC$  کی برتن رکاوٹ لامدد ہو گی اور بنیادی ایکپلینیٹر 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 بوجھ پر افزائش کی حقیقی قیمت کو  $\mu$  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۔

$$\begin{aligned} g_m M &= \frac{L}{r_0} + Cr \\ g_m M &= \frac{L g_m}{\mu} + Cr \\ g_m &= \frac{\mu Cr}{\mu M - L} \end{aligned}$$

حقیقی مرتعش کی  $g_m$  اس سے زیادہ ہو گی۔

---

resonant frequency<sup>9</sup>  
LC tuned oscillator<sup>10</sup>

## 8.4.1 خود-مائل دور

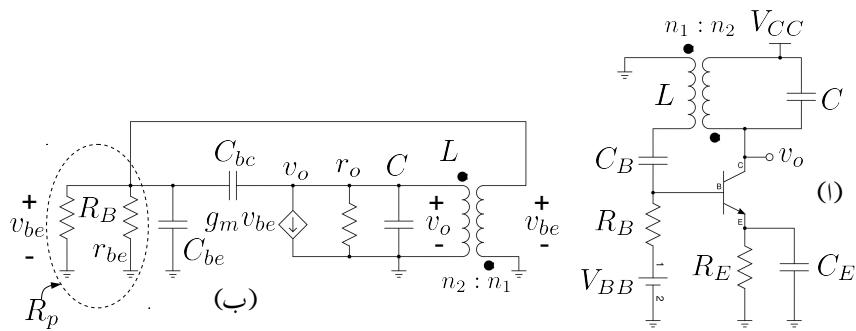
شکل 8.8 میں  $nJFET$  کے مائل ہونے پر غور کرتے ہیں۔ تصور کریں کہ مرتعش ارتعاش پذیر ہے۔ یوں مشترکہ الالہ کی وجہ سے گیٹ پر سائنس نما برقی دباؤ  $V_p \sin \omega t$  پایا جائے گا۔  $nJFET$  کے گیٹ پر جب بھی شبٹ برقی دباؤ لاگو کی جائے یہ کسی بھی ڈائیوڈ کی طرح سیدھا مائل ہو جاتا ہے۔ گیٹ کا ڈائیوڈ، کپیسٹر  $C_g$  اور مراحت  $R_g$  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 سائنس نما لہر کے چوٹی برابر ہو جائے گا یعنی اس پر  $V_p$  برقی دباؤ پایا جائے گا۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، کپیسٹر پر برقی دباؤ کا شبٹ سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے۔ یوں گیٹ پر  $V_p$  - برقی دباؤ پایا جائے گا جو  $nJFET$  کو مائل کرتا ہے۔  $R_g$  کی قیمت یوں رکھی جاتی ہے کہ لہر کے ایک دوری عرصے میں  $C_g$  پر برقی دباؤ برقرار رہے۔ ایسا کرنے کی خاطر  $\frac{1}{f} \gg R_g C_g$  رکھا جاتا ہے جہاں  $f$  لہر کی تعدد ہے۔ اس مرتعش کی تعدد حاصل کرتے وقت تصور کیا گیا تھا کہ گیٹ پر برقی روکا گزر ممکن نہیں۔ یہاں ہم دیکھتے ہیں کہ  $nJFET$  کو مائل کرنے کی خاطر گیٹ کے ڈائیوڈ کا سیدھا مائل ہونا لازم ہے۔ چونکہ لہر کی چوٹی پر نہایت کم دورانیہ کے لئے گیٹ سیدھا مائل ہوتا ہے جبکہ تقاضا 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  $nJFET$  میں  $i_{DS}$  گزرنے دیتا ہے جس سے اس کی  $g_m$  کی قیمت بھی زیادہ ہوتی ہے۔ زیادہ  $g_m$  کی وجہ سے دور کا ارتعاش پذیر ہونا ممکن ہوتا ہے۔ تصور کریں کہ ایسا ہی ہوتا ہے  $g_m$  کی زیادہ قیمت کی وجہ سے ارتعاشی لہر کا جیطہ بڑھتا جاتا ہے جس سے  $C_g$  پر برقی دباؤ  $V_p$  بھی بڑھتا جاتا ہے جو کہ گیٹ کو زیادہ سے زیادہ منفی کرتے ہوئے ہوئے  $i_{DS}$  کی قیمت کو کم کرتا ہے۔ کم  $i_{DS}$  کی وجہ سے  $g_m$  کی قیمت بھی کم ہوتی ہے۔ آخر کار دور ایسی توازن اختیار کر لیتا ہے جہاں ارتعاشی لہر کا جیطہ برقرار رہتا ہے۔

## 8.5 ٹرانزسٹر ہمسر مرتعش

حصہ 8.4 میں  $nJFET$  کا کم تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مرتعش کو حل کرنا دکھایا گیا جس میں ٹرانسفارمر کو بطور مشترکہ الالہ تصور کیا گیا۔ اس حصے میں دو جو ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ریاضی نمونہ اور ٹرانسفارمر کے مساوات استعمال کرتے ہوئے ہمسر مرتعش<sup>11</sup> کا حل دکھایا جائے گا۔ ظاہر ہے کہ فیٹ پر مبنی مرتعش کو بھی اسی

tuned oscillator<sup>11</sup>



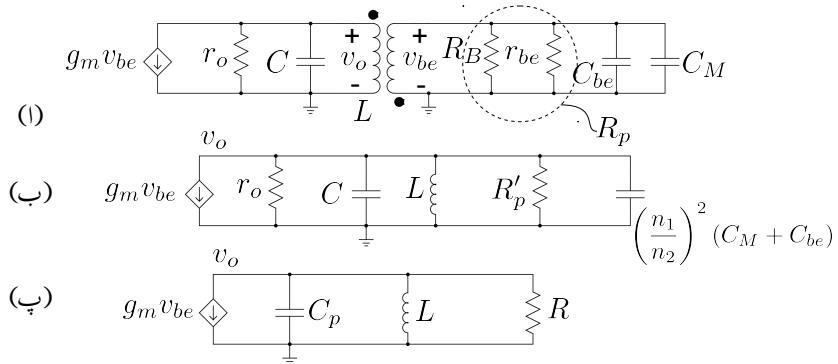
شکل 8.9: ٹرانزسٹر ہمسُر مرتعش

طرح حل کیا جاسکتا ہے۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر (یافیٹ) کے بلند تعدد ریاضی نمونہ ہی سے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں لہذا بلند تعدد پر چلنے والے مرتعش کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر (یافیٹ) کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرنا ضروری ہے۔ شکل 8.9 اف میں ٹرانزسٹر ہمسُر 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 لا محدود تصور کیا گیا ہے۔ مسئلہ ملر<sup>12</sup> کی مدد سے  $C_{bc}$  کا مساوی ملر کپیسٹر  $C_M$  استعمال کرتے ہیں۔ یوں  $C_{bc}$  اور  $C_M$  متوازی جڑ جاتے ہیں۔ شکل 8.10 اف 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 مزامنہ اور  $R_p$  کو  $R_B$   $r_{be}$  منتقل کرتے ہوئے ٹرانسفارمر کی دوسری جانب منتقل کرتے ہوئے  $R'_p$  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 مجموع  $C_{be} + C_M$  اور برقی رکاوٹ 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: ٹرانزسٹر ہم سر تھیش کا باریک اشارتی مساوی دوسر

ہو گا جس کو

$$\frac{1}{j\omega \left[ \frac{n_1^2}{n_2^2} (C_{be} + C_M) \right]}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں  $C_{be} + C_M$  کا عکس

$$\left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M)$$

حاصل ہوتا ہے ہے جو  $C$  کے متوازی پایا جاتا ہے۔ ان تمام متوازی جڑے کپیسٹروں کو  $C_p$  لکھا گیا ہے جہاں

$$C_p = C + \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M)$$

کے برابر ہے۔ اسی طرح متوازی جڑے  $r_o$  اور  $R'_p$  کے مجموع کو  $R$  لکھا جا سکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل ب سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔

شکل پ کو حل کرتے ہیں جس میں

$$\frac{1}{Z} = j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R}$$

کے برابر ہے۔ یوں  $v_o = -g_m v_{be}$  کے برابر ہو گا جسے لکھا جاسکتا ہے یعنی

$$(8.25) \quad -g_m v_{be} = \left( j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right) v_o$$

ٹرانسفارمر کے دو جانب برقی دباؤ کی شرح ان دو جانب لچھوں کے چکر کی شرح کے برابر ہوتا ہے۔ مزید اگر ایک جانب برقی دباؤ کا ثابت سرا ٹرانسفارمر کی علامت پر دکھائے نقطے کی طرف ہو تو دوسری جانب بھی برقی دباؤ کا ثابت سرا اس جانب نقطے کی طرف کو ہو گا۔ ان دو حقائق سے

$$v_{be} = - \left( \frac{n_1}{n_2} \right) v_o$$

حاصل ہوتا ہے جہاں متغیر کی علامت اس بات کو دکھلاتا ہے کہ ہم نے ٹرانسفارمر کے ایک جانب  $v_o$  کا ثابت سرا نقطے کی جانب جبکہ دوسری جانب  $v_{be}$  کا ثابت سرا بغیر نقطے کی طرف رکھا ہے۔ ایسا کرنے سے اشارے میں 180° کی تبدیلی پیدا کی جاتی ہے جو کہ  $RC$  مرتعش میں تین کڑی  $RC$  سے حاصل کی گئی تھی۔

یوں مساوات 8.25 سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} g_m \left( \frac{n_1}{n_2} \right) v_o &= \left( j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right) v_o \\ g_m \left( \frac{n_1}{n_2} \right) &= \left( j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات کے خیالی اور حقیقی جزو علیحدہ کرتے ہیں۔ خیالی جزو سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.26) \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} = \frac{1}{\sqrt{L \left[ C + \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M) \right]}}$$

جبکہ حقیقی جزو سے

$$g_m \left( \frac{n_1}{n_2} \right) = \frac{1}{R} = \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 \times \frac{1}{R_p} + \frac{1}{r_o}$$

لکھا جاسکتا ہے۔  $r_o$  کی قیمت نسبتاً بہت زیادہ ہوتی ہے لہذا  $\frac{1}{r_o}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$g_m R_p = \frac{n_1}{n_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $R_B$  کی قیمت  $r_{be}$  کے قیمت سے کمی درجہ زیادہ ہوتی ہے لہذا

$$R_p = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}} \approx r_{be}$$

ہوتا ہے اور یوں

$$g_m r_{be} = \frac{n_1}{n_2}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات میں  $\beta = g_m r_{be}$  کے استعمال سے

$$(8.27) \quad \beta = \frac{n_1}{n_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔

قدرتی تعدد  $\omega_0$  پر متوازی جڑے  $L$  اور  $C_p$  کی برقی رکاوٹ لامددود 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 ملکپیٹر

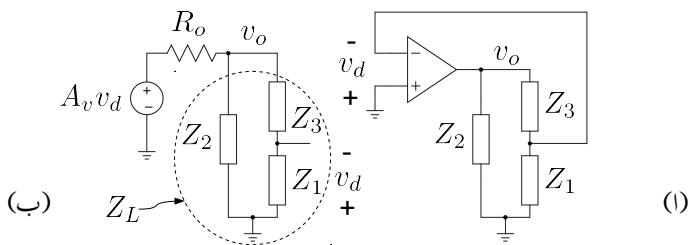
$$C_M = C_{bc} (1 + g_m R)$$

کے برابر ہو گا۔

چونکہ  $1 \gg \beta$  ہوتا ہے لہذا  $1 \gg \frac{n_1}{n_2} \gg \beta$  کی قیمت  $\frac{n_1}{n_2}$  سے معمولی زیادہ ہوتا ہے مرتتعش سائنس نماہر خارج کرتا ہے۔  $\beta$  کی صورت میں ٹرانزسٹر غیر خطی خطے میں داخلی ہو گا اور یہ مستطیل برقی روپیدا کرے گا البتہ  $L$  اور  $C_p$  اپنی قدرتی گنجی تعدد  $\omega_0$  پر ارتباش کرتے ہیں لہذا مرتتعش سائنس نما برقی دباؤ  $v_o$  ہی خارج کرے گا۔

## 8.6 عمومی مرتعش

شکل 8.11 میں عمومی مرتعش دکھایا گیا ہے۔ کئی قسم کے مرتعش اس عمومی طرز پر بنائے جاتے ہیں جہاں بنیادی ایکپلینیٹر کسی بھی قسم کا ہو سکتا ہے مسئللاً حسابی ایکپلینیٹر، دو جوڑ ٹرانزسٹر یا فیٹ پر مبنی ایکپلینیٹر وغیرہ۔ اس حصے میں



شکل 8.11: عمومی مرتعش

بنیادی ایکپلینیٹر کے داخلی مزاحمت کو لا محدود تصور کیا گیا ہے۔ ایسا فیٹ پر مبنی ایکپلینیٹر یا حسابی ایکپلینیٹر کے استعمال سے ممکن ہے۔ شکل ب میں ایکپلینیٹر کا تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے جہاں ایکپلینیٹر 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 کپیٹر کی صورت میں  $Z = -\frac{j}{\omega C}$  ہو گا۔ ہم  $\omega L$  کو جبکہ  $X_L = \frac{1}{\omega C}$  کھٹتے ہوئے  $Z = jX$  لکھ سکتے ہیں جہاں ثابت  $X$  امالة کو ظاہر کرے گا جبکہ منفی  $X$  کپیٹر کو ظاہر کرے گا۔ اس طرح مساوات 8.31 کو یوں لکھا جاسکتا 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 باعث صرف حقیقی مقداریں جبکہ اس کے داعین ہاتھ حقیقی اور خیالی دونوں مقداریں پائے جاتے ہیں۔ مساوات کے دو اطراف صرف اور صرف اس صورت برابر ہو سکتے ہیں جب دونوں جانب مقداریں برابر ہوں۔ چونکہ باعث خیالی مقداریں نہیں پائے جاتے لہذا داعین 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 منفی ہوں۔ یعنی یا یہ دونوں امالة ہوں یا پھر دونوں کپیٹر۔ 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  $X_3$  کپیٹر ہو گا اور ایسی صورت میں مرتعش کو ہارٹلے مرتعش<sup>13</sup> پکارتے ہیں اور اگر  $X_1$  اور  $X_2$  دونوں کپیٹر ہوں تب امالة ہو گا اور ایسی صورت میں اسے کالپٹر مرتعش<sup>14</sup> پکارا جاتا ہے۔<sup>15</sup>

Hartley oscillator<sup>13</sup>  
Colpitts oscillator<sup>14</sup>

<sup>15</sup> رافہد ملے نے ہارٹلے مرتعش بجہ ایڈون ہنزی کا پیش نے کالپٹر مرتعش کا دور دریافت کیا۔

اگر  $X_1$  اور  $X_2$  دونوں امالہ ہوں تب مساوات 8.33 کو

$$j\omega L_1 + j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C_3} = 0$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$(8.35) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح اگر  $X_1$  اور  $X_2$  کپیسٹر ہوں تب مساوات 8.33 کو

$$-\frac{j}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2} + j\omega L_3 = 0$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$(8.36) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں

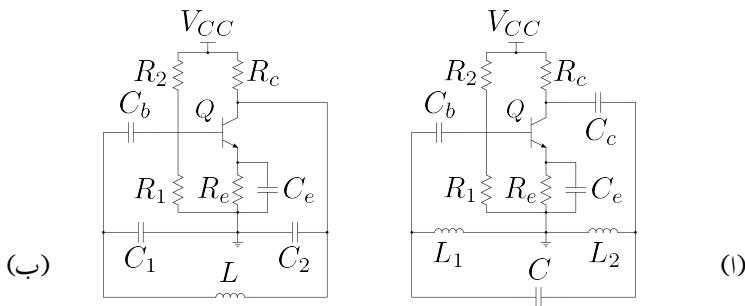
$$(8.37) \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

یعنی  $C_1$  اور  $C_2$  کی سلسلہ وار جڑی کل کپیسٹر ہے۔

## 8.7 ہار ٹلے اور کالپٹش مرتعش

شکل 8.12 میں مرانزسٹر ایکلیفیاٹر استعمال کرتے ہوئے ہار ٹلے اور کالپٹش مرتعش بنائے گئے ہیں۔ شکل اف میں واپس کار یعنی  $L_1$  اور  $L_2$  اور  $C$  کی شمولیت سے بنیادی ایکلیفیاٹر مرتعش میں تبدیل ہو جاتا ہے۔ شکل 8.11 کے ساتھ موازنہ کرنے سے آپ دکھے سکتے ہیں کہ  $L_1$  دراصل  $X_1$  ہے،  $L_2$  دراصل  $X_2$  ہے جبکہ  $C$  دراصل  $X_3$  ہے۔ اور  $C_c$  اس بات کو یقینی بناتے ہیں کہ واپس کار کی شمولیت سے بنیادی ایکلیفیاٹر 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 سمت رو کا گزر ممکن نہیں۔  $C_e$  قصیر کپیسٹر<sup>16</sup> ہے جبکہ  $C_c$  اور  $C_b$  بخطی کپیسٹر<sup>17</sup> ہیں۔ چالو تعداد پر  $C_e$  اور  $C_b$  کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے۔

bypass capacitor<sup>16</sup>  
coupling capacitors<sup>17</sup>



شکل 8.12: ٹرانزسٹر پر منی ہارٹے اور کالپنیس مرتعش

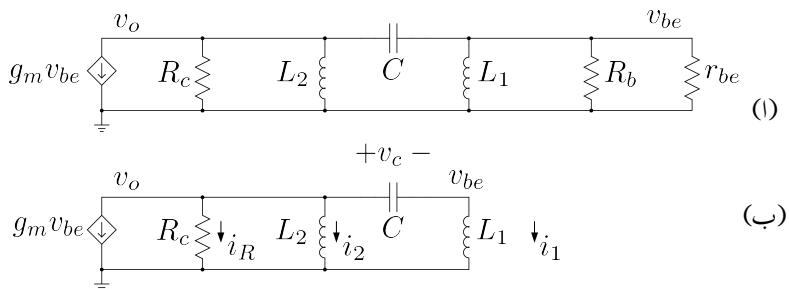
بلند تعداد پر ان اشکال کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بلند تعدادی ریاضی نمونہ استعمال ہو گا۔ ایسا کرتے وقت ریاضی نمونے کے مختلف جزو کو بھی واپس کار کا حصہ تصور کیا جا سکتا ہے۔ مثلاً نہیت بلند تعداد کالپنیس مرتعش تخلیق دیتے وقت ٹرانزسٹر کے بلند تعداد ریاضی نمونے کے جزو  $C_{be}$  اور  $C_{bc}$  کا مساوی ملکپیسٹر<sup>18</sup>  $C_M$  کے مجموعے کو بطور  $C_1$  استعمال کیا جاتا ہے (یعنی  $C_1 = C_{be} + C_M$ )۔

شکل 8.11 کے عمومی مرتعش میں بنیادی ایکپلینیفار کا داخلی مزاحمت لا محدود 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 اف کو حل کریں۔ حل کرتے وقت بنیادی ایکپلینیفار کے داخلی مزاحمت کو لا محدود تصور کرتے ہوئے نظر انداز کریں۔

حل: شکل 8.13 اف میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $R_1 \parallel R_2 \parallel R_b$  کو لکھا گیا ہے۔ بنیادی ایکپلینیفار کا داخلی مزاحمت  $R_b \parallel r_{be}$  کے برابر ہے جو  $j\omega L_1$  کے متوازی جڑا ہے۔ اگرچہ ہم مزاحمت  $R_b \parallel r_{be}$  کو شامل کرتے ہوئے آگے بڑھ سکتے ہیں، میں چاہوں گا کہ  $r_{be} \ll R_b \parallel j\omega L_1$  تصور کرتے ہوئے آگے بڑھیں تاکہ عمومی مرتعش کی طرح نتائج حاصل ہوں جہاں ایکپلینیفار کا داخلی مزاحمت لا تناہی ہے۔ یوں شکل ب حاصل ہوتا ہے۔

Miller capacitance<sup>18</sup>



شکل 8.13: ٹرانزسٹر پر مبنی ہار ملنے والے مرتبہ کا پتہ تعددی مساوی دوسرے

شکل ب میں اگر ٹرانزسٹر کا داخلی برقی دباؤ  $v_{be}$  ہو تو  $L_1$  میں برقی رو

$$i_1 = \frac{v_{be}}{j\omega L_1}$$

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

$$\begin{aligned} v_o &= v_{be} + v_c \\ &= v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C} \end{aligned}$$

اوہ  $L_2$ -کا گلہ 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 کرخوف 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

$$\begin{aligned}0 &= \frac{1}{j\omega L_2} - \frac{1}{j\omega^3 L_1 L_2 C} + \frac{1}{j\omega L_1} && \text{خیالی} \\-g_m &= \frac{1}{R_c} - \frac{1}{\omega^2 R_c L_1 C} && \text{حقیقی}\end{aligned}$$

خیالی جزو سے

$$(8.38) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2) C}}$$

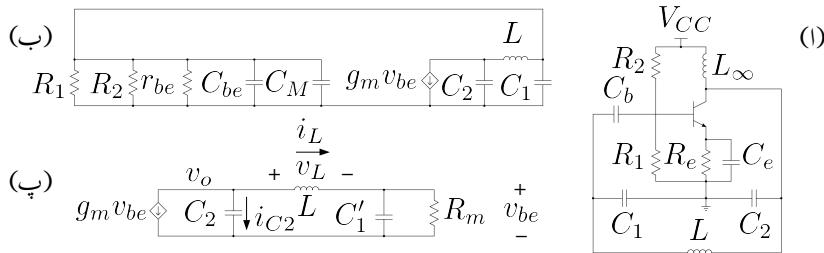
اور حقیقی جزو سے

$$(8.39) \quad g_m R_c = |A_v| = \frac{L_2}{L_1}$$

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 کاپیٹس مرتقش دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزسٹر کے گلکٹر پر امالہ  $L_\infty$  نسب کیا گیا ہے۔ اس امالہ کی قیمت مرتقش کے تعدد پر لامحدود تصور کی جاتی ہے۔ مرتقش کو حل کریں۔

حل: شکل ب میں ٹرانزسٹر کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مرتقش 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  $r_{be}$  اور  $R_m$  کو جگہ متوازی جڑے کپیٹر  $C_{be}$ ،  $C_M$  اور  $C_1$  کو  $C'_1$  لکھتے ہوئے شکل پ حاصل کی گئی ہے۔ حقیقت میں  $r_{be}$  کی قیمت  $R_1$  اور  $R_2$



شکل 8.14: زانزسٹر پر مبنی کاپس مسرعہ

سے بہت کم ہوتی ہے اور ان پر برتنی دباؤ  $v_{be}$  پایا جاتا ہے۔ یوں ان میں برتنی رو

$$i_{R_m} = \frac{v_{be}}{R_m}$$

$$i_{C'_1} = j\omega C'_1 v_{be}$$

ہو گی۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برتنی رو کے 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 بارے برقی روکے تحت  $i_{C_2} + i_L = -g_m v_{be}$  یعنی

$$\begin{aligned}
 (8.40) \quad -g_m v_{be} &= j\omega C_2 \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be} + \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) v_{be} \\
 -g_m &= j\omega C_2 \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] + \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \\
 -g_m &= j\omega C_2 - \omega^2 LC_2 \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \\
 -g_m &= j\omega C_2 - \frac{\omega^2 LC_2}{R_m} - j\omega^3 C'_1 LC_2 + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1
 \end{aligned}$$

اس مساوات کے خیالی جزو سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}
 \omega C_2 - \omega^3 C'_1 LC_2 + \omega C'_1 &= 0 \\
 \omega \left( C_2 - \omega^2 C'_1 LC_2 + C'_1 \right) &= 0
 \end{aligned}$$

چونکہ چالو مرتعش کی تعداد صفر نہیں ہوتی (یعنی  $0 \neq \omega$ ) 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۔  $\omega_0$  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  $\omega_0$  کی قیمت استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$-g_m = -\left(\frac{C'_1 + C_2}{LC'_1 C_2}\right) \frac{LC_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$

$$g_m R_m = \frac{C_2}{C'_1}$$

$R_m \approx r_{be}$  لیتے ہوئے اور  $g_{mrbe} = \beta$  کے برابر ہو گا اور یوں مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہو گا

$$(8.43) \quad \beta \approx \frac{C_2}{C'_1}$$

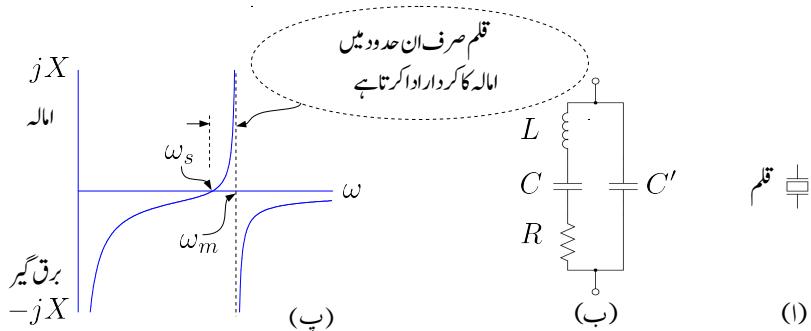
حقیقت میں  $\beta$  کی قیمت اس مساوات میں دیے گئے قیمت سے زیادہ رکھی جائے گی۔

8.7.1 تعشیم قلم

ایسا قلم<sup>19</sup> جسے دبانے سے اس کے دو اطراف کے مابین برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے کو دا بے بر قلم<sup>20</sup> کہتے ہیں۔ دا بے بر قلم پر برقی دباؤ لا گو کرنے سے یہ پھیلتا (یا سکڑتا) ہے۔ ایسے دا بے بر قلم کے قدرتی میکانی تعدد پر برقی دباؤ فراہم کرتے ہوئے اسے ارتقاش پذیر بنایا جاسکتا ہے۔ قلموں کی طبیعیاتی خوبیاں انہائی مسکن ہوتی ہیں جو وقت یا حرارت سے بہت کم متاثر ہوتی ہیں۔ اسی لئے ایسے قلم کی قدرتی گلکی تعدد کی قیمت بھی مسکن رہتے ہوئے تبدیل نہیں ہوتی۔ اسی خوبی کی بنا پر انہیں عموماً وقت ناپنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ کوارٹر<sup>21</sup> گھرٹری کا صحیح وقت دکھانا مثالی ہے۔ دھاتی ڈبے میں بند، چند کلو ہر ہزار kHz سے کئی میکا ہر ہزار MHz تک کے قدرتی گلکی تعدد والے کوارٹز کے قلم، منڈی میں عام دستیاب ہیں۔ ڈبے پر قلم کی قدرتی گلکی تعدد کی قیمت لکھی گئی ہوتی ہے۔

شکل 8.15 اف 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 مکعوس کو کپیسٹر  $C$  اور میکانی مزاحمت کو بریتی مزاحمت  $R$  سے ظاہر کیا جاتا ہے جبکہ  $C$  قلم کے دونوں سروں پر دھاتی جوڑوں کے مابین کپیسٹر ہے۔

crystal<sup>19</sup>  
piezoelectric crystal<sup>20</sup>  
quartz<sup>21</sup>



شکل 8.15: دا ب بر قی قلم

شکل ب میں مزاحمت R کو نظر انداز کرتے ہوئے قلم کی بر قی رکاوٹ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{Z} &= j\omega C' + \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) + 1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega C'} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega} \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C'} \right) \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}
 \end{aligned} \tag{8.44}$$

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  $C_m$  کو 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 جاسکتا ہے

$$\begin{aligned}\frac{1}{Z} &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega C_m} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\ &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L - \frac{j}{\omega C_m} \right)}{j\omega L - \frac{j}{\omega C}} \\ &= \frac{j\omega C' \left( \frac{jL}{\omega} \right) \left( \omega^2 - \frac{1}{LC_m} \right)}{\left( \frac{jL}{\omega} \right) \left( \omega^2 - \frac{1}{LC} \right)} \\ &= \frac{j\omega C' \left( \omega^2 - \frac{1}{LC_m} \right)}{\left( \omega^2 - \frac{1}{LC} \right)}\end{aligned}$$

جہاں  $j = \frac{1}{j}$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

قلم کے دوسروں سے دیکھتے ہوئے  $L$  کے ساتھ  $C$  سلسلہ وار جزا معلوم ہوتا ہے جبکہ  $L$  کے دوسروں سے دیکھتے ہوئے  $L$  کے ساتھ  $C_m$  متوازی جزا معلوم ہوتا ہے۔  $\omega_s^2 = \frac{1}{LC}$  اور اس کے ساتھ سلسلہ وار جڑے کپیسٹر کی سلسلہ وار قدرتی گنجی تعداد جبکہ  $\omega_m^2 = \frac{1}{LC_m}$  اور اس کے ساتھ متوازی جڑے کپیسٹر  $C_m$  کی متوازی قدرتی گنجی تعداد تصور کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$\frac{1}{Z} = \frac{j\omega C' \left( \omega^2 - \omega_m^2 \right)}{\left( \omega^2 - \omega_s^2 \right)}$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

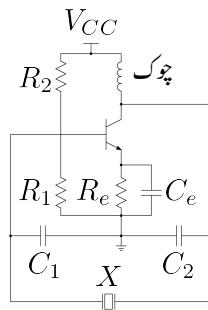
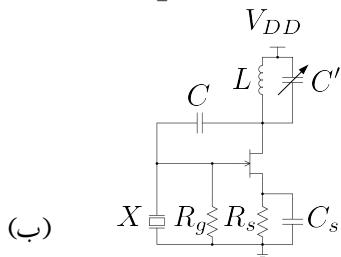
$$(8.45) \quad Z = \frac{-j \left( \omega^2 - \omega_s^2 \right)}{\omega C' \left( \omega^2 - \omega_m^2 \right)}$$

اس مساوات کو شکل 8.15 پ میں گراف کیا گیا ہے۔ حقیقت میں  $C'$  کی قیمت  $C$  کے قیمت سے کمی درجہ زیادہ ہوتی ہے (یعنی  $C' \gg C$ )۔ یوں  $C_m$  کی قیمت  $C$  سے قدر کم ہوتا ہے جس سے  $\omega_s$  کی قیمت  $\omega_m$  کے قیمت سے قدر کم ہوتا ہے۔ ان دو قدرتی گنجی تعداد کی قیمتیں میں 1% سے بھی کم فرق ہوتا ہے۔ مساوات 8.45 میں دیا برقرار رکاوٹ  $\omega_m < \omega < \omega_s$  کے حدود میں بطور امالہ جبکہ  $\omega_s < \omega < \omega_m$  یا  $\omega > \omega_m$  کے حدود میں بطور کپیسٹر کردار ادا کرتا ہے۔

مندرجہ بالاتر ذکرے کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ کاپیسٹر مرتعش میں امالہ کی جگہ قلم استعمال کیا جا سکتا ہے۔ شکل 8.14 میں ایسا کرتے ہوئے شکل 8.16 اف کا کاپیسٹر قلم میں مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ قلم صرف  $\omega_m < \omega_s$  حدود میں بطور امالہ کردار ادا کرتا ہے لہذا ایسا مرتعش صرف اور صرف انہیں حدود کے درمیان مرتعش پذیر رہ سکتا ہے اور اس کی تعداد انہیں حدود کے درمیان رہے گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ قلم میں مرتعش<sup>22</sup> کی تعداد صرف قلم کی قدرتی گنجی تعداد پر مختص ہے۔ اب چونکہ  $\omega_m \approx \omega_s$  ہوتا ہے لہذا حقیقت میں ایسے مرتعش کی  $\omega_m \approx \omega_s \approx \omega$  رہے گی۔ چونکہ مساوات 8.41 بھی اس مرتعش کی تعداد دیتا ہے لہذا قلمی مرتعش اپنی تعدد  $\omega_s$  اور  $\omega_m$  کے درمیان اس جگہ برقرار رکھ کے گا جہاں مساوات 8.45 سے حاصل قلم کی برقی رکاوٹ (یعنی  $L$ ) کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 8.41 سے بھی بھی تعداد حاصل ہو۔ قلمی مرتعش کے استعمال کا مقصد ایک حقیقی تعدد حاصل کرنا ہے جو قلم کو  $\omega_m \approx \omega_s$  حدود میں استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے۔

شکل 8.16 ب میں قلمی ہارٹلے مرتعش دکھایا گیا ہے۔ 'C' کو نظر انداز کرتے اور قلم کو امالہ تصور کرتے ہوئے 'L' اور قلم ہارٹلے مرتعش کی جانی پچھائی 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 ٹینک<sup>23</sup> کہا جاتا ہے) کا مجموعہ امالہ کا کردار ادا کرے۔ عموماً 'C' قابل تبدیل کپیسٹر ہوتا ہے جس کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے مرتعش کی تعداد بارگی سے قابو کی جاتی ہے۔ چونکہ متوازی جڑے 'LC' کی برقی رکاوٹ ان کے قدرتی متوازی تعداد پر لاحدہ ہوتی ہے لہذا ٹینک کی قدرتی متوازی تعداد کو مرتعش کے قریب رکھتے ہوئے  $nJFET$  کے ڈرین پر بہت زیادہ برقی رکاوٹ حاصل کیا جاتا ہے جس سے نبیادی ایکلیفائر کی افزائش زیادہ حاصل ہوتی ہے اور ارتعاشی اشادے کا حیطہ زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ اس مرتعش 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 وونی کپیسٹر  $C_{gd}$  اور  $nJFET$  کے ڈرین اور گیٹ کے مابین تاروں کے مابین بلا ارادہ پائے جانے والے کپیسٹر کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

$$C = C_{gd} + C_{gad}$$



شکل 8.16: قلی کا پس اور ہار ملے مرتعش

### 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  $T_b = 0.01 \mu F$  اور  $f = 10 \text{ kHz}$  میں کل  $120^\circ$  کا زاویہ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاجمت حاصل کریں۔

جوابات:

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i} = \frac{1}{1 + j3\omega RC - \omega^2 R^2 C^2}$$

$$R = 1196 \Omega$$

سوال 8.2:  $RC$  مرتعش میں کم سے کم ممکنہ  $\beta$  کا ٹرانزستر 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

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, \quad R_c = 3 \text{ k}\Omega, \quad R_e = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 12.5 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 50 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

بیں۔ 10 kHz پر چلنے کی خاطر درکار  $C$  اور  $R'$  حاصل کریں۔

جوابات: جو بات ہے جس سے جس کی صورت میں  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$  اور  $r_{be} = 2.54 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $R_m > R'$  ہے لہذا تمام  $R$  برابر رکھنا ممکن نہ ہو گا اور یوں  $R' = 0 \Omega$  رکھا جائے گا۔ قدرتی تعدد 10 kHz سے قدر مختلف ہو گی۔

سوال 8.4: شکل 8.4 کے RC مرتعش میں

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, \quad R_c = 3.36 \text{ k}\Omega, \quad R_e = 1 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 6.25 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 25 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 49$$

بیں۔ 10 kHz پر چلنے کی خاطر درکار  $C$  اور  $R'$  حاصل کریں۔

جوابات: جو بات ہے جس سے جس کی صورت میں  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$  اور  $r_{be} = 1.25 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $R_m = 1 \text{ k}\Omega$  ہے یوں  $R' = 250 \Omega$  رکھا جائے گا۔

سوال 8.5: صفحہ 835 پر شکل 8.7 میں وائے مرتعش دکھایا گیا ہے۔  $C = 0.1 \mu\text{F}$ ,  $R = 15.9 \text{ k}\Omega$  کی صورت میں مرتعش کی قدرتی تعدد حاصل کریں۔  $R_2 = 25 \text{ k}\Omega$  اور  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$

جواب:  $f_o = 100 \text{ Hz}$

سوال 8.6: شکل 8.9 میں ٹرانزسٹر کا  $C_{bc} = 4 \text{ pF}$  اور  $C_{be} = 10 \text{ pF}$  اور  $V_A = 200 \text{ V}$ ،  $\beta = 39$  ہیں۔ ٹرانسفارمر کی  $\frac{n_1}{n_2}$  حاصل کریں۔ اگر  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$  اور  $R_B = 5 \text{ k}\Omega$  ہے جبکہ  $C = 20 \text{ nF}$  اور  $f_o = 200 \text{ nH}$  ہوں تب  $f_o$  کیا ہو گا۔

جوابات:  $R'_p = 0.51 \Omega$ ,  $r_o = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $r_{be} = 925 \Omega$ ,  $g_m = 0.04 \text{ S}$ ,  $\frac{n_2}{n_1} = 0.02564$  ہیں اور یوں  $C_p = 39.166 \text{ nF}$ ,  $C_M \approx 4 \text{ pF}$ ,  $R \approx 0.51 \Omega$

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 تعدادی مساوی پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اسے حل کریں۔

جوابات:  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  جہاں  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  ہے جبکہ  $\beta = \frac{C_2}{C_1}$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 8.8: سوال 8.7 کے کاپیس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا  $C_1 = 0.01 \mu\text{F}$  اور  $\beta = 50$  ہے۔ اگر اس میں  $R$  کا جائے تو 200 kHz پر ارتعاش کرتے مرتعش کے بقایا اجزاء کے قیمتیں کیا ہوں گی؟

جوابات:  $L = 65 \mu\text{H}$ ,  $C_2 = 0.5 \mu\text{F}$

سوال 8.9: شکل 8.12 کے کاپیس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا پست تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے حل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے بنیادی ایمپلینیٹر کی داخلی مزاحمت لامحدود تصور کریں۔

جوابات:  $g_m R_c = \frac{C_1}{C_2}$  کے برابر ہے،  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  جہاں  $\omega_0$  ان مساوات کا مساوات 8.34 اور مساوات 8.36 کے ساتھ موازنہ کریں۔

# فرہنگ

Butterworth circle, 745  
bypass capacitor, 286, 646  
  
capacitor, 168  
carrier frequency, 111  
carrier wave, 111  
cascaded amplifier, 390  
cascode amplifier, 615, 729  
CE amplifier, 574  
Celsius, 93  
channel, 437  
charge, 216, 421, 435  
clamping circuit, 116  
class  
    A, 414  
    AB, 414  
    B, 414  
    C, 414  
    D, 415  
clipper, 117  
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, 78  
complex plane, 743  
conductance, 148

AC load line, 141  
active component, 213  
active region, 277  
adder, 43, 44  
ageing, 583  
AM demodulator, 110  
AM modulator, 111  
AM signal, 111  
amplifier  
    difference, 3  
    instrumentation, 52  
    inverting, 16, 19  
    non-inverting, 31, 34  
anti-log, 122  
atomic model, 148  
atomic number, 148  
avalanche, 169  
avalanche breakdown, 170  
  
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, 169  
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, 745
- forward biased, 95, 98, 102
- free electron, 149
- free hole, 149, 154
- full wave rectifier, 107
  
- gain, 18, 220
- gain bandwidth product, 705
- gate
  - AND, 127
  - OR, 127
  
- conductivity, 162
- constant current source, 519, 582
- coupling capacitor, 295, 646
- covalent bond, 148, 175
- crystal, 148
- crystal oscillator, 857
- current gain, 219, 220
- current mirror, 520, 584
- 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, 172
- 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, 174
- OPAMP, 51
- optical cable, 176
- optical communication, 176
- optocoupler, 176
- oscillator
  - LC tuned, 840
- 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, 178
- piezoelectric crystal, 854
- pinch off, 443
- pole, 660
- generation rate, 150
- gradient, 129
- half wave rectifier
  - negative, 105
  - positive, 104
- Hartley oscillator, 847
- heat sink, 542
- 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, 40, 41
- inversion, 439
- inversion layer, 439
- inverter, 424, 541
- iteration method, 131
- Kelvin, 92
- Laplace transform, 647
- latching current, 425
- LED, 175
- level shifter, 597
- load line, 477
  - AC, 288
  - DC, 286
- log amplifier, 121, 420
- loop gain, 779
- Maclaurin's series, 183
- majority
  - electrons, 152, 153
  - holes, 155

- hole, 149
  - resistance, 100, 203
  - voltage, 92
  - thermometer, 99
  - threshold voltage, 439
  - thyristor, 424
  - transconductance, 321, 325
  - transconductance gain, 25, 321
  - transducer, 35
  - transistor, 213
  - transportation, 156
  - tuned oscillator, 841
  - valency, 148
  - varactor diode, 175
  - voltage gain, 17, 33
  - voltage source, 115, 417
  - Widlar current source, 606
  - Wien bridge oscillator, 835
  - zener
    - diode, 170
    - knee, 185
    - voltage, 170
  - zero, 660, 743
- power
    - mosfet, 541
    - transistor, 424
  - power loss, 185
  - power series, 199
  - power supply, 105
  - quartz, 854
  - recombination, 150
  - recombination rate, 150
  - resonant frequency, 840
  - 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, 173
    - transistor, 421
  - scr, 424
  - semiconductor, 147
  - slew rate, 62
  - small signal, 140
    - $\pi$  model, 332
    - resistance, 146
  - solar panel, 175
  - spice, 200
  - stability factors, 266
  - subtracter, 46
  - switch ON, 101
  - T model, 493
  - tank, 857
  - thermal
    - electron, 149
    - generation, 150
    - generation rate, 150

- لیکٹر مشترک، 400  
 بار، 435، 92  
 برقی، 421، 216  
 باریک اشاراتی  
 مراجعت، 146  
 باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونہ، 332  
 باریک اشاراتی، 140  
 باشہر من کا مستقل، 92  
 بیٹ، 66  
 بڑوست تسلیل، 743  
 بڑوست دائرہ، 745  
 بدلت افراکش برقی رو، 222  
 بدلتارو، خط یونج، 288، 141  
 بدین، 437  
 برقی  
 بار، 435، 421، 92  
 رکاوٹ، 656  
 زمین، 17  
 قلب گاڑ، 53  
 برقی دباؤ  
 چالو، 95  
 دبلیور، 439  
 رکاوٹی، 165  
 غیر افراہندہ کردہ، 223  
 برقی دباؤ شمع، 113، 105  
 برقی رو  
 اٹی رستا، 97  
 برقی رو چاپ اور کھنے کی حد، 425  
 برقی رو منقطع کرنے کی حد، 425  
 برقی زمین، 559  
 برقی شدت، 159  
 برکہزان کا صول، 824  
 بل، 115، 114، 112، 105  
 بلند انتظامی تعداد، 691، 645  
 بلند تعداد، 653، 646  
 بوڈاخط، 665، 653  
 بہاء، 159، 156  
 بہاء برقی رو، 159  
 میں، 214، 213  
 میں مشترک، 400
- آزاد  
 ایکشن، 149  
 خول، 154، 149  
 آلاتی یہ پیغام، 52  
 آئینہ، 481  
 ولسن، 611  
 آئینہ برقی رو، 584، 520  
 اخراجی جزو، 92  
 ارلی برقی دباؤ، 488، 277  
 افراکش، 220، 18  
 برقی دباؤ، 33، 17  
 برقی رو، 220، 219  
 موصل نہ، 321  
 افراکش ضرب دائرہ کارکردگی، 705  
 افراکش دائرہ، 779  
 افراہندہ، 222  
 خط، 277  
 اقلیتی  
 ایکشن، 149  
 خول، 149  
 اکثریتی  
 ایکشن، 153، 152  
 خول، 155  
 اللانا  
 خط، 439  
 کرنا، 439  
 مائل، 102  
 الٹ لوگار ٹھنگی، 122  
 اٹی رستا برقی رو، 97  
 ایکشن ٹھنگی، 153  
 انحرافی برقی دباؤ، 578  
 انحرافی برقی رو، 581  
 اندر وی دا ظلی انحرافی برقی دباؤ، 68  
 انورث، 541، 424  
 اٹی عدد، 148  
 ایک پیغام  
 زنجیری، 390  
 واپسی، 774  
 لیکٹر، 214، 213  
 لیکٹر جزا منطق، 566

- توی، 424  
لی ریاضی نمونه، 493  
ثینک، 857
- جر مینیم ڈاپ، 95  
جنا
- دوبارہ، 150  
شرح، 150
- جنتی کپیسٹر، 295  
جماعت، 148  
جنگ، 44، 43  
جوڑ، 16  
جوڑ کی پیشنس، 169
- چالو، 95  
چالو برقی دباؤ، 95  
چھٹی حاصل کار، 109  
چھٹی
- پٹ روک، 742  
پٹی گزار، 742
- حرارتی  
ائیٹران، 149  
برقی دباؤ، 92  
پیدائش، 150  
پیدائش کی شرح، 150  
خول، 149  
مزاجت، 203، 100  
حرکت پذیری  
ائیٹران، 449، 160  
خول، 449  
حباب ایسپلیٹا کر، 51، 1  
جیٹ  
اتار کار، 110  
سوار اشارہ، 111  
سوار کار، 111
- خارج کار منج رو، 583  
خارجی اخراجی برقی دباؤ، 578  
خارجی مزاجت، 8  
خطابوجھ، 477
- بے قابو بوجہ تودہ، 170  
بے قابو بخطہ، 98
- پاکے ریاضی نمونه، 332  
پٹ روک فلٹر، 785  
پٹی نیز ایکٹر، 785
- پست اقطائی تعداد، 654، 645  
پست تعداد، 653، 645
- پکاری گئی قیمت، 23  
پورے طاقت پر دائرہ کارکردگی، 63  
پیروکار، 403  
پیٹی لی آله، 35
- تار  
هم محوری، 82  
تالیع منج رو باو، 8  
تالیع منج رو، 299  
تراش، 117
- تعدد  
سوار، 111  
سواری، 111  
قدرتی، 832  
قصہ دو بلند اقطائی، 703  
تعدادی اثاثت، 216، 150
- تفرقی  
افراش، 571  
افراش برقی دباؤ، 8، 3  
ایسپلیٹا کر، 3  
برقی اشارہ، 3  
برقی دباؤ، 6  
جوڑا، 555  
تفرقی اشارہ، 88  
تفرقی کار، 38  
تفقیم کار، 123  
تفصیری مستقل، 743  
کمل کار، 41، 40  
تودہ، 169  
تحمیمیٹر، 99  
تحون دور، 35
- ٹرانزیستر، 213

- زیز، 170  
شائکی، 173  
شمسی، 175  
فوٹو، 175  
قانون مرلح، 200  
مقطع، 166  
نوری، 175  
ورکیٹر، 175  
ڈایوڈ قانون مرلح شناسنده، 200  
ڈھوان، 129  
ڈسکیل، 665  
ذرائع ابلاغ، 198  
رخ  
سیدھا، 91  
راہ، 437  
رفقاۃہ بہاء، 159  
رفقاۃہ پاں، 62  
رکاوٹی برقی دباؤ، 165  
ریاضی  
نمونہ، 177  
ریاضی نمونہ، 8  
332، پائے  
493، لی  
سیدھے خطوط، 178  
زنجیری ایکسلیٹر، 390  
زیز  
اش، 169  
برقی دباؤ، 170  
ڈایوڈ، 170  
گھٹنا، 185  
سائکن بار، 153  
پائٹ، 298-200  
سرد کار، 542-249  
سطح تبدیل کار، 597  
سلسلہ  
طاقت، 199  
مکلارن، 567-183
- بدلتارو، 288  
یک ستر، 129  
یکسی، 286  
خط ماس، 146  
خطی، 3  
خمردار، 135  
خول گیس، 155  
داب برقی قلم، 854  
داخلی  
آخرین برقی دباؤ، 628-578  
تفرقی مزاحمت، 572  
داخلی کار مزح رکاوٹ، 583  
داخلی مزاحمت، 53  
داخلی میلان برقی رو، 72  
داخلی کار گردی، 703-646  
دبوچ، 443  
درجہ  
الف، 414  
الف-ب، 414  
ب، 414  
پ، 414  
ت، 415  
در میانی تعداد، 646  
دوبارہ  
جن، 150  
جنے کی شرح، 150  
دورانیہ  
اترائی، 87  
چڑائی، 87  
دہرانے کا طریقہ، 131  
دہری عرصہ، 87  
دہری نظام اعداد، 66  
دلیز برقی دباؤ، 439  
ڈار لکھن جوڑی، 255  
ڈایوڈ، 91  
بلند تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونے،  
جر میں، 95

- عددی سے مماثل کار، 65  
عکس، 272  
عمر سیدگی، 583  
غیر افراد کنہ، 223  
برتی دباد، 223  
خط، 284, 277  
غیر عال، 213  
غیر مطلوب مراجحت، 699
- فلٹر  
پڑورت، 745  
پٹی روک، 785, 742  
پٹی گزار، 785, 742  
فوٹوڈایڈ، 175  
فیٹ، 435  
قابل بکھنائی، 424  
قانون مرلح، 200  
قدر تی تعدد، 832  
غیر تقسیمی، 743  
قصروں بلند انتظامی تعدد، 703  
قصری پیٹر، 286  
قطب، 660  
قلم، 148  
قلمی مرتعش، 857  
قوی  
ثرانزسٹر، 424  
ماسفیٹ، 541  
قوی بر قیات، 176  
کالپیٹس مرتعش، 847  
کامل حسابی ایکلیپس، 11  
کامل ڈایڈ، 181  
کپیٹر، 168  
جھنی، 646, 295  
قصری، 646, 286  
کثافت نفوذی، 158  
کر خوف کے قوانین، 16  
گلکٹر، 214, 213  
کوارنز، 854
- سلسلہ طاقت، 199  
سلسلہ مکاران، 183  
سمت کا کسک مکمل ہر، 107  
نصف اہر، 104  
سمتی رفتار بہا، 159  
سوار  
تعدد، 111  
مون، 111  
سواری  
تعدد، 111  
مون، 111  
سید حارث، 91  
سید حلامائی، 102, 98, 95  
سید ہے خطوط کاریا خی نمونہ، 178  
سیلیسیس، 93  
سیماں، 462  
شاگی ٹرانزسٹر، 421  
شاگی ڈایڈ، 173  
شرکی گرفت بند، 175, 148  
شکل بگاننا، 486  
شکنج، 116  
شمس چادر، 175  
شمس ڈایڈ، 175  
شور، 176  
صفر، 743, 660  
ضرب کار، 122  
ضیائی  
تار، 176  
ذرائع ابلاغ، 176  
ذرے، 175  
والبٹ کار، 176  
طااقت کا غیب، 185  
طااقت کی ٹیک، 2  
عامل، 213  
عددی ادوار، 503, 316

- کلیسا کوڈ، 729  
 کلیسا کوڈ ایپلیناگر، 615  
 کلیون پیٹائش حرارت، 92  
 کیمیائی دوری جدول، 148  
 کیمیائی گرفت، 148
- مراجعہ  
 ترقی داغلی، 572  
 مراجعت میں غلطی، 23  
 مراجعت نما فراہم، 25  
 مراجحتی جوڑ، 174  
 مختار کار، 35  
 مستطیل پشاشارہ، 87، 63  
 مستقل  
 نفوذ ایکٹران، 158  
 نفوذ خول، 158  
 منہہ مل، 694  
 منہہ ملر، 842  
 مشترک-خارج، 574  
 مشترک اشارہ، 88  
 مشترک اشارہ در کرنے کے صلاحیت، 88  
 مشترک افراہن، 576  
 مشترک بر قی دباؤ، 556، 6  
 مکاران تسلی، 567  
 مکمل اہر سمت کار، 107  
 ملاوٹ، 148  
 ملر کپیٹر، 729، 697  
 منج بر قی دباؤ، 113  
 منج بر قی رو، 606  
 منج دباؤ، 417، 115  
 منج رو، 636  
 منج مستقل بر قی رو، 519  
 منقی ایپلیناگر، 19، 16  
 منقی داغلی سراء، 7  
 منقی کار، 46  
 منقی یہم موصل، 152  
 منقی وابھی بر قی دباؤ ایپلیناگر، 774  
 منقی واپسی بر قی دباؤ ایپلیناگر، 775  
 منقی واپسی دور، 28  
 منقٹھ ڈیوڈ، 167، 166
- گھنی تعدد، 840  
 گیٹ  
 بج، 127  
 ضرب، 127
- لالپاس بدل، 647  
 لمبین، 68، 61، 4  
 لمبینی بر قی، 92  
 لوڈ سلی، 83  
 لوگار تھنی ایپلیناگر، 420، 121  
 لمبین، 82
- مائیٹ، 435  
 بڑھاتا، 440  
 توئی، 541  
 گھنٹا، 459  
 مال برداری، 156  
 مائل، 97  
 سدھا، 98، 95  
 مبدل تو تانی، 35  
 متحرک ایکٹران، 149  
 متحرک بدر، 153  
 متحرک خول، 149  
 متحرک منقی بار، 152  
 شبت ایپلیناگر، 34، 31  
 شبت داغلی سراء، 7  
 شبت یہم موصل، 154  
 شبت وابھی دوار، 28  
 مخلوط ادوار، 1  
 مخلوط سٹھ، 743  
 مداغل ایکٹران، 216  
 مداغل خول، 216  
 مرتعش  
 شیپک، 857

موح	606، 835، 175، 611، 83، 164، 162، 325:321، 435،213، 581
سوار،	111
سواری،	111
موازنہ کار،	78
موثر،	206
وصلیت،	148
متقل،	
وصلیت-نم،	325:321
میدانی ٹرانزیشن،	435،213
میلان برتنی ر،	581
ناقابل برداشت اٹ برتنی دباؤ،	98
ناقابل برداشت برتنی دباؤ،	169
نصف بہر	
شب سمت کار،	104
منقی سمت کار،	105
نفوذ،	156
نفوذ کا مستقل	
ایکٹر ان،	158
خول،	158
نفوذی برتنی ر،	156
نفوذی پیشنس،	172
نئی کار،	503،316
نقط کار کر دگی سوارنے کے اساب،	266
نمونہ	
ریاضی،	488،177:11:8،
ریاضی بلند تعدادی،	491
ریاضی پائے،	332
نوری ڈایوڈ،	175
نیم موصل،	148،147
شب،	154
منقی،	152
وابستی	
اشارة،	766
برتنی دباؤ ایکٹر،	774
نظام،	765
وابس کار،	774
وابس کار کا مستقل،	777
وابستی ادوار،	26
وابستی اشارات،	26