

# 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 دباؤ رہتا ہے .....
9	1.3.2	داخلی سروں پر برقی رو ضفر ہوتی ہے .....
10	1.3.3	داخلی مزاحمت کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے .....
10	1.3.4	تفرقی افراکش کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے .....
10	1.3.5	خارجی مزاحمت کو ضفر او ہم تصور کیا جا سکتا ہے .....
11	1.4	کامل حبابی ایک پلیناٹر .....

15	حسابی ایکسپلینیٹر کے ادوار	1.5
16	منقی ایکسپلینیٹر	1.5.1
31	ثبت ایکسپلینیٹر	1.5.2
34	متعکم کار	1.5.3
38	تفریق کار	1.5.4
39	کمل کار	1.5.5
42	جمع کار	1.5.6
45	منقی کار	1.5.7
51	جمع و منقی کار	1.5.8
52	آلاتی ایکسپلینیٹر	1.5.9
61	حسابی ایکسپلینیٹر کا ناقص پن	1.6
61	حسابی ایکسپلینیٹر کا لبریزہ ہونا	1.6.1
62	حسابی ایکسپلینیٹر کی رفتار چال	1.6.2
65	عددی اشارے سے مماثل اشارے کا حصول	1.7
67	یک سمی اندروئنی داخلی اخراجی بر قی دباد کا مسئلہ	1.7.1
71	داخلی بر قی روکا مسئلہ	1.7.2
77	موازنہ کار	1.8

91	ڈایوڈ	2
100 . . . . .	کامل ڈایوڈ	2.1
102 . . . . .	ڈایوڈ کے چند ادوار	2.2
104 . . . . .	بدلتی دباؤ سے یک سمتی دباؤ کا حصول (سمت کاری)	2.3
104 . . . . .	نصف اہر سمت کاری	2.3.1
108 . . . . .	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
118 . . . . .	بر قیانی تراش	2.7
119 . . . . .	حسابی ایپلیناٹر 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
121 . . . . .	کامل جیٹ اتار کار	2.8.3
121 . . . . .	ڈایوڈ لوگار تھنھی ایپلیناٹر	2.8.4
122 . . . . .	ضرب کار	2.8.5
123 . . . . .	کامل مکمل اہر سمت کار	2.8.6
126 . . . . .	ڈایوڈ کے منتهی ادوار	2.9
128 . . . . .	یک سمتی و مختلط بوجھ	2.10

128 .....	2.10.1 گراف کا طریقہ
131 .....	2.10.2 دہرانے کا طریقہ
133 .....	2.11 کار تیسی محمد اور ترسیم
133 .....	2.11.1 محدود کی منتقلی
133 .....	2.11.2 خط کا چھوٹا حصہ سیدھا تصور کیا جاسکتا ہے
134 .....	2.11.3 گراف سے قیمت حاصل کرنے کا عمل
138 .....	2.12 باریک اشاراتی تجربہ
141 .....	2.12.1 بدلتی رو، خط پوجھ
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 شبت قسم کا نیم موصل
156 .....	2.16 مال برداری
156 .....	2.16.1 نفوذ
159 .....	2.16.2 بھاؤ
162 .....	2.17 شبت اور منفی اقسام کے نیم موصل مواد کا لابپ
166 .....	2.18 اُنٹاکل ڈائیوڈ بیٹریور کپیسٹر
168 .....	2.18.1 اُنٹاکل ڈائیوڈ بیٹریور کپیسٹر
170 .....	2.19 بے قابو صورت

171 . . . . .	2.19.1 زیربرقی دا بول مقابل درجہ حرارت
171 . . . . .	2.20 سیدھا مائل ڈائیوڈ
173 . . . . .	2.20.1 سیدھے مائل ڈائیوڈ کی نفوذی کپسٹنس
173 . . . . .	2.21 ڈائیوڈ کے دیگر اقسام
174 . . . . .	2.21.1 شاگی ڈائیوڈ
175 . . . . .	2.21.2 ورکٹر ڈائیوڈ
175 . . . . .	2.21.3 فونڈ ڈائیوڈ یا شکی ڈائیوڈ
176 . . . . .	2.21.4 نوری ڈائیوڈ
176 . . . . .	2.21.5 غنیائی وابستہ کار
177 . . . . .	2.21.6 غنیائی ذرا رائج ابلاغ
177 . . . . .	2.22 ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے
178 . . . . .	2.22.1 سیدھے خطوط کار ریاضی نمونہ
181 . . . . .	2.22.2 کامل ڈائیوڈ ریاضی نمونہ
182 . . . . .	2.22.3 ڈائیوڈ کا پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ
184 . . . . .	2.22.4 ڈائیوڈ کا بلند تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ
185 . . . . .	2.23 زیر ڈائیوڈ اور اس کا ریاضی نمونہ
196 . . . . .	2.24 یک سمتی اور بدلتے متغیرات کے حساب کی علیحدگی
199 . . . . .	2.25 قانون مرلح جیط اتار کار
201 . . . . .	2.26 پائٹر 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	نقطہ کار کردگی اور یک سمتی اور اک تخلیقی تجزیہ . . . . .
226 . . . . .	3.5.1	افرا سندھ ٹرانزسٹر کے یک سمتی اور اک حل . . . . .
249 . . . . .	3.5.2	غیر افرا سندھ ٹرانزسٹر کے دور کا حل . . . . .
253 . . . . .	3.5.3	منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل . . . . .
255 . . . . .	3.6	ڈار لکٹن جوڑی . . . . .
257 . . . . .	3.7	تین نقطے سے نقطہ کار کردگی کا انحراف . . . . .
257 . . . . .	3.7.1	تبہلی $\beta$ سے لاحق مسائل استوار نے کا شرط . . . . .
264 . . . . .	3.7.2	تبہلی $V_{BE}$ سے نقطہ کار کردگی کا سرک جانا . . . . .
265 . . . . .	3.7.3	نقطہ کار کردگی سوارنے کے اسباب . . . . .
268 . . . . .	3.8	مزاجت 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 سمتی رو، خط پوچھ .....	3.10.1
3.10.2	بڑیک اشارات .....	3.10.2
3.10.3	برقی دہاو $V_{CC}$ اور مزاحمت $R_C$ کے نقطہ کار کر دگی پر اثرات .....	3.10.3
3.10.4	داخلی بر قی رو کے نقطہ کار کر دگی پر اثرات .....	3.10.4
3.10.5	خارجی اشارہ کے حدود .....	3.10.5
3.10.6	بدلتی رو، خط پوچھ .....	3.10.6
3.11.1	ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے وسیع اشارات .....	3.11.1
3.11.2	ایپر ز-مال ریاضی نمونہ .....	3.11.2
3.11.3	مال برداری ریاضی نمونہ .....	3.11.3
3.12	نئی کار .....	3.12
3.13.1	بڑیک اشاراتی تجربی .....	3.13
3.13.2	بڑیک اشاراتی داخلی مزاحمت $r_{be}$ اور $r_e$ .....	3.13.2
3.13.3	تحلیلی تجربی .....	3.13.3
3.14.1	$T^{\star}$ ریاضی نمونہ .....	3.14.1
3.14.2	پائے ریاضی نمونہ بعد خارجی مزاحمت $r_o$ .....	3.14.2
3.15	یک سمتی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی .....	3.15

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

455 . . . . .	درج حرارت کے اثرات	4.3.2
456 . . . . .	بُرھاٹا pMOSFET ماسفیٹ	4.4
458 . . . . .	غیر افزائندہ	4.4.1
459 . . . . .	گھننا n ماسفیٹ	4.5
460 . . . . .	مقطوع صورت	4.5.1
460 . . . . .	غیر افزائندہ	4.5.2
461 . . . . .	دبوچ	4.5.3
461 . . . . .	افرا کندہ	4.5.4
461 . . . . .	گھننا p ماسفیٹ	4.6
462 . . . . .	جڑو ماسفیٹ CMOS	4.7
462 . . . . .	ماسفیٹ کے یک سمتی ادوار کا حل	4.8
483 . . . . .	ماسفیٹ ایکپلینار کا تجربی تجزیہ	4.9
484 . . . . .	ماسفیٹ ایکپلینار کا تجربی تجزیہ	4.10
484 . . . . .	یک سمتی تجزیہ	4.10.1
485 . . . . .	بدلتی رو تجزیہ	4.10.2
488 . . . . .	ماسفیٹ ریاضی نمونہ	4.11
488 . . . . .	خارجی مزاحمت $r_0$	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 سمتی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی
503 . . . . .	4.12 سیماں نئی کار
508 . . . . .	4.13 جوڑدارفیٹ ( <i>JFET</i> )
510 . . . . .	4.13.1 برقی رو بالقابل برقی دباد
512 . . . . .	4.13.2 pJFET
512 . . . . .	4.13.3 بدیک اشاراتی ریاضی نمونہ
519 . . . . .	4.14 مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کار کر دگی تیین کرنے کے ادوار
519 . . . . .	4.14.1 منع مستقل برقی رو
526 . . . . .	4.15 مزاحمت کے عکس
529 . . . . .	4.16 تابع سورس (ڈرین مشترک ایکپلینیٹر)
536 . . . . .	4.17 گیٹ مشترک ایکپلینیٹر
537 . . . . .	4.18 زنجیری ایکپلینیٹر
542 . . . . .	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	و سچ 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 ٹر انزسٹر ریاضی نمونہ . . . . .
572 . . . . .	5.4.3	داخلی تفرقی مراجحت . . . . .
575 . . . . .	5.4.4	داخلی مشترک کے مراجحت 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 . . . . .
583 . . . . .	5.6	مخلوط ادوار میں دو ہوڑٹر انزسٹر کے مائل کرنے کے طریقے . . . . .
583 . . . . .	5.7	یک سمتی منج برقی رو . . . . .
585 . . . . .	5.8	آئینہ برقی رو . . . . .
591 . . . . .	5.8.1	متعدد یک سمتی منج رو . . . . .
593 . . . . .	5.9	ٹر انزسٹر بوجھ سے لدا دو ہوڑٹر انزسٹر کا تفرقی ایک پلینگر . . . . .
607 . . . . .	5.10	واباز منج برقی رو . . . . .
611 . . . . .	5.11	وابن آئینہ . . . . .
616 . . . . .	5.12	کیکوڈا ایک پلینگر . . . . .
619 . . . . .	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	ایکلیفائز کا تعددی رد عمل اور فلٹر	6
645 . . . . .	پست تعددی رد عمل	6.1
647 . . . . .	میں سرے پر کسیٹر $C_B$	6.2
656 . . . . .	ایشور سرے پر کسیٹر $C_E$	6.3
663 . . . . .	کلکٹر سرے پر کسیٹر $C_C$	6.4
665 . . . . .	بودا خطوط	6.5
672 . . . . .	میں اور کلکٹر یہ ونی کسیٹر	6.6
676 . . . . .	میں اور ایشور یہ ونی کسیٹروں کا مجموعی اثر	6.7
684 . . . . .	میں، ایشور اور کلکٹر یہ ونی کسیٹروں کا مجموعی اثر	6.8
687 . . . . .	پست انتظامی تعددی رد عمل یہ سورس کسیٹر	6.9
694 . . . . .	مسئلہ ملر	6.10
697 . . . . .	بلند تعددی رد عمل	6.11
698 . . . . .	بلند تعددی پائے آریاضی نمونہ	6.11.1
702 . . . . .	مشترک ایشور بلند انتظامی تعدد	6.11.2
705 . . . . .	مشترک میں بلند انتظامی تعدد	6.11.3
707 . . . . .	$f_T$ کا تحریکی تجربیت	6.11.4
708 . . . . .	برقی بوجھ کے موجودگی میں بلند تعددی رد عمل	6.11.5
716 . . . . .	مشترک سورس ماسفیٹ ایکلیفائز کا بلند تعددی رد عمل	6.11.6
720 . . . . .	مشترک کلکٹر ایکلیفائز کا بلند تعددی رد عمل	6.12
725 . . . . .	مشترک میں ایکلیفائز کا بلند انتظامی تعدد	6.13
729 . . . . .	کسیکوڈا ایکلیفائز	6.14
742 . . . . .	فلٹر یا چپلنی	6.15
742 . . . . .	بڑورت فلٹر (چپلنی)	6.16
750 . . . . .	بڑورت فلٹر کا دور	6.16.1

765	واپسی ادوار	7
766 . . . . .	ایک پلیناًر کی جماعت بندی . . . . .	7.1
767 . . . . .	برقی دباؤ ایک پلیناًر . . . . .	7.1.1
769 . . . . .	برقی ردا 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 . . . . .	ستھنام 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 ردا 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 الالہ-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 برقی 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 تشكیل دی گئی۔ یہ کتاب خطِ جیل نوری نستیق میں لکھی گئی ہے۔ پر زہ جات کے خط Octave جبکہ ادوار کو gEDA کی مدد سے بنایا گیا ہے۔ کئی ادوار پر GnuCap کی مدد سے غور کیا گیا۔ میں ان سافٹ ویر لکھنے والوں کا دل سے شکر گزار ہوں۔ میں طلبہ و طالبات سے گزارش کرتا ہوں کہ وہ آگے بڑھیں اور اس قسم کے سافٹ ویر لکھیں یا ان کا ترجمہ علاقائی زبانوں میں کریں۔

اس کتاب کی تشكیل میں ہر 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، باخصوص کامیٹی میں میرے ساتھی ڈاکٹر عابد حسن مفتی جنہوں نے کتاب کی شکل تکمیلی اور میرے شاگرد سید زین عباس، حافظہ مریم اسلام، حراخان 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 پہنچنے 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 وولٹ، آئیپیسی، اوہم اور واط کو جوں کا توں استعمال کیا جائے گا۔

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

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

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

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

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

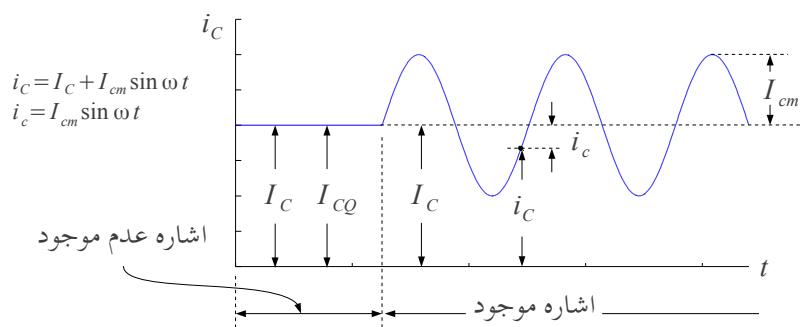
$I_d, I_c, I_e, I_b$  سائنس نما برقی رو کی موثر قیمت (rms)

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

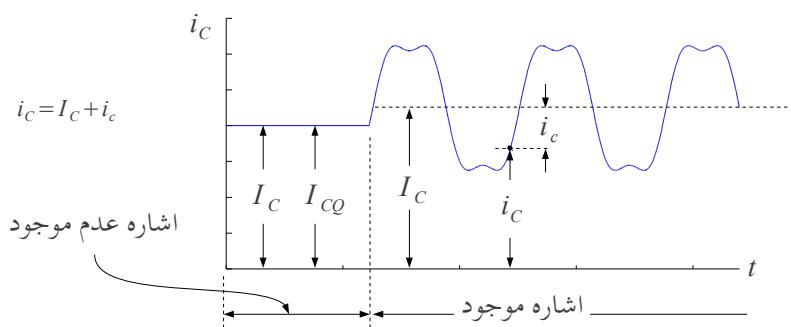
$v_D, v_{BE}, v_{CE}, v_{BC}$  لمحاتی برقی دباؤ

$i_D, i_C, i_E, i_B$  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: غیرسائن 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



# البَابُ 1

## حسابی ایمپلیفائر

ٹرانزسٹر<sup>1</sup> کی ایجاد سے اب تک الیکٹرالمس کے میدان میں ناقابل یقین اور حیرت انگیز ترقی ہوئی ہے۔ شروع میں الگ الگ ٹرانزسٹر استعمال کر کے الیکٹرانک ادوار بنائے جاتے تھے۔ بعد میں سلیکان 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 منیٰ میٹر رقبہ کی سلیکان پتری<sup>4</sup> پر اربوں ٹرانزسٹر بنانا ممکن ہوا اور دیکھتے ہی دیکھتے الیکٹرانک اشیاء زندگی کے ہر شعبے پر چھا گئیں۔

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

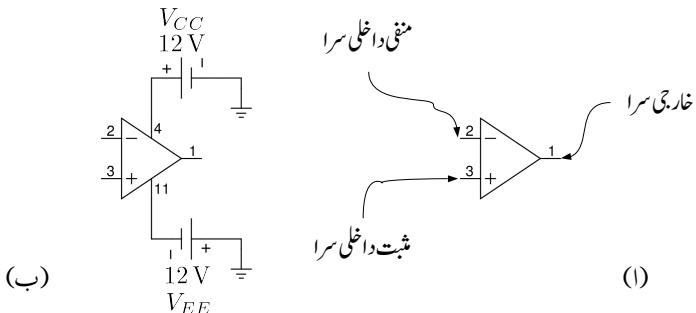
transistor<sup>1</sup>

silicon chip<sup>2</sup>

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

<sup>4</sup> ہائڈروجن اور آسیجن کے ملاؤپ سے ہانی H<sub>2</sub>O بناتے۔ اسی طرح سلیکان اور آسیجن کے ملاؤپ سے SiO<sub>2</sub> لیٹریٹ یا مٹی فتنے ہے۔

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



شکل 1.1: حسابی ایمپلیفیئر کی علامت

## 1.1 حسابی ایمپلیفیئر کے سرے یا پینے

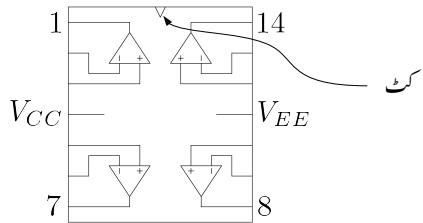
حسابی ایمپلیفیئر کی علامت شکل 1.1 الف میں دکھائی گئی ہے۔ حسابی ایمپلیفیئر کے عموماً تین سرے ہوتے ہیں جن میں سے دو اس کے داخلی اور ایک خارجی سرا ہوتا ہے۔ یوں شکل 1.الف میں ایک نمبر پنیا<sup>6</sup> اس کا خارجی سرا ہے جبکہ دو اور تین نمبر پنیے اس کے داخلی سرے ہیں۔ شکل 1.الف میں حسابی ایمپلیفیئر کی علامت میں دو مزید طاقت کے سرے بھی دکھائے گئے ہیں جو حسابی ایمپلیفیئر کو برقی طاقت مہیا کرنے کی خاطر استعمال ہوتے ہیں۔ حسابی ایمپلیفیئر اسی وقت کام کر سکتا ہے جب ان طاقت کے پنیوں پر درکار برقی طاقت مہیا کی جائے۔ شکل 1.1 ب میں چار نمبر سرا ثابت برقی طاقت کا سرا ہے لہذا اس پر ثابت برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے جبکہ گیراہ نمبر سرا منفی طاقت کا سرا ہے لہذا اس پر منفی برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے۔ حسابی ایمپلیفیئر ان مہیا کردہ برقی دباؤ سے برقی طاقت حاصل کرتا ہے۔ رواتی طور پر ثابت برقی دباؤ کو  $V_{CC}$  اور منفی برقی دباؤ کو  $V_{EE}$  لکارا جاتا ہے۔ یوں شکل میں  $V_{CC} = 12\text{V}$  اور  $V_{EE} = -12\text{V}$  ہیں۔ حسابی ایمپلیفیئر کو عموماً شکل 1.الف کی علامت سے ظاہر کرتے ہوئے طاقت پنیوں کو نہیں دکھایا جاتا۔

ثابت برقی دباؤ اور منفی برقی دباؤ عموماً منبع برق دباؤ سے مہیا کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں اس آله کو منبع برق دباؤ، برق دباؤ کی منبع<sup>7</sup> یا طاقت کی منبع<sup>8</sup> پکارا جائے گا۔

صنعت کار ایک یا ایک سے زیادہ تعداد میں حسابی ایمپلیفیئر پلاٹک کی ڈبیا میں بند کرتے ہیں۔ شکل 1.2 میں ایک ہی ڈبیا میں چار حسابی ایمپلیفیئر دکھائے گئے ہیں۔ ڈبیا میں بند تمام حسابی ایمپلیفیئر 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 ایمپلیفائر کی ڈبیا

ڈبیا پر جوڑ کر گیارہ نمبر ڈبیا پر پہنچایا گیا ہے۔ ڈبیا پر باریک کٹ لگایا جاتا ہے۔ اس کٹ سے گھڑی کی الٹ سمت گھوتتے ہوئے پنیوں کو نمبر کیا جاتا ہے۔ شکل 1.1 میں حسابی ایمپلیفائر کے پنیوں پر لکھے گئے نمبر ڈبیا کے پنیوں کو ظاہر کرتے ہیں۔

## 1.2 حسابی ایمپلیفائر کی بنیادی کارکردگی

حسابی ایمپلیفائر کی بنیادی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ اگر حسابی ایمپلیفائر کے دو داخلی سروں کے مابین تفرقی برق 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

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

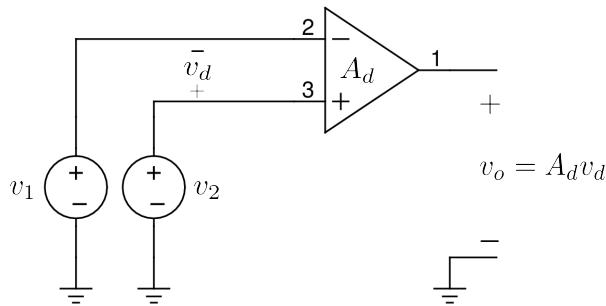
جہاں

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

کے برابر ہے۔ شکل 1.3 میں اس حقیقت کو دکھایا گیا ہے۔  $A_d$  کو ایمپلیفائر کا تفرقی برق دباو کی افزائش<sup>10</sup> یا برق دباو کی تفرقی افزائش کہتے ہیں۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کو تفرقی ایمپلیفائر<sup>11</sup> بھی کہتے ہیں۔ مساوات 1.1 میں اگر داخلی اشارہ کو ڈگنا کر دیا جائے تو خارجی اشارہ بھی ڈگنا ہو جائے گا۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کی کارکردگی خطی<sup>12</sup> نویت 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 کا کار کردگی

یہاں اس بات کا ذکر کرنا ضروری ہے کہ حسابی ایکلینیکر کے خارجی اشارہ  $v_o$  کی قیمت کسی صورت ثابت برتنی دباؤ  $V_{CC}$  سے زیادہ یا منفی برتنی 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 کہاناہ جائے ہم  $\Delta_+$  اور  $\Delta_-$  کی قیمت صفر تصور کریں گے۔ یوں  $v_o$  ثابت برتنی دباؤ  $V_{CC}$  سے لے کر منفی برتنی دباؤ  $V_{EE}$  تک کی قیمت اختیار کر سکتا ہے۔ حصہ 1.6.1 میں اس عمل پر تنزکرہ کیا جائے گا۔

اگر حسابی ایکلینیکر کو مہیا تفروقی اشارہ  $v_d$  کی قیمت اتنی ہو کہ مساوات 1.1 سے حاصل  $v_o$  کی قیمت مساوات 1.3 میں دیے ہدود 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 ہدود کے اندر ہی رہے گی۔ اس صورت میں ثبت جانب بڑھتے ہوئے  $v_o$  کی قیمت (1.3) میں دیے ہدود کے اندر ہی رہے 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 لبریز<sup>13</sup> ہونا کہتے ہیں۔

saturation<sup>13</sup>

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

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

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

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

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

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

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

کی صورت میں حسابی ایکلیپسیفار کی دریافت کریں۔

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

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

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

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

## الباب 1. حسابی ایمپلیفائر

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

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 مکملہ برقی دباؤ کے برابر ہو گا یعنی  $v_0 = +12V$  ہو گا۔ حقیقت میں  $v_0$  کی زیادہ سے زیادہ مکملہ قیمت  $V_{CC}$  سے ایک یادو وولٹ کم ہوتی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر بنانے والے یہ معلومات فراہم کرتے ہیں۔

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

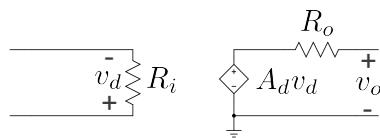
جو کہ ناممکن صورت حال ہے۔ اس صورت میں  $v_0$  کی قیمت  $V_{EE}$  سے قدر زیادہ قیمت اختیار کرے گی۔  $\Delta_+ = \Delta_- = 0$  ہو گی۔

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

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 بتاتا چلوں کہ کسی بھی داخلی برقی دباؤ کو مشترکہ برقی دباؤ  $v_{CM}$  اور نتفرق 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 جا سکتا ہے کہ حسابی

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



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

ایکپلینیفار کو  $V = 2.04 \text{ V}$  بطور مشترک بر قی دباؤ فراہم کئے گئے جبکہ اسے  $2.03 - 2.05 = -0.02 \text{ V}$  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 ایکپلینیفار بڑھا کر ولٹ کی حد میں لے آتا ہے۔ یہاں آپ کی دلچسپی 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 ایکپلینیفار استعمال کرتے ہوئے آپ اعصابی نظام کے کارکردگی پر تحقیق کر سکتے ہیں۔

اس مثال کے پہلے دو حصوں میں آپ نے دیکھا کہ اگر داخلی بر قی دباؤ کو حسابی ایکپلینیفار کے مثبت داخلی سرے<sup>17</sup> پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی بر قی دباؤ کی علامت تبدیل نہیں ہوتی۔ یعنی اگر ثبت بر قی دباؤ مہیا کی جائے تو ثبت بر قی دباؤ ہی خارج کی جاتی ہے۔ اس کے بر عکس اگر بر قی دباؤ کو حسابی ایکپلینیفار کے منفی داخلی سرے<sup>18</sup> پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی بر قی دباؤ کی علامت تبدیل ہو جاتی ہے۔ یعنی اگر ثبت بر قی دباؤ مہیا کی جائے تو منفی بر قی دباؤ خارج کی جاتی ہے۔

### 1.3 حسابی ایکپلینیفار کا مساوی دور یار یا ضمی نمونہ

حسابی ایکپلینیفار 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 ثابت سر اپنی جانب ہے۔

## الباب 1. حسابی ایکپلیفائر

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

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

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

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

ہیں۔

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

حسابی ایکپلیفائر کو عام طور خطي کارکردگی کے احاطے میں استعمال کیا جاتا ہے یعنی اسے استعمال کرتے ہوئے  $v_d$  کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ  $v_o$  مساوات 1.3 میں دیے گئے حدود کے اندر رہے۔  $V_{EE} = V_{CC} = 12\text{V}$  اور  $-12\text{V}$  لیتے ہوئے  $v_o$  کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت تقریباً  $12\text{V}$  اور کم سے کم ممکنہ قیمت تقریباً  $-12\text{V}$  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 ایکپلیفائر کو خطي خطے میں استعمال کرتے ہوئے رکھتے ہوئے 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 ایکپلیفائر خطي خطے میں رہتا ہے۔  $120\mu\text{V}$  اتنی کم برقی دباؤ ہے کہ اسے نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے حسابی ایکپلیفائر پر مبنی ادوار کو حل کرنا نہیں آسان ہو جاتا ہے۔ یوں اس مساوات کو اس طرح

---

depended voltage source<sup>20</sup>  
عام دستیاب ایکپلیفائر کی قیمت ہزار میں فرودخت 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 ایکلینیکر 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  $v_1 \approx v_2 \approx 0$  ہے جبکہ تیسرا صورت میں  $v_2 \approx 2V$  ہے۔ ان میں حسابی ایکلینیکر 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  $20\text{mV}$  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 ایکلینیکر کو خطی احاطے میں استعمال کرتے ہوئے  $|v_d| < 120\mu\text{V}$  رہتا ہے۔ اگر  $R_i = 10^{12}\Omega$  ہو تو شکل 1.4 کو دیکھتے ہوئے مراجحت  $i$  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 ایکلینیکر کے داخلی سروں پر برتنی رو کی قیمت صفر ایکلینیکر 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  $A_d = 100000^{\frac{V}{V}}$  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 خارجي مزاحمت کو صفر اور ہم تصور کیا جا سکتا ہے

آپ دیکھیں گے کہ عام استعمال میں حسابی ایکپلینیاٹر کے خارجي جانب جڑے یہ ورنی مزاحمتون کی قیمتیں کلو اونہم  $k\Omega$  کے حدود میں ہو گی جو کہ  $R_0$  کی قیمت سے کئی گناہ زیادہ ہے۔ یوں حسابی ایکپلینیاٹر پر مبنی 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 ایمپلیفائر کا مساوی دور یاریاضی نمونہ

## 1.4 کامل حسابی ایمپلیفائر

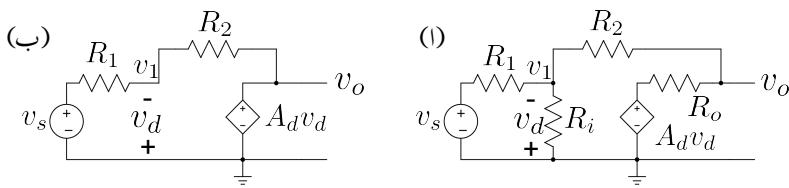
خطی نخطی میں استعمال ہوتے ہوئے حسابی ایمپلیفائر کی کارکردگی پر غور کرتے ہوئے کچھ حقائق سامنے آئے جنہیں مساوات 1.5، 1.7، 1.8 اور 1.10 میں بیان کیا گیا۔ ان مساوات کو یہاں کیجا کر کے پیش کرتے ہیں۔

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

ایسا کرتے وقت  $\approx$  اور  $\rightarrow$  کے علامات کی جگہ = کی علامت استعمال کی گئی ہے۔ ان مساوات کے پہلے جزو میں خطی نخطی کر اس بات کی یاد دہانی کرائی جاتی ہے کہ داخلی سرے صرف اس صورت برابر برقی دباؤ پر رہتے ہیں جب تک ایمپلیفائر خطی نخطی 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 ایمپلیفائر<sup>24</sup> کا مساوی دور یاریاضی نمونہ<sup>25</sup> ہے۔ اس شکل سے واضح ہے کہ داخلی سروں پر برقی رو صفر ایکسپر ہے، داخلی مزاجت لاحدہ وجہ خارجی مزاجت صفر اور ہم ہے۔

مثال 1.2:

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



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

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

حل: شکل 1.6 الف میں حسابی ایمپلینیٹر کا غیر کامل مساوی دور جبکہ شکل اف 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۔

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

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

کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

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

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

اور یوں

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

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

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

اور یوں لکھتے ہوئے

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

یعنی

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

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

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

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

کا فرق 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 بیرونی جوڑے 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 بیرونی جوڑے 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 بیرونی مزاحمتوں کی قیمتیں تعین کرتے وقت اس بات کو یقینی بنایا جاتا ہے کہ یہ مساوات 1.13 پر پورا اترتیں۔ آئیں اب ایسے ادوار دیکھیں جو مساوات 1.13 پر پورا اترتے ہوں۔

مثال 1.3: شکل 1.7 میں حسابی ایکپلینیفار 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۔ متفقی 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۔

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

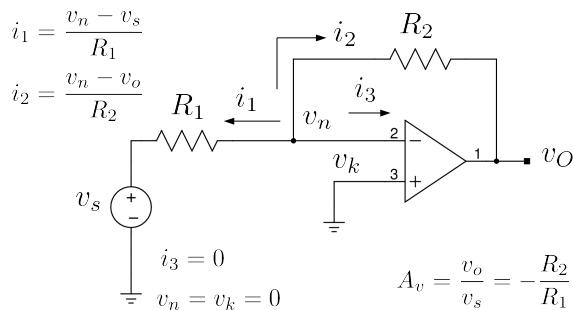

---

## 1.5 حسابی ایکپلینیفار کے ادوار

حسابی ایکپلینیفار 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 7.7: منفی ایمپلیفیاٹر

## 1.5.1 منفی ایمپلیفیاٹر

شکل 1.7 میں دکھائے دور کو مثال بناتے ہوئے ہم حسابی ایمپلیفیاٹر پر منی ادوار حل کرنا سمجھتے ہیں۔ شکل میں حسابی ایمپلیفیاٹر کے داخلی سروں پر برقی دباؤ کو  $v_n$  اور  $v_k$  اور  $v_o$  جگہ خارجی سرے پر برقی دباؤ کو  $v_o$  کہا گیا ہے۔ اس کتاب میں یہی علامتیں استعمال کی جائیں گی۔ اس دور کو منفی ایمپلیفیاٹر<sup>27</sup> کہتے ہیں۔

ایسے ادوار حل کرنے کی خاطر ہم حسابی ایمپلیفیاٹر کے داخلی سروں پر کوئی خوف کئے 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۔ کوئی خوف 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 مجموعہ 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۔

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

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

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

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

جوڑ  $v_n$  پر کرخوف کا قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہم نے مساوات 1.18 حاصل کی۔ اگر جوڑ  $v_k$  پر بھی برقی ارکان مثلاً مزاحمتیں یا برقی اشارات جڑے ہوتے، تب اس جوڑ کو بھی بالکل جوڑ  $v_n$  کی طرح حل کرتے۔ موجودہ مثال میں ایسا نہیں۔ جوڑ  $v_k$  برق 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 منفی ایمپلیفائر کے خارجی اشارہ  $v_o$  اور مہیا کردہ داخلی اشارہ  $v_s$  کا تعلق بیان کرتا ہے۔ اس مساوات میں  $v_o$  اور  $v_s$  کے کسر کو منفی ایمپلیفائر کے برق دباو کی افزائش<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 افراش یا صرف افراش<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 دکھلائے منفی ایمپلینیٹر میں  $R_2 = 10\text{ k}\Omega$  اور  $R_1 = 1\text{ k}\Omega$  تصور کریں۔ اس منفی ایمپلینیٹر کو باری پاری مندرجہ ذیل بر قی اشارات بطور  $v_s$  مہیا کیا جاتا ہے۔ ان تمام کے لئے حسابی دور کا خارجی اشارہ  $v_o$  حاصل کریں۔ حل کرتے وقت  $V_{EE} = -15\text{ V}$  اور  $V_{CC} = 15\text{ V}$  تصور کریں۔

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

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

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

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

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

حل: جب تک خارجی اشارہ  $v_o$  مساوات 1.3 میں دیے 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

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

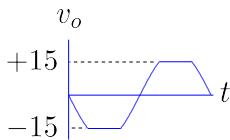
$$v_o = -10 \times 0.2 = -2\text{ V} \quad .1$$

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

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

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

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

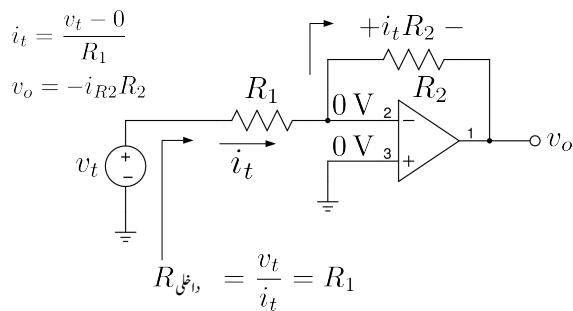


شکل 1.8: حسابی ایمپلیفایر کے برعین ہونے سے خارجی اشارہ تراشاجاتا ہے

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

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ  $v_s$  کے ثابت ہونے کی صورت میں  $v_o$  کی قیمت منقی ہوتی ہے جبکہ  $v_s$  کے منقی ہونے کی صورت میں  $v_o$  کی قیمت ثابت ہوتی ہے یعنی منقی ایمپلیفایر مہیا کردہ داخلی اشارے  $v_s$  کی قیمت کو الٹ کرتا ہے۔ اسی لئے اسے منقی ایمپلیفیائر<sup>34</sup> کہا جاتا ہے۔

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



شکل 1.9: مقنی حسابی ایکلینیکی داخلي مراجعت

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

حل: پہلی صورت میں  $v_o = -15 \text{ V}$  اور دوسری صورت میں  $v_o = -5.2 \text{ V}$  ہوں گے۔ جوڑ پر کرنوف 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 داخلي سرا برقی زمین کے ساتھ چلا ہے لہذا  $v_k = 0 \text{ V}$  رہتا ہے۔

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

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

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

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

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

چونکہ جوڑ  $v_k$  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

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

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 ایکسپلیفائر کی جانی پہچانی مساوات

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

حاصل ہوتی ہے۔

منفی حسابی ایکسپلیفائر 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 نیتا 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  $v_1 = -i_1 R_2$  ہو گا جس سے  $i_2 = i_1$  یوں 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۔  $i_4 = i_2 + i_3$  یعنی

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

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

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

$v_1$  کی قیمت کے استعمال سے

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

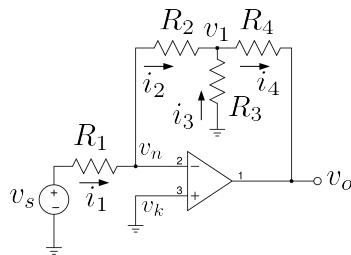
یعنی

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

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



شکل 1.10: منقی حسابی ایمپلیفیئر 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 جاسکتی ہے لہذا  $R_1$  کی قیمت زیادہ سے زیادہ رکھتے ہوئے داخلی مزاحمت بڑھائی جاسکتی ہے۔

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

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

مزاحمت کو اس کے قیت سے پکارا جاتا ہے۔ یوں  $1 \text{ k}\Omega$  کا مزاحمت پکارا جائے گا۔  $\pm 5\%$  مزاحمت سے مراد ایسا مزاحمت ہے جس کی قیت پکارے قیت سے پانچ فی صد زیادہ یا کم ممکن ہے۔ یوں  $1 \text{ k}\Omega \pm 5\%$  مزاحمت کی قیت  $0.95 \text{ k}\Omega$  تا  $1.05 \text{ k}\Omega$  ممکن ہے۔  $1 \text{ k}\Omega$  کو مزاحمت کی پکاری گئی 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  $(1 + 0.05)R$  ہو جائے گی۔ اسی طرح  $R$  کی قیمت 5% کم ہونے سے  $(1 - 0.05)R$  ہو جائے گی۔ ان دو قیمتوں کو ہم  $(1 + \epsilon)R$  اور  $(1 - \epsilon)R$  لکھ سکتے ہیں جہاں  $\epsilon = 0.05$  کے برابر ہے۔

---

مثال 1.8: منفی حسابی 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 حسابی 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

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

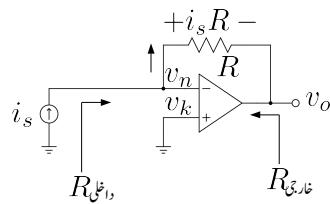
$$A_{\text{بڑھ}} = -\frac{1 + \epsilon}{1 - \epsilon} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) = -\frac{1.05}{0.95} \left( \frac{47000}{1000} \right) = -51.947$$


---

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  $\frac{V}{V} - 42.524$  تا  $\frac{V}{V} - 51.947$  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 ایکلینیکر

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

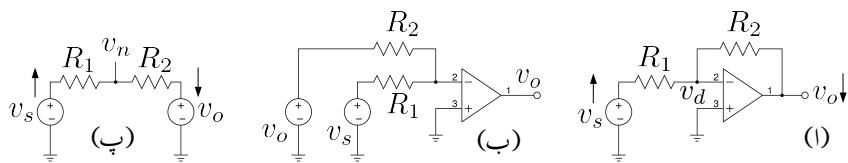
خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر کامل حسابی ایکلینیکر کا دور جسے شکل 1.5 میں دکھایا گیا ہے کو زیر استعمال لاتے ہیں۔  $v_d = 0$  ہونے کی صورت میں اس کے خارجی جانب صفر اور ہم حاصل ہوتا ہے لہذا

$$R_{\text{خارجی}} = 0 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب مزاحمت نما 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 جا سکتی ہے۔ یوں اس مزاحمت پر  $R_m$  برقی دباؤ پیدا ہو گا۔ مزاحمت کا بایاں سرا بر ق

transconductance gain<sup>37</sup>



شکل 1.12: وابسی حسابی منفی ایکپلینیٹر

زمین پر ہے لذما

$$v_o = -i_s R$$

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

ہو گا۔

حسابی منفی ایکپلینیٹر 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 منفی ایکپلینیٹر واپسی ادوار کی ایک مثال ہے۔

حسابی ایکپلینیٹر کے تفریقی افراکش برتنی دباؤ  $A_d$  کی قیمت لاحدہ ہونے کے وجہ سے نہایت کم داخلی اشارے پر بھی اس کو غیر خطی خطے میں داخل ہونا چاہیے۔ حقیقت میں ایکپلینیٹر استعمال ہی خطی خطے میں ہوتا ہے اور واپسی اشارے کی شمولیت اس کو ممکن بناتی ہے۔

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

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

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

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

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

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

---

مثال 1.10: حسابی منفی ایکلیپسیفار میں  $v_s = 1.5 \text{ V}$ ,  $v_o = 1 \text{ V}$ ,  $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  اور  $v_o$  پر  $v_s = 2 \text{ V}$  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 داخلی-خارجی برقی داڑ کے جوڑے کو استعمال کرتے ہوئے شکل 1.12 پ میں  $v_n$  میں حاصل کریں۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

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

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

حاصل ہوتا ہے اور یوں

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

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

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

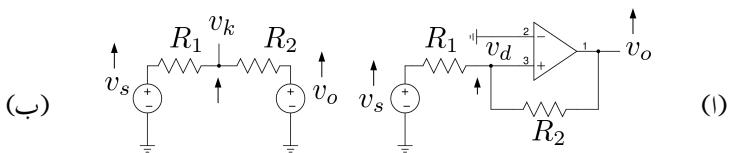
حاصل ہوتے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ  $v_o$  اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب  $v_k - v_n$  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۔ مثبت واپسی کا استعمال باب 8 میں دیکھا جائے گا۔

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



شکل 1.13: ثابت و اپسی دور کی مثال

حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $v_d = v_k - v_n$  بھی صفر ہے گا۔ جیسا کہ ہم اب دیکھیں گے کہ اس حال میں ثابت و اپسی دور نہایت غیر م stitched حال میں ہے۔ تصور کریں کہ کسی وجہ سے  $v_s$  کی قیمت بڑھ کر  $v_s = \Delta v$  ہو جاتی ہے۔ حسابی ایمپلیفیگر 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 ایمپلیفیگر  $v_d$  کو  $A_d$  گناہ بڑھانا چاہے گا۔ آئیں  $v_o$  کے بڑھنے کے عمل کو دیکھیں۔ تصور کریں کہ خارجی اشارہ بڑھتے بڑھتے  $v_o = \Delta v_{o1}$  ہو جاتا ہے۔ اس طرح

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

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

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

ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ثابت و اپسی دور میں

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

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

مثبت و اپسی دور کی بیچان 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 میں 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۔

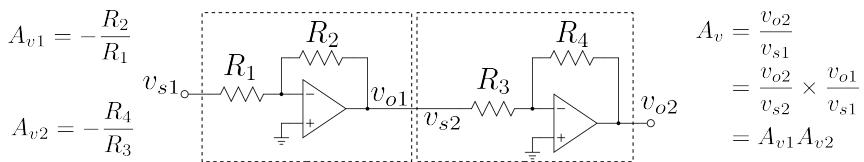
اسی طرح اگر  $v_o = -12 \text{ V}$  ہے تو خارجی اشارہ اس وقت ثبت جانب حرکت کرے گا جب

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

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

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

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



شکل 1.14: زنجیری حسابی ایکلینیکر

دوسری کڑی کا داخلی اشارہ  $v_{s2}$  جبکہ اس کا خارجی اشارہ  $v_{o2}$  اور اس کی افزائش  $A_{v2} = -\frac{R_4}{R_3}$  ہے۔ پہلی کڑی کے خارجی اشارے کو دوسرے کڑی کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے لہذا  $v_{s1} = v_{o1}$  ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں۔

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

اور

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

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

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

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

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

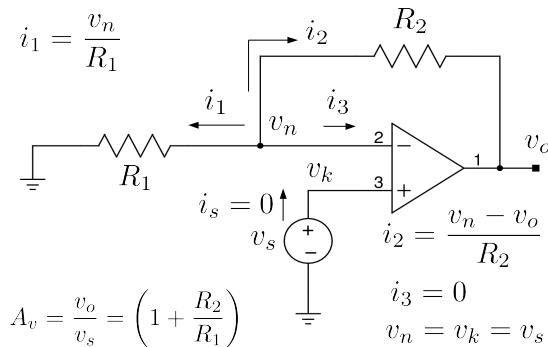
$$(1.30) \quad A_v = \frac{v_{o2}}{v_{s1}} = A_{v1}A_{v2}$$

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

## 1.5.2 ثابت ایکلینیکر

شکل 1.15 میں ایک اور واپسی دور دکھایا گیا ہے جسے ثابت ایکلینیکر<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 ررو،  $i_1$  اور  $i_3$  نکلتے

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



## کل 1.15: ثابت ایکلیپسیناٹر

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

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

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

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

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

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

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

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

اس مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے۔

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

$v_o$  اور  $v_s$  کے کسر کو مثبت ایمپلیفائر کی برق دباو کی افزائش<sup>43</sup>  $A_v$  کہتے ہیں۔ اس اصطلاح کو عموماً چھوٹا کر کے اسے صرف مثبت افزائش کہتے ہیں۔

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 1.12: شکل 1.15 میں دکھائے ہے مثبت ایمپلیفائر میں  $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$  اور  $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$  تصور کریں۔ اس مثبت ایمپلیفائر کو باری باری مندرجہ ذیل برقی اشارات بطور  $v_s$  مہیا کیا جاتا ہے۔ ان تمام کے لئے حسابی دور کا خارجی اشارہ  $v_o$  حاصل کریں۔ حل کرتے وقت  $V_{EE} = 15 \text{ V}$  اور  $V_{CC} = -15 \text{ V}$  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 ایمپلینیٹر 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 ایمپلینیٹر داخلی اشارہ کو بغیر الثانی بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ اسی لئے اسے ثابت ایمپلینیٹر<sup>44</sup> کہتے ہیں۔

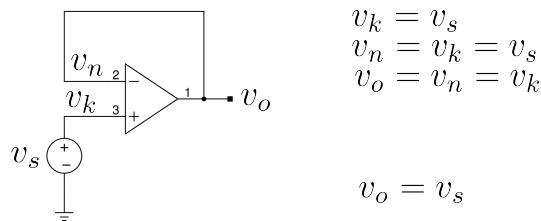
### مُسْتَحْكِمَ كَار 1.5.3

ثابت ایمپلینیٹر کی افراکش یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

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

اگر ثابت ایمپلینیٹر 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

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



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

$$v_o = v_s$$

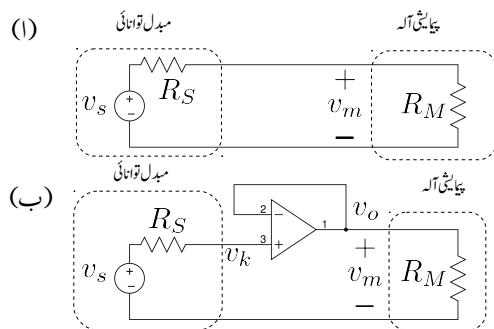
شکل 1.16: مسچم کار

ہو گی۔ ایسا دور جسے مستحکم 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 آپس میں جڑے ہیں۔ یوں خارجی سرے پر بھی یہی برقی دباؤ ہو گا لیکن  $v_o = v_s$  ہو گا جس سے افزائش  $1 = \frac{v_o}{v_s}$  حاصل ہوتی ہے۔ آئیں مستحکم کار کا استعمال جانیں۔

طبعی متغیرات<sup>46</sup> مثلاً کیت، حرارت وغیرہ کی برقيتی 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 آلہ<sup>48</sup> سے ناپا جاتا ہے۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی دور کا تھونن 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 تھونن دور شکل 1.17 الف میں باسیں جانب نقطہ دار لکیر میں گھیرا دکھایا گیا ہے جہاں  $v_s$  اس کی تھونن برقی دباؤ اور  $R_S$  اس کی تھونن مزاحمت ہے۔ پیمائشی آلہ داخلی سروں پر کسی قسم کا برقی اشارہ خارج نہیں کرتا بلکہ ان سروں پر یہ صرف اشارہ حاصل کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے لہذا اس کے داخلی جانب کا تھونن دور صرف ایک عدد مزاحمت  $R_M$  پر منی ہوتا ہے جیسے شکل۔الف میں دیکھیں جانب دکھایا گیا ہے۔ شکل۔الف میں مبدل توانائی کے خارجی سروں کو پیمائشی آلہ کے داخلی سروں کے ساتھ جوڑا گیا ہے تا کہ مبدل توانائی کا اشارہ  $v_o$  ناپا جاسکے۔ پیمائشی آلہ داخلی سروں پر لا گو برقی دباؤ  $v_m$  ناپتا ہے۔ شکل۔الف میں

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: مسکن کار کی مدد سے حساس اشارہ کی پیمائش

پیمائش آله کے داخلی سروں پر

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

پایا جاتا ہے جسے پیمائش آله پڑھے گا اگرچہ حقیقت میں اشارہ کی اصل قیمت  $v_s$  ہے۔

مثال کے طور پر اگر  $v_s = 100 \text{ mV}$ ,  $R_S = 5 \text{ M}\Omega$ ,  $R_M = 10 \text{ M}\Omega$  اور اشارہ کی قیمت  $v_m$  ہو تو بیمائش 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 پیمائش آله تخلیق دیتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ اس کے داخلی مزاحمت  $R_M$  کی قیمت زیادہ سے زیادہ ہو۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر  $R_M \gg R_S$  ہو تو  $v_m \approx v_s$  ہو گا۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پیمائش آله کی داخلی مزاحمت مبدل توانائی پر بوجھ ڈالتی ہے جس سے مبدل کے بیرونی سروں پر نیسر 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 پیمائش آله بطور برق بوجھ<sup>50</sup> نظر آتا ہے۔ یہ بوجھ جتنا کم ہو اتنا بہتر ہو گا۔

load<sup>50</sup>

اس مسئلے کو مستحکم کار کی مدد سے ہا آسانی حل کیا جا سکتا ہے۔ شکل 1.17 ب میں مبدل توانائی اور پیچائی آله کے وسط میں مستحکم کار نسب کیا گیا ہے۔ چونکہ حسابی ایکلینیکر کا داخلی مزاحمت لا محدود ہوتا ہے اور اس کی داخلی بر قی رو صفر ہوتی ہے لہذا اس دور میں مزاحمت  $R_S$  میں اوبہم کے قانون کے تحت صفر بر قی دباؤ گھٹتے گا اور یوں  $v_s = v_0$  اور  $v_k = v_m = v_o$  ہو گا۔ چونکہ مزاحمت  $R_M$  کو یہی بر قی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے لہذا  $v_m = v_o = v_s$  ہو گا۔

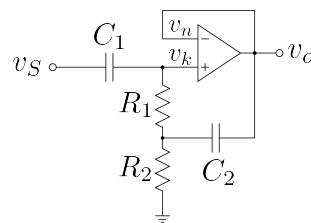
مستحکم کار کا کمال یہ ہے کہ یہ بر قی بوجھ  $R_M$  کو از خود اٹھا لیتا ہے اور اس کا بوجھ مبدل توانائی پر نہیں ڈالتا۔ یوں یہ حساس اشارات کو مستحکم کرتا ہے۔

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

### 1.5.3.1 بدلتی رو مسحکم کار

عموماً اشارے کے یک سمتی حصے کو روکتے ہوئے اس کے بدلتے حصے کو مسحکم بنانے کی ضرورت ہوتی ہے۔ ایسی صورت میں بدلتا رو مسحکم کار ہے 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 قصر دور تصور کیا جاسکے۔ مزاحمت  $R_1$  اور  $R_2$  حسابی ایکلینیکر کے ثابت داخلی سرے کے داخلی میلان برق رو<sup>51</sup> کے لئے راستہ فراہم کرتے ہیں۔  $C_1$  داخلی اشارے کے بدلتے جزو کو حسابی ایکلینیکر کے ثابت داخلی سرے تک پہنچنے کا راستہ فراہم کرتے ہوئے یک سمتی جزو کو روکتا ہے۔  $C_2$  کے عدم موجودگی میں داخلی اشارے کو بدلتا داخلی مزاحمت  $R_1 + R_2$  نظر آتا جبکہ مسحکم کار سے توقع کی جاتی ہے کہ اس کا داخلی مزاحمت بہت زیادہ ہو۔ آئینی دیکھیں کہ  $C_2$  کی شمولیت سے داخلی مزاحمت کیسے بڑھتی ہے۔  $v_s$  کا بدلتا جزو  $v_s$  ثابت داخلی سرے پر پہنچتا ہے۔ یوں  $v_n = v_s$  ہو گا جس سے  $v_n = v_k = v_s$  اور  $v_s = v_0 = v_0$  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 ایکلینیکر کا ثابت داخلی سرے از خود کوئی بر قی رو گزرنے نہیں دیتا۔ چونکہ مزاحمت  $R_1$  کے دونوں سروں پر بر قی دباؤ پایا جاتا ہے لہذا اس میں گزرتی بر قی رو بھی صفر ہے۔ یوں  $v_s$  سے کسی قسم کا بر قی رو حاصل نہیں کیا جاتا جو کہ منقطع صورت کی نشانی ہے۔ یوں بدلتا مسحکم کار درکار تعدد پر لا محدود داخلی مزاحمت پیش کرتے ہوئے حساس اشارے پر بالکل بوجھ نہیں ڈالتا۔

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



شکل 1.18: بدلتارو معمم کار

$$i_1 = C \frac{d(v_n - v_s)}{dt}$$

$$i_3 = 0$$

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

$$v_o = -RC \frac{dv_s}{dt}$$

شکل 1.19: تفرق کار

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

#### 1.5.4 تفرق کار

ایک اور اہم دور جسے تفرق کار<sup>52</sup> کہتے ہیں کو شکل 1.19 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کو بالکل پہلی دو ادوار کی طرح

differentiator<sup>52</sup>

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

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

جبکہ جوڑ  $v_k$  کے لئے لکھ سکتے ہیں۔

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

کرخوف کے قانون برائے برقی روکو جوڑ  $v_n$  پر یوں لکھا جا سکتا ہے۔

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

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

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

$$\begin{aligned} \text{لیتے ہوئے } v_n = 0 &\quad \text{کرتے ہوئے } v_n = v_k \\ -C \frac{dv_s}{dt} - \frac{v_o}{R} &= 0 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

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

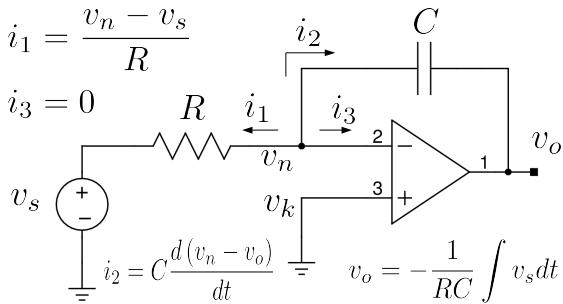
اس مساوات کے تحت یہ دور مہیا کردہ اشارہ  $v_s$  کے تفرق کے نسبت سے خارجی اشارہ  $v_o$  پیدا کرتا ہے۔ اسی سے اس دور کو تفرق کار<sup>53</sup> کہتے ہیں۔

### 1.5.5 تکمل کار

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

---

differentiator<sup>53</sup>  
integral<sup>54</sup>  
integrator<sup>55</sup>



شکل 1.20: کلکار

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

اور

$$v_k = 0 \tag{1.44}$$

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

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

اس کا تکمیلہ 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 تکمل کار<sup>56</sup> کہتے ہیں۔

---

مثلاً 13 کی صورت میں  $v_s = V_p \sin \omega t$  اور  $C = 6.8 \mu F$  اور  $R = 1 k\Omega$  : 1.13

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

حل:

- مساوات 1.45 کی مدد سے

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

حاصل ہوتا ہے۔

- دونوں جیٹے برابر اس وقت ہوں گے جب

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

$$\omega = 147$$

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

ہو گا۔

integrator<sup>56</sup>

• داخلي اشارے کو یوں لکھتے ہوئے

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

ہم دیکھتے ہیں کہ داخلي اشارے سے خارجي اشارہ 90 آگے<sup>57</sup> ہے۔

---



---

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

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۔

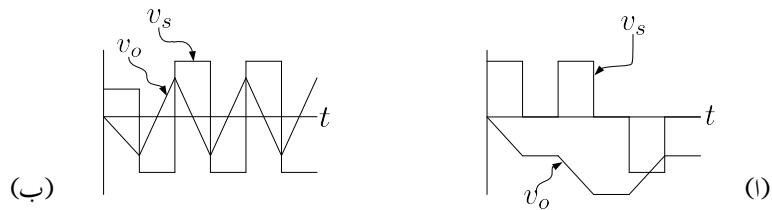
---

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

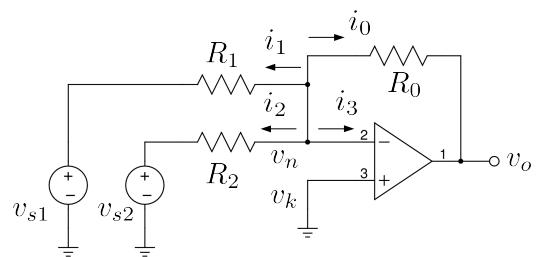
### 1.5.6 جمع کار

حسابی ایکسپلینیٹر کو دو یا دو سے زیادہ اشارات کا مجموع حاصل کرنے کے لئے بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔ ایسے ہی جمع 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

leading<sup>57</sup>  
adder<sup>58</sup>



شکل 1.21: مکمل کارکی کا کردگی کے مثال



شکل 1.22: مکمل کارکی

مزاحمت  $R_1$  کے ذریعہ حسابی ایکلینیک کے  $v_n$  سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ اسی طرح اشارہ  $v_{s2}$  مزاحمت  $R_2$  کے ذریعہ حسابی ایکلینیک کے  $v_n$  سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ مزید اشارات کو بھی اسی ترکیب سے جوڑا جاسکتا ہے۔ شکل میں دکھائی گئی بر قریب 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  $v_n = v_k$

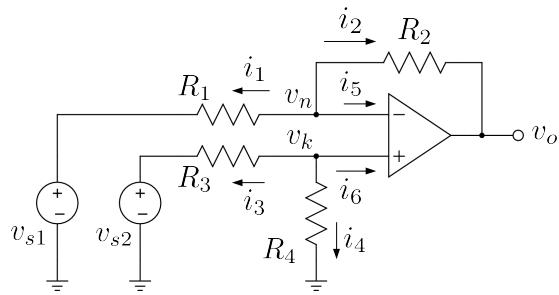
حاصل ہوتا ہے جسے

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

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 مخفی علامت کے علاوہ،  $v_o$  دونوں اشارات کا مجموع ہے۔ اسی لئے اس دور کو جمع 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  $v_k$  اور  $v_n$  برابر ہوتے ہیں۔ یوں مساوات 1.51 اور 1.52 کو برابر ڈالتے ہوئے

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

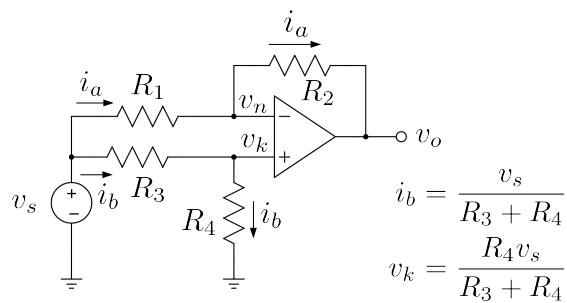
یعنی

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

حاصل ہوتا ہے۔ یہ دور کی عمومی مساوات ہے۔ اگر دور میں  $R_1 = R_3 = R_a$  جبکہ  $R_2 = R_4 = R_b$  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  $R_b$  اور  $R_a$  برابر نہ ہوں تو دور دونوں اشارات میں فرق کو بڑھانے یا گھٹانے کی صلاحیت بھی رکھتا ہے



شکل 1.24: منفی کار کا مشترک کہ داخلی مزاحمت

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

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

$$R_{مشترک} = \frac{v_s}{i_a + i_b}$$

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

$$v_0 = 0$$

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

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

حاصل ہوتے ہیں۔ لہذا

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

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

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

اور یوں

$$R_{\text{داخلی}} = R$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

$$R_{\text{داخلی}} = R$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

حسابی ایکلپیٹنگر 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

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

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۔  $v_k$  کی قیمت  $v_k = \frac{R_4 v_s}{R_3 + R_4}$  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 اشارہ  $v_s$  مہیا کرنے سے  $v_0 = 0V$  حاصل ہوتا ہے۔ اس صورت میں منفی کار کی مشترکہ افزائش صفر حاصل ہوتی ہے۔  $6.8 k\Omega \pm 5\%$  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 اشارے کی صورت ( $v_{s2} = v_{s1} = v_s$ ) میں مشترکہ افزائش

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

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات میں  $v_o$  کی زیادہ سے زیادہ قیمت اس صورت حاصل ہو گی جب  $\frac{R_3}{R_4}$  اور  $\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}$  کے قیمت کم سے کم ہوں۔  $\frac{R_3}{R_4}$  کی قیمت کم سے کم تب ہو گی جب  $R_3$  پانچ فی صد کم اور  $R_4$  پانچ فی صد زیادہ ہو یعنی جب  $R_4 = 7.14 \text{ k}\Omega$  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  $(1 + \epsilon) R_1$  اور  $(1 + \epsilon) R_4$  ہونے ہوں گے۔ اس طرح

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

### 1.5.8 جمع و منفی کار

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

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

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

جس میں

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

لکھتے ہوئے

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

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

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

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

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

جس میں

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

استعمال کرتے ہوئے

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

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

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

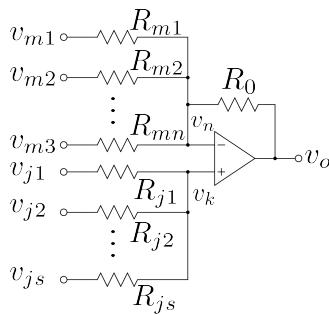
$$(1.56) \quad \left. \dots + \frac{R_j}{R_{js}} v_{js} \right) - \left( \frac{R_0}{R_{m1}} v_{m1} + \frac{R_0}{R_{m2}} v_{m2} \dots + \frac{R_0}{R_{mn}} v_{mn} \right)$$

### 1.5.9 آلاتی ایمپلیفائر

حسابی ایمپلیفائر پر 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 طبی متغیرات کو برقی اشارات میں تبدیل کر کے

---

instrumentation amplifier<sup>62</sup>



شکل 1.25: جمع و منفی کار

ان پر کمپیوٹر کی مدد سے غور کیا جاتا ہے۔ آپ برقی قلب نگار<sup>63</sup> سے بخوبی واقف ہوں گے جو دل کے کارکردگی کے اشارات کھینچتا ہے۔ برقی قلب نگار کو آلاتی ایپلیفائز 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 گلگبوں پر عموماً آلاتی ایپلیفائز استعمال کیا جاتا ہے جس کا داخلی برتنی رکاوٹ لا محدود تصور کیا جاسکتا ہے۔ آلاتی ایپلیفائز کو شکل 1.26 میں دکھایا گیا ہے۔

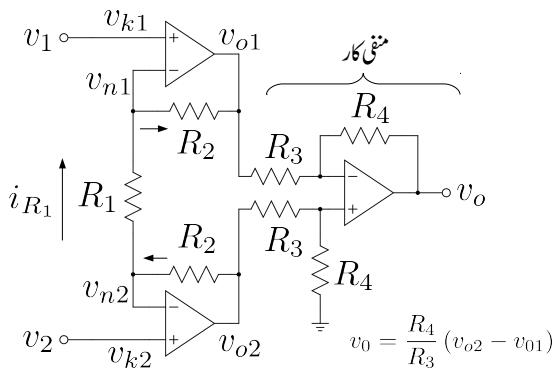
اس دور میں  $v_1$  اور  $v_2$  داخلی اشارات ہیں۔ کسی بھی حسلي ايپليفاير کے داخلی سروں پر برتنی دباؤ برابر رہتا ہے۔ یوں  $v_{n2} = v_{k2} = v_2$  اور  $v_{n1} = v_{k1} = v_1$  ہو گا۔ اس طرح مزاحمت  $R_1$  کے نیچے جانب سرے پر برتنی دباؤ کی قیمت  $v_1$  ہو گی۔ یوں  $R_1$  کے سروں کے مابین برتنی دباؤ کی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

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

ہو گی۔

جوڑ  $v_{n1}$  پر کر خوف کے قانون برائے برتنی رو لا گو کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ اس جوڑ پر نسب  $R_2$  میں  $i_{R_1}$  کے برابر برتنی 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 انجینئرنگ کے آخری سال کے پڑھائی کے دوران آلاتی ایپلیفائز سے برتنی قلب نگار باتاتے ہوئے دل کی دھڑکن کے اشارات حاصل کئے۔  
<sup>64</sup> input impedance<sup>65</sup>



شکل 1.26: آلاتی ایمپلینگر

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

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

اس برقی دباؤ کو خارجی جانب متفقی 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 ایمپلینگر کی درکار مساوات ہے۔

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

حل:

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

$$v_{\text{مشترک}} = 4 \text{ V}$$

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

ہیں۔ یوں انہیں

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

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

لکھا جا سکتا ہے۔

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

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

ہو گی۔ یوں مزاحمت  $R_2$  کے 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 مزاجمت کے دائیں سرے سے باہیں 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

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

ہو گا۔ اسی طرح اوپر والے  $R_2$  میں برقی 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 نتائج پر غور کریں۔ مشترک اشارہ جوں کا توں ہے جبکہ تفرقی 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 برقی رو لکھتے ہوئے

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

چونکہ خارجی اشارے میں مشترک اشارے کا نام و نشان تک نہیں لہذا مشترک افراش صفر کے برابر ہے یعنی  $A_m = 0$  جبکہ تفرقی افراش 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

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

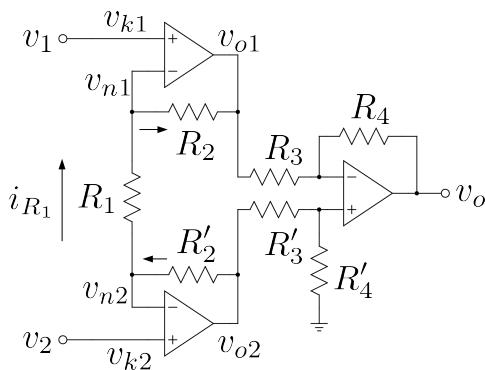
حاصل ہوتا ہے۔

اس مثال میں آلاتی ایکلینیکر نے مشترکہ اشارے کو مکمل رد کرتے ہوئے تفرق اشارے کو 201 گنا بڑھایا۔ یہاں اس بات پر توجہ دیتے ہوئے ذہن نشین کریں کہ مراحتوں کے قیمتیں جس طرح بھی رکھی جائیں  $v_{01}$  اور  $v_{02}$  میں کسی صورت بھی مشترکہ اشارہ بڑھتا نہیں۔ یہ جوں کا توں ان دو خارجی سروں پر پایا جاتا ہے۔ آلاتی ایکلینیکر کا دوسرا حصہ یعنی منفی کار  $v_{02}$  سے  $v_{01}$  سے متفقی کرتے ہوئے مشترکہ اشارے کو مکمل طور رد کر دیتا ہے۔ تفرق اشارے کو آلاتی ایکلینیکر کے دونوں حصے بڑھانے کی صلاحیت رکھتے ہیں۔ اگلے مثال میں ان حقائق پر مزید غور کیا جائے گا۔

آلاتی ایکلینیکر میں دونوں مزاحمت جنبیں  $R_2$  لکھا گیا ہے کے قیمتیں برابر رکھی جاتی ہیں۔ البتہ مزاحمت کے قیتوں میں غلطی کی بارہ ان کی قیمت  $R_2$  کے 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 ایکلینیکر 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 ایکلینیکر کے مشترکہ افزائش  $A_m$  اور تفرق افزائش  $A_d$  کے مساوات حاصل کریں۔



شکل 1.27: آلتی ایمپینیٹ کی مثال

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

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_2 = R'_2 = 100 \text{ k}\Omega \\ R_3 = R'_3 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_4 = R'_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

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

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

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_2 = R'_2 = 10 \text{ k}\Omega \\ R_3 = R'_3 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_4 = R'_4 = 100 \text{ k}\Omega$$

حل:

- مشترکہ اشارے کو  $v_c$  جبکہ تفرقہ اشارے کو  $v_d$  لکھتے ہوئے

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

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

لیتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

• آلاتی 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

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

چہار

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

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

یہ-

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ہول ان سے

$$CMRR_{کم} = 1030$$

حاصل ہوتا ہے۔

• کرنے سے  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$

$$CMRR_{کم} = 9852$$

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

$$CMRR_{کم} = 814$$

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 ایکپلیفار کے  $A_d$  کو پہلے حصے سے حاصل کرنا زیادہ بہتر ہے۔

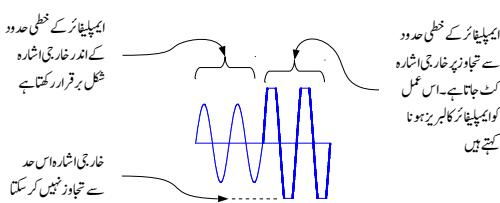
## 1.6 حسابی ایکپلیفار کانا قص پن

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

## 1.6.1 حسابی ایکپلیفار کا لبریز ہونا

حسابی ایکپلیفار 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 ایکپلیفار کے اس غیر خطی عمل کو حسابی ایکپلیفار 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 ایمپلیفائر کا بالبرین ہونا

## 1.6.2 حسابی ایمپلیفائر کی رفتار چال

کوئی بھی اشارہ لامحدود رفتار سے تبدیل نہیں ہو سکتا۔ یہی حسابی ایمپلیفائر کے خارجی اشارے کے لئے بھی درست ہے۔ اگر حسابی ایمپلیفائر کو مستطیلی اشارہ بطور داخلی اشارہ فراہم کیا جائے تو اس کا خارجی اشارہ ترچھی شکل کا ہو گا۔ آئیں اس عمل کو متحکم کار کی مدد سے سمجھیں۔ اگر مستحکم کار کا شکل 1.29 میں دکھایا مستطیلی داخلی اشارہ فراہم کیا جائے تو اس کا خارجی اشارہ ترچھا ہو گا۔ خارجی اشارے کو کسی ایک برقی دباد سے کسی دوسرے برقی دباد کو حاصل کرنے کے لئے وقت درکار ہوتا ہے۔ خارجی اشارہ جس رفتار سے حرکت کرتا ہے اسے حسابی ایمپلیفائر کا رفتار چال<sup>67</sup> پکارا جائے گا۔ رفتار چال کی وضاحت شکل میں کی گئی ہے۔ رفتار چال کو عموماً دو لٹ فی مائیکرو سینڈ  $\frac{V}{\mu s}$  لکھا جاتا ہے۔

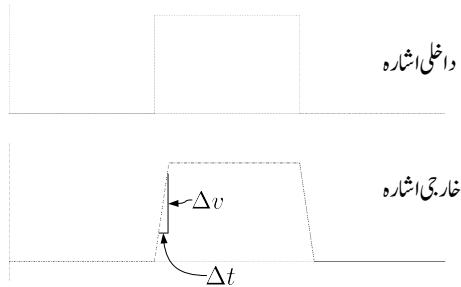
$$(1.61) \quad \text{چال رفتار} = \left| \frac{\Delta v}{\Delta t} \right|$$

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

slew rate<sup>67</sup>



شکل 1.29: حسابی ایکلینیکار فرقہ چال

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

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

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

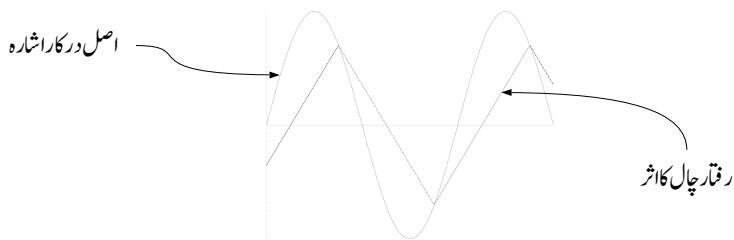
جہاں  $V_p$  حسابی ایکلینیکار کی زیادہ سے زیادہ مکنہ خارجی بر قی دباؤ ہے۔ کم بر قی دباؤ خارج کرتے ہوئے اس تعداد کی قیمت بڑھ جاتی ہے۔ یوں  $V_0$  بر قی دباؤ خارج کرتے ہوئے

$$(1.64) \quad \omega_{\text{چال رفتاد}} = \frac{\text{چال رفتاد}}{V_0} \quad \text{ترینہ}$$

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

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

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



شکل 1.30: رفتار چال کا اثر

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

حل:

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

مثال 1.21: ایک منفی حسابی ایمپلینیٹر  $0.1 \sin \omega t$  کا اشارہ تیس گناہ بڑھتا ہے۔ اگر حسابی ایمپلینیٹر کا رفتار چال  $\frac{V}{\mu s}$  1000 ہو تو داخلی اشارے کی 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 ایمپلینیٹر بالکل درست خارج کر سکتا ہے۔

---

## 1.7 عددی اشارے سے مماثل اشارے کا حصول

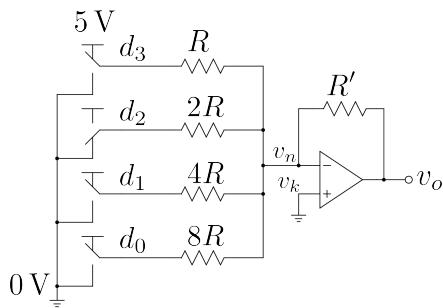
شکل 1.31 میں عددی اشارے سے مماثل اشارہ حاصل کرنے والا دور دکھایا گیا ہے جسے ہم عددی سے مماثل کار<sup>70</sup> کہیں گے۔ اس دور کے چار داخلی اشارات  $d_0$  تا  $d_3$  ہیں جنہیں انفرادی طور پر برقی زمین یعنی 0 V یا ثابت برقی دباؤ یعنی 5 V کے ساتھ جوڑا جاسکتا ہے۔ شکل میں  $d_2 = 0$  V پر جبکہ  $d_0$ ،  $d_1$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

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

جسے یوں بہتر طریقے سے لکھا جا سکتا ہے۔

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


---



شکل 1.31: چار بیت کا عددی سے مماثل کار

عددی سے مماثل کار عددی<sup>71</sup> متغیرہ لیتے ہوئے اس کا مماثل<sup>72</sup> متغیرہ خارج کرتا ہے۔ عددی متغیرات کو دبڑی نظام اعداد<sup>73</sup> میں لکھا جاتا ہے۔ دبڑی 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۔ تا  $d_3$  کو  $d_3d_2d_1d_0$  لکھتے ہوئے چار بیت<sup>74</sup> کا دبڑا عدد حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل میں دکھائی صورت

$$d_3d_2d_1d_0 = 1011_2$$

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

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

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

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 مماثل کار  $v_0 = -5V$  خارج کرے گا۔ چونکہ  $d_0 = d_3 = d_2 = d_1 = 1$  کے چار ہندسوں پر مبنی دہرا عدد سولہ 1610<sub>2</sub> مختلف قیمتیں ظاہر کر سکتا ہے لہذا عددی سے مماثل کار صفر وولٹ تا منفی پانچ وولٹ سولہ مختلف قیمتیں خارج کر سکتا ہے۔

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

---

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

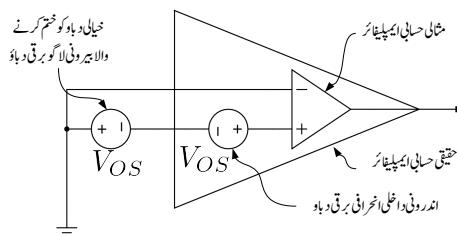
حل:

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


---

### 1.7.1 یک سمی اندر و بیرونی داخلی اخراجی برقی دباؤ کا مسئلہ

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



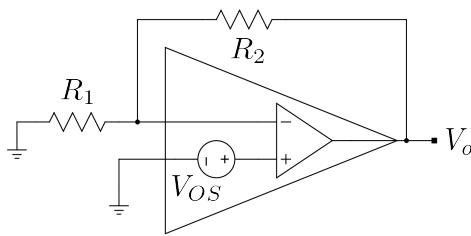
شکل 1.32: داخلی اخراجی برقی دباؤ اور اس کا ناتمه

ہو گا۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا<sup>76</sup> اور عموماً اس طرح جڑا حسابی ایمپلیفیاٹر ثابت یا منفی جانب لبریز پایا جاتا ہے۔ حسابی ایمپلیفیاٹر کے  $v_0$  کو صفر ولٹ پر لانے کی خاطر حسابی ایمپلیفیاٹر کے دونوں داخلی سروں کے مابین برقی دباؤ  $V_{OS}$  مہیا کرنا پڑتا ہے۔

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

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

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



شکل 1.33: داخلی اخراجی بر قی 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

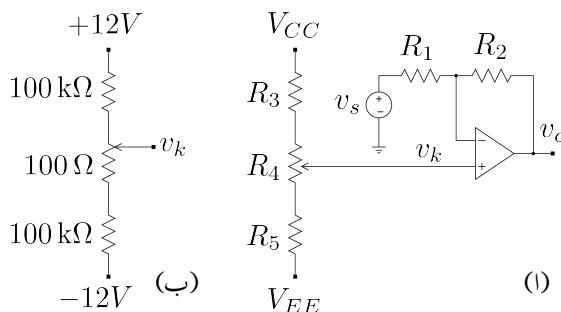
$$(1.67) \quad V_{OS} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o$$

شکل 1.34 میں اندروونی داخلی اخراجی بر قی 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 بر قی دباؤ استعمال کردہ حسابی ایمپلیفیائر کے اندروونی داخلی اخراجی بر قی 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 اخراجی بر قی دباؤ کے اثر کو ختم کیا جاتا ہے۔

مثال 1.23: اگر شکل 1.34 الف میں

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

ہیں۔ داخلی اخراجی بر قی دباؤ کے خاتمے کے لئے درکار مزاحمت  $R_3$ ،  $R_4$  اور  $R_5$  منتخب کریں۔



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

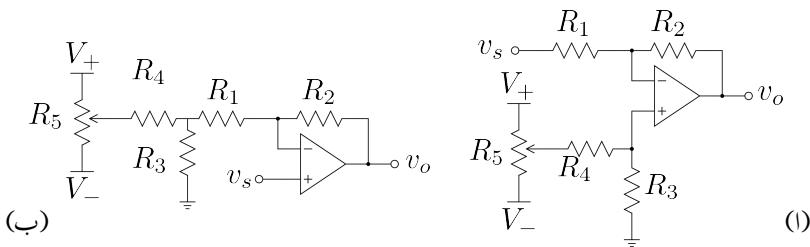
حل: چونکہ داخلی انحرافی بر قی دباؤ کی قیمت معلوم ہونے کے باوجود اس کا رخ معلوم نہیں ہوتا لہذا ہمیں ان مزاحمت کو یوں منتخب کرنا ہو گا کہ  $R_4$  تبدیل کرتے ہوئے ہم  $2\text{mV}$  تا  $-2\text{mV}$  یعنی کل  $4\text{mV}$  کی تبدیلی حاصل کر سکیں۔ ہم  $R_3 = R_5 = 100\text{k}\Omega$  لیتے ہوئے  $R_4$  کی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

ہمیں 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: داخلي انحرافی برقی دباؤ سے پاک ایکپلینیاٹر

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

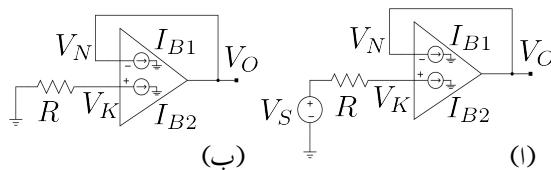
$$\begin{aligned} \frac{v_k - V_{CC}}{R_3 + R_4} + \frac{v_k - V_{EE}}{R_5} &= 0 \\ \frac{v_k - 12}{100000 + 100} + \frac{v_k + 12}{100000} &= 0 \\ v_k &= -5.99 \text{ mV} \end{aligned}$$

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

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

### 1.7.2 داخلي برقی روکامنٹ

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



شکل 1.36: داخلی برقی روکا مسئلہ

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

حسابی ایکپلینیٹر کی اندر وہی ساخت کی وجہ سے اس کے داخلی سروں پر یک سمتی برقی روکارہ ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ دونوں داخلی سروں پر برقی روکارخ ایک ہی سمت میں ہوتا ہے۔ اگر کسی ایک قسم کے ایکپلینیٹر میں برقی روکا رخ داخلی سروں پر اندر کی جانب ہو تو کسی دوسرے قسم کے ایکپلینیٹر میں دونوں یک سمتی داخلی برقی روکارخ باہر کی جانب ہو سکتا ہے۔ اس داخلی برقی روکے داخلي میلان برقی رو<sup>78</sup> کہتے ہیں کے مقدار کا دارو مدار ایکپلینیٹر کی ساخت پر ہوتا ہے۔ شکل 1.36 الف میں مسحکم کار دکھایا گیا ہے جہاں حسابی ایکپلینیٹر کے داخلی برقی روکارخ  $I_{B1}$  اور  $I_{B2}$  کو منبع مستقل برقی روکو<sup>79</sup> تصور کیا گیا ہے۔ یک سمتی داخلی اشارہ  $V_S$  کی قیمت صفر ہونے کی صورت میں شکل الف حاصل ہوتا ہے۔ مسحکم کار کی خاصیت یہ ہے کہ یہ داخلی اشارہ کو بغیر تبدیلی خارج کرتا ہے۔ یوں ہم توقع رکھتے ہیں کہ  $V_S = 0$  کی صورت میں  $V_O = 0$  ہو گا مگر ایسا نہیں ہوتا۔ شکل الف پر غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ داخلی برقی روکی وجہ سے

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

حاصل ہوتا ہے۔  $V_N = V_K$  ہونے سے

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

حاصل ہو گا۔ جیسا کہ پہلے ذکر ہوا، چونکہ عام حالات میں داخلی میلان برقی روکی قیمت نہیں کم ہوتی ہے لہذا اس برقی روکو عموماً نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے۔ اس وقت ہم کوئی ایسی ترکیب جاننا چاہیں گے کہ ناقابل نظر انداز داخلی میلان برقی روکی 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 مختتم کار کو ذرا تبدیل کرتے ہوئے اس میں مزاحمت  $R_1$  شامل کیا گیا ہے۔ مختتم 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 اُوہم کے قانون سے

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

لکھا جاسکتا ہے جس سے

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

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

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

دور میں

(1.69)

$$R_1 = R$$

لینے سے  $V_O = 0$  حاصل ہوتا ہے یعنی

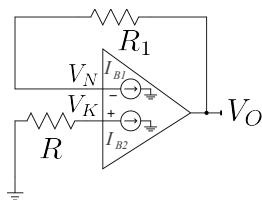
$$V_O = -I_B R + I_B R = 0$$

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

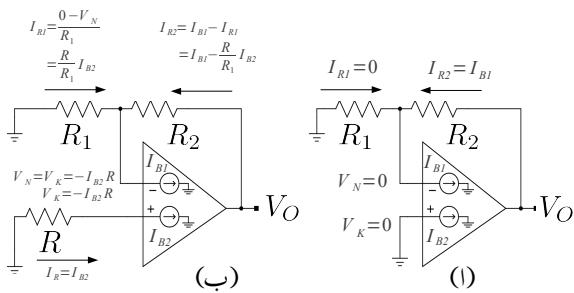
اگر  $R_1 = R$  لیتے ہوئے اس حقیقت کو مد نظر رکھا جائے کہ دونوں داخلی برقی رو کے قیمتیں برابر نہیں ہوتیں تو اس صورت میں گزشتہ مساوات سے

(1.70)

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



شکل 1.37: داخلي برقي روکے مسئلہ کا حل



شکل 1.38: منقی ایکلپسیناٹر میں مسئلہ داخلي برقي رو او اس کا حل

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

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

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

مثال 1.24: منقی ایکلپسیناٹر میں مسئلہ داخلي برقي دباو کی نشاندہی کریں اور اس سے نپٹنے کا حل دریافت کریں۔

حل: شکل 1.7 میں منقی ایکلپسیناٹر دکھایا گیا ہے جس میں داخلي اشارہ کی قیمت صفر کرنے سے شکل 1.38 الف حاصل ہوتا ہے۔ شکل-الف میں ثابت داخلي سرا برقي زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا  $V_K = 0$  ہے اور یوں  $V_N = V_K = 0$  ہو گا اور یوں منقی داخلي سرے کی داخلي

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

پس منفی ایمپلیفائر کے ثبت داخلي سرے اور برقی زمین کے درمیان متوازی جڑے  $R_1$  اور  $R_2$  کے برابر مزاحمت نسب کرنے سے داخلي میلان برقی رو کا مسئلہ حل ہو جاتا ہے۔

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

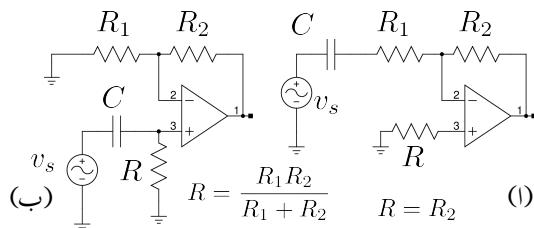
$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

لیتے ہوئے

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

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

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



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

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

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

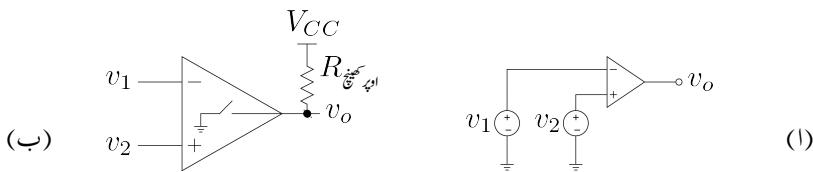
نسب کر کے اس داخلی سرے کے یک سمتی میلان برقی رو کو زمین تک راستہ فراہم کیا جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ مسئلہ داخلی میلان برقی رو کو بھی حل کیا جاتا ہے۔ بیہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ ثابت داخلی سرے اور زمین کے درمیان مزاحمت  $R$  نسب کرنے سے اس داخلی سرے کا داخلی مزاحمت کم ہوتا ہے جو کہ عموماً قابل برداشت نہیں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

## 1.8 موازنہ کار

شکل 1.40 الف کے حسابی ایکپلیفائر میں  $v_1 > v_2$  کی صورت میں  $v_o$  مکمل ثبت یعنی  $V_{CC}$  پر ہو گا جبکہ  $v_1 < v_2$  کی صورت میں  $v_o$  مکمل مخفی یعنی  $V_{EE}$  پر ہو گا۔ حسابی ایکپلیفائر داخلی اشارات کا موازنہ کرتے ہوئے  $V_{EE}$  یا  $V_{CC}$  خارج کرتا ہے۔ یہ عمل نہایت 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 ایکپلیفائر کی ہے۔ حسابی ایکپلیفائر ثبت یا مخفی اشارہ خارج کر سکتا ہے جبکہ موازنہ کار داخلی اشارات کا موازنہ کرتے ہوئے دو مختلف صورت اختیار کر سکتا ہے۔ ایک صورت میں یہ منقطع ہو جاتا ہے جبکہ دوسری صورت میں یہ مقرر برقی دباؤ خارج کرتا ہے جو عموماً 0V یا  $V_{EE}$  ہوتا ہے۔

comparator<sup>80</sup>



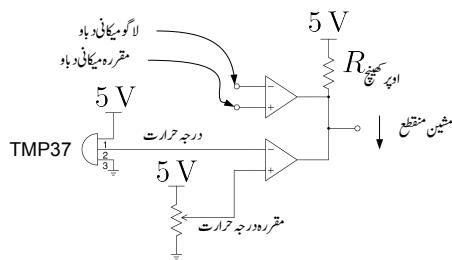
### شکل 1.40: موازنہ کار

موازنہ کار کی کارکردگی کو شکل الف میں دکھایا گیا ہے جہاں اس کے مکانی خارجی صورت منقطع اور  $V_0$  ہیں۔  $v_1 > v_2$  کی صورت میں سوچ منقطع رہتا ہے جبکہ  $v_1 < v_2$  کی صورت میں سوچ چاپو ہو کر خارجی سرے کو برتی زمین کے ساتھ جوڑتا ہے۔ خارجی سرے اور  $V_{CC}$  کے درمیان مراجحت سختی اور  $R$  جوڑنے سے منقطع صورت میں  $v_o = V_{CC}$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔

آئیں موازنہ کار کے استعمال کی ایک مثال دیکھیں۔

مثال 1.25: اس مثال میں چالو میشین کے درجہ حرارت اور اس میں میکانی دباؤ پر نظر رکھا جاتا ہے۔ اگر ان میں کوئی ایک یا دونوں مقررہ حد سے تجاوز کریں تو میشین کو منقطع کر دیا جاتا ہے۔ میشین اس وقت تک چالو رہتا ہے جب تک اسے چالو رکھنے والا  $V_0$  کا اشارہ ملتا رہے۔ میشین اسی دم منقطع ہو جاتا ہے جب اسے منقطع کرنے والا  $v_0$  کا اشارہ ملے۔ منقطع کر دینے والے اشارے کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔

شکل 1.41 میں دو موازنہ کار متوازی جوڑے گئے ہیں۔ نچلے موازنہ کار کے منفی داخلی سرے پر 78<sup>1</sup> TMP37 کا خارجی اشارہ جوڑا گیا ہے جسے شکل میں درجہ حرارت کہا گیا ہے۔ TMP37 ایسا مخلوط دور ہے جو درجہ حرارت کے راست تناسب برقرار رکھتا ہے۔  $0^{\circ}\text{C}$  پر 0 V اور  $100^{\circ}\text{C}$  پر یہ 1 V خارج کرتا ہے۔ اس کو 5 V کی درکار طاقت مہیا کی گئی ہے۔ اسی موازنہ کار کے ثبت داخلی سرے پر قابل تبدیل مزاحمت نسب کی گئی ہے۔ قابل تبدیل مزاحمت پر نسب پیچ کو گھماتے ہوئے موازنہ کار کے ثبت داخلی سرے پر 0 V تا 5 V برقی دباؤ دیا جاسکتا ہے جسے شکل میں مقررہ درجہ حرارت کہا گیا ہے۔ مقررہ درجہ حرارت کو 0.5 V پر رکھا گیا ہے۔  $50^{\circ}\text{C}$  پر TMP37 اشارہ یہ پانچ 0.5 V خارج کرے گا۔



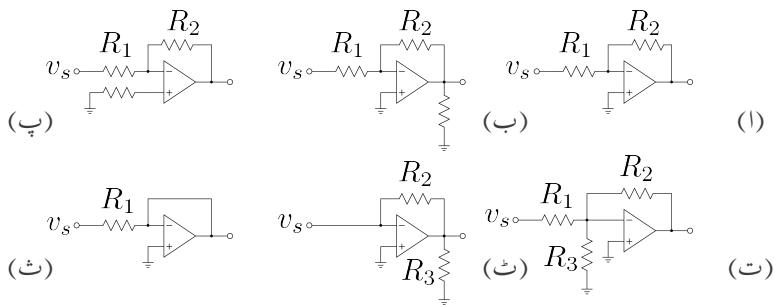
شکل 1.41: موائزہ کار کی مثال

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

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

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

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



شکل 1.42: حسابی منقی ایمپلینٹر کے سوالات

### سوالات

#### سوال 1.1: شکل 1.42 میں

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

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

ہیں۔

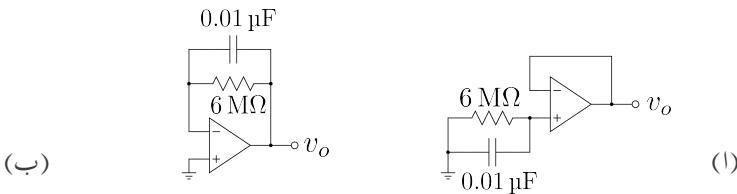
- کامل حسابی ایمپلینٹر تصور کرتے ہوئے ان تمام ادوار کے داخلی مزاحمت اور خارجی اشارے حاصل کریں۔
- غیر کامل حسابی ایمپلینٹر تصور کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ غیر کامل حسابی ایمپلینٹر کے جزو

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

ہیں۔

جو ایات: داخلی مزاحمت:  $10 \text{ k}\Omega, 10 \text{ k}\Omega, 0 \Omega, 0 \Omega$  اور  
خارجی اشارہ:  $-10 \text{ V}, -10 \text{ V}, -10 \text{ V}, -10 \text{ V}, -12 \text{ V}$  اور  $0 \text{ V}$

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



شکل 1.43: حسابی ایکلیپسیفار کے میلان برقی رو کا حصول

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

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

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

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

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

سوال 1.4: حسابی ایکلیپسیفار 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  $V_o = -1.2 \text{ V}$  بجکہ شکل اف میں  $V_o = -1.21 \text{ V}$  پایا جاتا ہے۔ ثابت داخلی سرے کی میلان برقی رو  $I_{B1}$  اور منفی داخلی سرے کی میلان برقی رو  $I_{B2}$  اور ان کی سمیتیں حاصل کریں۔

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

• ایک حسابی ایکلیپسیفار 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:  $200 \text{ nA}$ ,  $201.66 \text{ nA}$ , داخلي سروں سے باہر جانب،  $15 \text{ M}\Omega$

سوال 1.5: عفت برخنز نے انجینئرنگ کے آخری سال میں آلاتی ایکلیپسیفار کو استعمال کرتے ہوئے برق قلب نگار<sup>82</sup> بنانے کا منصوبہ بنایا۔ پہلے مرحلے میں انہوں نے شکل 1.26 میں  $R_1 = 250 \Omega$ ,  $R_2 = 2.5 \text{ k}\Omega$  اور  $R_3 = R_4 = 39 \text{ k}\Omega$  رکھ کر دایں ہاتھ کی کلامی کو  $v_1$  جبکہ باہمی ہاتھ کی کلامی کو  $v_2$  کے ساتھ جوڑا۔ ایسا کرنے کی خاطر ہم محوری تار<sup>83</sup> استعمال کئے گئے جن کی بیرونی تابعی کی چادر کو دور کے برتنی زمین کے ساتھ جوڑا گیا تاکہ تار میں حساس اشارات پر بیرونی ناپسندیدہ برتنی شور کے اثرات کم سے کم کئے جاسکیں۔ دایاں ٹھنڈے بھی برتنی زمین کے ساتھ جوڑا گیا جس سے  $50 \text{ Hz}$  کا برتنی شور نہیں کم ہو جاتا ہے۔ حساس اشارات میں واپڈا کے  $50 \text{ Hz}$  کا شور عموماً پایا جاتا ہے جس سے پہنچنا ضروری ہوتا ہے۔

انہوں نے دیکھا کہ  $v_0$  پر دل کی دھڑکن کی چوٹی  $0.6 \text{ V}$  تھی۔

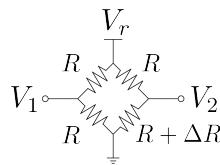
- اصل اشارہ  $v_1 - v_2$  کی قیمت دریافت کریں۔
- دل کا کون سا طرف دھڑکتے وقت ثبت برتنی دباؤ پر تھا۔

سوال 1.6: برتنی قلب نگار میں برتنی شور کے مسئلہ پر تحقیق کرنے کی خاطر عفت نے سائنس نما داخلي اشارے کے جیطے کو سو گنا بڑھانے کی خاطر شکل 1.7 میں دکھائے مخفی حسابی ایکلیپسیفار استعمال کیا جس میں  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$  رکھے گئے۔ بغیر زیادہ غور کئے لمبرین<sup>84</sup> پر دیکھا گیا کہ  $0.1 \text{ V}$  کا اشارہ بڑھاتے وقت دور نہیں کام کرتے ہوئے  $10 \text{ mV}$  خارج کرتا ہے۔ عفت نے امید رکھی کہ  $10 \text{ mV}$  کے اشارے کو بھی دور خوش اسلوبی سے بڑھاتے ہوئے  $1 \text{ V}$  خارج کرے گا۔ لمبرین میں غور سے دیکھتے ہوئے معلوم ہوا ہے کہ خارجی اشارے کی ثبت چوٹی  $1.2 \text{ V}$  جبکہ اس کی مخفی چوٹی  $-0.8 \text{ V}$  پر تھی۔

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

---

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



شکل 1.44: ویٹ سٹون چکور

- ثابت داخلی سرے پر درکار مزاحمت نسب کرنے سے  $v_o = 0.19 \text{ V}$  کی صورت میں  $v_s = 0 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں میلان برق روکی وجہ سے خارجی اشارے میں 10 mV کا فرق پیدا ہو رہا تھا۔ میلان برق روکی قیمت حاصل کریں۔
- توقع کی جاتی ہے کہ بقايا  $v_o = 0.19 \text{ V}$  داخلی انحرافی برق دباؤ کی وجہ سے ہے۔ استعمال کئے گئے حسابی ایکپلینیٹر 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 سیل<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  $R$  ہوتی ہے۔ وزن پڑنے پر ان میں سے ایک مزاحمت کی تبدیل ہو کر  $R + \Delta R$  ہو جاتی ہے۔ ویٹ سٹون چکور سے اشارات  $V_1$  اور  $V_2$  حاصل کرتے ہوئے آلاتی ایکپلینیٹر 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 ایکپلینیٹر کے ساتھ جوڑ کر خارجی اشارہ  $v_o$  کی مساوات حاصل کریں۔ آلاتی ایکپلینیٹر کو صفحہ 54 پر شکل 1.5.9 میں دکھایا گیا ہے۔

جواب: ویٹ سٹون چکور کا

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

---

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

- $v_o$  کے ممکنہ حدود حاصل کریں۔
- کل غلطی اصل جواب کے کتنے فی صد ہے۔
- اگر کل غلطی کو 5% سے کم رکھا جائے تو 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۔  $\pm 1.33\%$  ہے۔

سوال 1.9: غیر کامل حسابی ایکلینیفار استعمال کرتے ہوئے مقنی حسابی ایکلینیفار 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  $\frac{v_o}{v_s} = -9.99 \frac{V}{V}$  حاصل ہوا ہے۔ کامل حسابی ایکلینیفار کا مساوی دور استعمال کرتے ہوئے حسابی ایکلینیفار کی  $A_d$  حاصل کریں۔

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

سوال 1.10: صفحہ 2 پر مزاجت نما ایکلینیفار دکھایا گیا ہے۔  $\rightarrow \infty \rightarrow A_d$  کی صورت میں مزاجت نما ایکلینیفار کی  $\frac{v_o}{i_s} = -R$  کے برابر ہوتی ہے۔ محدود  $A_d$  کی صورت میں حسابی ایکلینیفار کے کامل مساوی دور کے استعمال سے  $\frac{v_o}{i_s}$  اور داخلی مزاجت حاصل کریں۔

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

سوال 1.11: ایک منفی حسابی ایکپلیفار جس کی  $A_d = 60000 \frac{V}{V}$  ہو خطی نظرے میں رہتے ہوئے 12 V خارج کر رہا ہے۔ کامل مساوی دور استعمال کرتے ہوئے منفی داخلی سرے پر برقی دباؤ حاصل کریں۔ اگر  $A_d = 1000 \frac{V}{V}$  ہوتا تب جواب کیا ہوتا۔

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

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

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

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

•  $A_d = 10000 \frac{V}{V}$  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 ایکپلیفار میں  $R_1 = 180 \Omega$  پہلے سے نسب ہو تو  $R_1$  کے متوازی کتنی مزاحمت جوڑنے سے بالکل صحیح درکار  $R_1$  حاصل ہوتی ہے۔

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

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

جواب:  $v_s = 0.882 \text{ s}$ ,  $v_o = 8.82 \text{ s}$ ۔ ان جوابات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ داخلی اشارے کی عدم موجودگی یعنی  $v_s = 0$  کی صورت میں تکمل کار صفر ولٹ خارج نہیں کرتا بلکہ خارجی اشارہ تکملہ مثبت یا تکملہ منفی جانب پہنچنے کی کوشش کرتا ہے۔  $RC$  کی قیمت بڑھا کر  $v_o$  کی رفتار آہستہ کرتے ہوئے اس عمل کو دیکھنے کی وضاحت 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۔ تجھتاً 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 عددی سے مثال کار دکھایا گیا ہے۔  $15_{10}$  سروں پر  $12\text{V}$  خارج کرنے کی خاطر  $R'$  کی قیمت حاصل کریں۔ اس صورت  $9_{10}$  پر کتنی مثال برقی دباؤ خارج کیا جائے گا۔

جواب:  $15_{10}$  در حقیقت  $1111_2$  کو ظاہر کرتا ہے۔  $1.28R = R'$  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 نشیرات کی خاطر سوال و جواب کیا جاتا ہے۔ ٹریکٹر کی شور کو ختم کرنے کی خاطر دو ماںک کا استعمال کیا جاتا ہے۔ ایک ماںک کو ڈرائیور کے منہ سے دو فٹ کے فاصلے پر جبکہ دوسرا کو منہ کے قریب رکھا جاتا ہے۔ دور ماںک صرف ٹریکٹر کا شور سنتے ہوئے  $v_{s1}$  اشارہ خارج کرتا ہے جبکہ قریب ماںک ٹریکٹر کے شور کے ساتھ ساتھ ڈرائیور کی گفتگو بھی حاصل کرتے ہوئے اشارہ  $v_{s2}$  خارج کرتا ہے۔ ٹریکٹر کے شور کو  $V_t \cos \omega_t t$  جبکہ ڈرائیور کے گفتگو کو  $V_d \cos \omega_d t$  لکھتے ہوئے

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

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

اشرات 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 ڈور ماںک میں نسبتاً زیادہ شور پایا جاتا ہے۔ یوں

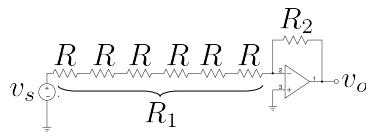
$$v_{s2} = V_t \cos \omega_t t + V_d \cos \omega_d t$$

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

اشرات حاصل ہوتے ہیں۔ حل تجویز کریں۔

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

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



شکل 1.45: بلند برقی دادکے اشارے کا حصول

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

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

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

جوابات: 2.4 V اور 2 V

سوال 1.19: مستطیلی پتلے اشارات<sup>88</sup> کے دورانیہ چڑائی<sup>89</sup> سے مراد اشارے کا 10% سے 90% 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۔

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

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

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

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

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

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

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

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

جوابات:  $R, R, 2R, R$ ، اور  $R$

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

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

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

کے داخلی اشارات منفی کار کو مہیا کئے جاتے ہیں جہاں  $v_m$  کو مشترکہ اشارہ<sup>93</sup> جبکہ  $v_f$  کو تفرقہ اشارہ<sup>94</sup> کہتے ہیں۔ خارجی مساوات کو

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

صورت میں لکھیں۔ مشترکہ افزائش تفرقہ افزائش کو مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت<sup>95</sup> CMRR کہتے ہیں۔ ثابت کریں کہ

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

common mode 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 لاحدہ حاصل ہوتی ہے۔ حقیقی مزاحموں کی قیمت ان کے پکارے 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  $A = \frac{A+1+\epsilon^2}{4\epsilon}$  کے برابر ہے اور مزاحت کے قیتوں میں 5% غلطی کے لئے  $\epsilon = 0.05$  ہو گا۔

سوال 1.24 کی صورت میں اگر مزاحموں کے قیتوں میں  $\pm 5\%$  غلطی کی گنجائش 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: 5500، 110

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

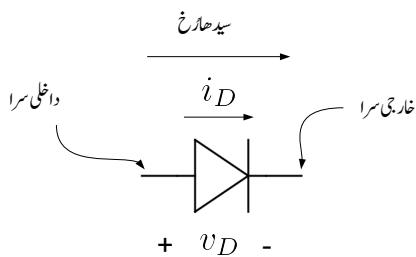
جواب:  $|V_p| > 0.2625\text{ V}$



## البٰب 2

### ڈائیوڈ

الیکٹرانک پر زہ جات میں ڈائیوڈ<sup>1</sup> کلیدی مقام رکھتا ہے۔ ڈائیوڈ کی علامت شکل 2.1 میں دکھائی گئی ہے۔ ڈائیوڈ کی خاصیت یہ ہے کہ اس کے دو سروں کے مابین، برقی رو صرف ایک رُخ میں گز رکھتی ہے۔ ڈائیوڈ کی علامت میں تیر کا نشان اسی رُخ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس رُخ کو ڈائیوڈ کا سیدھا رُخ کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کے دو اہم اقسام سلیکان ڈائیوڈ اور جرمینیم ڈائیوڈ ہیں۔ سلیکان ڈائیوڈ کے خصوصیات جرمینیم ڈائیوڈ سے بہت بہتر ہیں۔ اسی لئے سلیکان ڈائیوڈ زیادہ مقبول ہیں۔ اس کتاب میں سلیکان ڈائیوڈ پر ہی تبصرہ کیا جائے گا۔ ڈائیوڈ کے دو سروں کے مابین برقی دباؤ  $v_D$  اور ڈائیوڈ میں سیدھے



شکل 2.1: ڈائیوڈ کی علامت

---

diode<sup>1</sup>

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

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

اس مساوات میں حرارتی برق دباؤ<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 برق رو<sup>3</sup>

$1.6 \times 10^{-19} C$  ایکٹران کا برق بار<sup>4</sup>  $q$

$1.38 \times 10^{-23} J/K$  بولٹمن<sup>5</sup> کا مستقل  $k$

$T$  کیلون پیکاش حرارت<sup>6</sup>

$V_T$  حرارتی برق 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 دوسرے 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  $^{\circ}\text{C}$  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۔

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

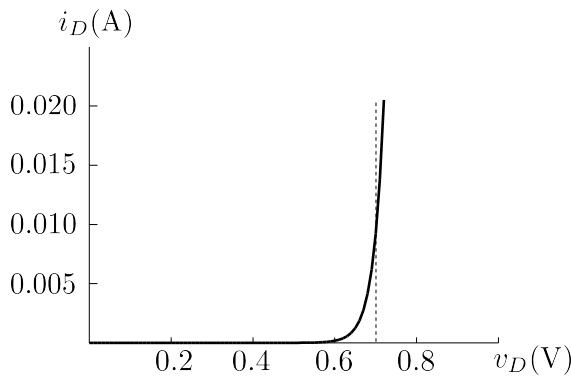
$$v_D = V_T \ln \left( \frac{i_D}{I_S} + 1 \right) = 0.025 \times \ln \left( \frac{10 \times 10^{-3}}{5.1 \times 10^{-15}} + 1 \right) = 0.708 \text{ V} .2$$

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


---

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 جرمینیم 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 بر قی دباؤ کے لئے شکل 2.2 میں گراف کیا گیا ہے جہاں افقی محور پر  $v_D$  کو ولٹ میں اور عمودی محور پر  $i_D$  کو ایمپیر میں دکھایا گیا ہے۔ اس گراف سے واضح ہے کہ  $0.5V > v_D > 0V$  کے احاطے میں ڈائیوڈ سے گزرتی بر قی رو قابل نظر انداز ہے۔ اگرچہ جب بھی  $v_D > 0V$  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 برق 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 0.7V پر نقطہ دار لکیر لگا کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی بر قی دباؤ  $v_D$  تقریباً 0.7V ولٹ رہتی ہے۔ ڈائیوڈ پر سیدھے رخ بر قی دباؤ کو سیدھے رخ ڈائیوڈ پر برق دباؤ کا گھٹنا و

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

کہتے ہیں جسے عموماً چھوٹا کر کے سیدھا برتقی دباؤ کا گھٹاؤ یا مزید چھوٹا کر کے صرف سیدھا گھٹاؤ کہتے ہیں۔ یوں ڈائیوڈ کا سیدھا گھٹاؤ تقریباً  $0.7\text{V}$  وولٹ تصور کیا جاتا ہے۔

---

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

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

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

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

حل:

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

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

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


---



---

مثال 2.4:  $I_S$  کی قیمت درج حرارت بڑھنے سے 15% فی کیلوں بڑھتی ہے۔  $5^\circ\text{C}$  درجہ حرارت بڑھنے سے  $I_S$  کی قیمت کتنی ہو جائے گی۔

حل: درجہ حرارت  $1^\circ\text{C}$  بڑھنے سے نئی قیمت  $1.15I_S$  ہو جائے گی۔ مزید  $1^\circ\text{C}$  بڑھنے سے  $I_S$  مزید  $1.15^2 I_S$  یعنی  $1.15 \times 1.15I_S$  ہو جائے گی۔ یوں  $5^\circ\text{C}$  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  $25^{\circ}\text{C}$  پر  $I_S = 10^{-15} \text{ A}$  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۔

---

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

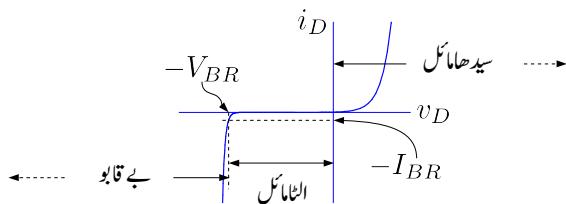
$$2^{20} \times I_S \approx 1 \text{ nA}$$


---

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۔ حقیقتی ڈائیوڈ میں الٹی رخ برقی رو کی قیمت  $I_S$  سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے۔ مثلاً جہاں الٹے مائل ڈائیوڈ کے مساوات کے مطابق  $I_S = 10^{-15} \text{ A}$  برقی رو گزرننا چاہئے وہاں حقیقت میں الٹی رخ  $A^{-9}$  برقی رو بھی ممکن ہے۔ مزید یہ کہ اثنامائل 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 دستا برق رو<sup>12</sup> ہے جو ڈائیوڈ کے  $pn$  جوڑ کے رقبے کے ساتھ راہ راست تناسب رکھتا ہے۔  $I_S$  بھی ڈائیوڈ کے  $pn$  جوڑ کے رقبے کے ساتھ راہ راست تناسب رکھتا ہے۔ درجہ حرارت  $5^{\circ}\text{C}$  بڑھنے سے  $I_S$  کی قیمت دگنی ہو جاتی ہے جبکہ الٹی رخ دستا برق رو کی قیمت  $10^{\circ}\text{C}$  بڑھنے سے دگنی ہوتی ہے۔

جب ڈائیوڈ پر بیرونی لاغو برقی دباؤ ڈائیوڈ میں الٹی رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرے ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ اتنا مائل<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 کا خط

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 اٹھ مائل خطے دکھائے گئے ہیں۔ اس شکل میں بے قابو خطہ<sup>15</sup> بھی دکھایا گیا ہے جو مساوات 2.3 سے کسی صورت اخذ نہیں کیا جا سکتا۔

درachi مساوات 2.3 حاصل کرتے وقت ڈائیوڈ کی کئی پیچیدگیاں نظر انداز کی گئیں اور یوں اگرچہ یہ مساوات سیدھے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی کو بہت بہتر بیان کرتا ہے، اٹھ مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی کو یہ پوری طرح صحیح بیان نہیں کرتا اور ڈائیوڈ کے بے قابو خطے کو سراسر خطرا کر جاتا ہے۔ بے قابو خطے پر آگے تبصرہ کیا جائے گا۔ یہاں صرف اتنا بتانا ضروری ہے کہ اگر ڈائیوڈ پر اٹھ رخ برقی دباؤ لا گو کر کے اسے الثامائل کیا جائے تو ڈائیوڈ اس برقی رو کو برداشت کرتا ہے اور اٹھ رخ برقی رو نہیں گزرنے دیتا۔ اگر اس الثامائل کرنے والے برقی دباؤ کو بہتر تن بڑھائی جائے تو آخر کار یہ ڈائیوڈ کے برداشت کے حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈائیوڈ کیک دم اٹھ رخ بے قابو برقی رو گزارنے دے گا۔ جس برقی دباؤ پر ایسا ہوا سے ڈائیوڈ کی ناقابل برداشت الٹ برق دباؤ<sup>16</sup>  $V_{BR}$  کہتے ہیں۔ اگرچہ گراف میں ناقابل برداشت برقی دباؤ منفی محور پر ہے، اس کی قیمت ثابت لکھی اور پڑھی جاتی ہے۔ مختلف ڈائیوڈ کی ناقابل برداشت برقی 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  $0 < v_D$

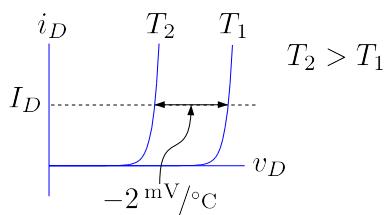
reverse leakage current<sup>12</sup>

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 بالمقابل درجہ حرارت

- اثماں کل  $-V_{BR} < v_D < 0$
- بے قابو  $v_D < -V_{BR}$

ڈائیوڈ کی مساوات میں  $V_T$  واضح طور پر درجہ حرارت پر منحصر ہے۔ اگرچہ  $I_S$  کو مستقل سمجھا گیا ہے، حقیقت میں یہ بھی درجہ حرارت پر منحصر ہوتا ہے۔ اگر ڈائیوڈ میں سیدھے رخ برقی رو کی قیمت تبدیل نہ کرتے ہوئے درجہ حرارت بڑھایا جائے تو مساوات 2.3 میں  $V_T$  کی وجہ سے ہم موقع کرتے ہیں کہ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کی قیمت بھی بڑھے گی۔ جیسا شکل 2.4 میں دکھایا گیا ہے، حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور ہم دیکھتے ہیں کہ برقی رو بدلتے بغیر،  $1^\circ\text{C}$  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 رو کی 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 برقیاتی ہقرومامیٹر<sup>17</sup> بنانے میں بروئے کار لایا گیا ہے۔

مثال 2.5: میں نے لاہور میں ٹھوکر نیاز بیک کے مقام پر واقع عطا گروپ آف انڈسٹریز<sup>18</sup> میں کام کرتے ہوئے قوی برقيات<sup>19</sup> کے میدان میں 100 kW تا 1.5 MW کے لوہا گھالنے 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 اندروفنی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔
- گرم ہونے کے بعد ڈائیوڈ میں برقی طاقت کا ضیاء حاصل کریں۔
- فنِ واحد طاقت کے ضیاء سے درجہ حرارت میں اضافے کو ڈائیوڈ کا حراری مذاہمت<sup>21</sup> کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کا حراری مذاہمت حاصل کریں۔

حل:

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

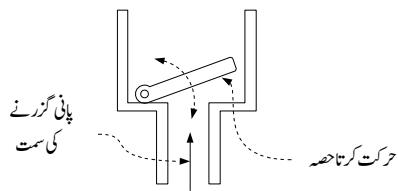
## 2.1 کامل ڈائیوڈ

ڈائیوڈ سمجھنے کی خاطر ہم کامل ڈائیوڈ کی بات کرتے ہیں۔ کامل 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۔

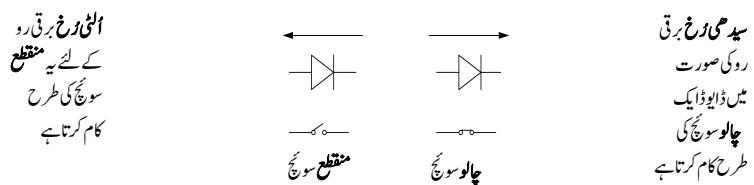
ڈائیوڈ کی کارکردگی دل کے والوں<sup>23</sup> کی مانند ہے۔ دل کا والوں کو صرف ایک جانب گزرنے دیتا ہے۔ اسی طرح ڈائیوڈ برقی رو کو صرف سیدھے رُخ گزرنے دیتا ہے۔ شکل 2.5 میں پانی کے پانپ پر نسب والو دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی شکل سے ہی واضح ہے۔

برقی نقطہ نظر سے کامل ڈائیوڈ کو ایک ایسا خود کار برقی سوچ<sup>24</sup> تصور کیا جا سکتا ہے جو ڈائیوڈ میں سے گزرتی

thermal resistance<sup>21</sup>  
ideal diode<sup>22</sup>  
valve<sup>23</sup>  
switch<sup>24</sup>

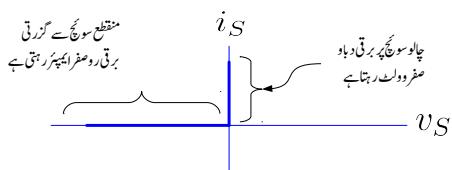


شکل 2.5: پانی کے پانپ پر نسب والو

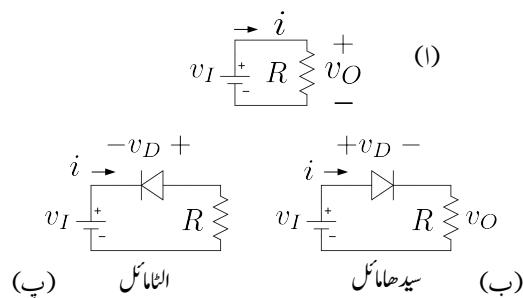


شکل 2.6: ڈائیوڈ بطری سوچ

برقی رو کی سمت کو دیکھتے ہوئے چالو یا مقطوع<sup>25</sup> ہو سکے۔ ڈائیوڈ میں سیدھے رخ برقی رو اسے چالو کرتی ہے جبکہ الٹی رخ برقی رو اسے مقطوع 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 0.7V کو نظر انداز کیا جائے تو یہ دونوں خطوط کیسا معلوم ہوتے ہیں



شکل 2.7: ڈائیوڈ سوچ کا خط



## شكل 2.8: سیدھاماکل ڈائیوڈ اور الشاماکل ڈائیوڈ

ڈالوڈ کے چند ادوار 2.2

شکل 2.8 میں تین ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف میں برقی دباؤ  $I_7$ ، گھٹری کی سمت میں برقی رو ن پیدا کرتا ہے جسے تیر کے نشان سے ظاہر کیا گیا ہے۔ شکل ب اور شکل پ میں مزاحمت کے ساتھ سلسلہ وار ڈائیوڈ بھی نسب کر دئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ڈائیوڈ یوں جوڑا گیا ہے کہ برقی رو ن کی سمت شکل 2.1 میں دکھائے ڈایوڈ کے سیدھے رخ کی جانب ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو ن کی سمت ڈایوڈ کی الٹ رخ کی جانب ہے۔ یوں شکل ب میں برقی رو ن کا گزر ممکن ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو ن کا گزر ناممکن ہے۔ شکل ب میں برقی دباؤ  $I_7$  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 بر عکس شکل پ میں برقی دباؤ  $I_7$  ڈائیوڈ میں اُنٹھے رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرتا ہے۔ اس صورت میں ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ اُنھے رخ مائل کیا گیا ہے یا کہ ڈائیوڈ اُننا مائل<sup>27</sup> کیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کے سیدھے مائل حال کو چالو حال جبکہ اس کے اُنٹ مائل حال کو منقطع حال بھی کہتے ہیں۔ شکل ب کے لئے کر خوف 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۔

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

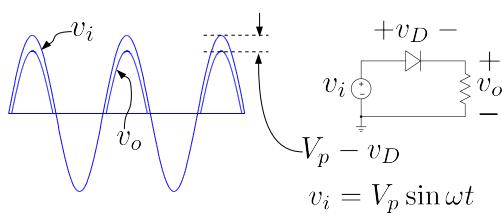
$$i = \frac{v_I}{R} = \frac{1.2}{1000} = 1.2\text{ mA} .2$$

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

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

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

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



شکل 2.9: نصف لہر مثبت سمت کار

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

#### 2.3.1 نصف لہر سمت کاری

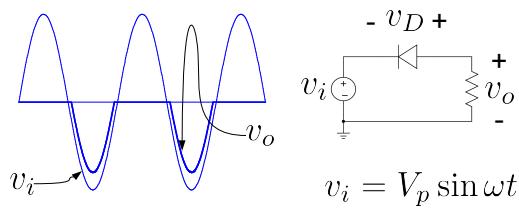
شکل 2.9 میں بدلتی داخلی برقی دباؤ  $v_i = V_p \sin \omega t$  کے ثبت حصے ڈائیوڈ کو سیدھا مائل کرتے ہیں۔ یوں اس دوران

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

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 آٹھا مائل کر کے مقطوع کر دیتے ہیں اور یوں اس دوران  $v_o = 0V$  ہوتا ہے۔ شکل 2.9 میں  $v_i$  اور  $v_o$  بھی گراف کئے گئے ہیں۔ آپ دکھ 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 گناہ 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 بدلتی داخلی برقی دباؤ جو ثابت اور منفی حصوں پر مشتمل ہے سے ایک ایسی خارجی برقی دباؤ حاصل کی گئی ہے جس میں داخلی برقی دباؤ کے صرف مثبت حصے موجود ہیں۔ بدلتی برقی دباؤ سے نصف لہر کی یک سمتی برقی دباؤ کے حصول کو نصف لہر سمت کاری<sup>28</sup> کہتے ہیں۔ یوں شکل 2.9 میں دئے دور کو نصف لہر مثبت سمت کار<sup>29</sup> کہتے ہیں۔

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



شکل 2.10: نصف لہر منفی سمت کار

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

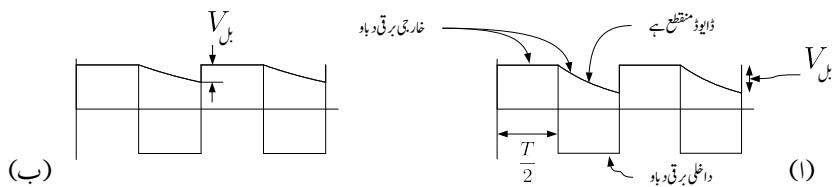
مثال 2.7: بوجھ سے لدے ثابت نصف لہر سمت کار کو 50 Hz تعداد  $\pm 15 \text{ V}$  جیطے کا مستطیل داخلي اشارہ فراہم کیا جاتا ہے جس کے ثابت اور منفی حصے برابر دورانی کے ہیں۔ بوجھ  $R_L = 100 \Omega$  جبکہ  $C = 100 \mu\text{F}$  ہیں۔ خارجی برقی دباؤ بلدار ہوتا ہے۔ اس میں بل<sup>34</sup> کی مقدار حاصل کریں۔ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کے گھنٹے کو نظر انداز کریں۔ خارجی برقی دباؤ میں بل کو 1 V سے کم رکھنے کی خاطر درکار کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ حل: شکل 2.11 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 مقطوع رہتا ہے۔ اس دوران کپیسٹر C برقی طاقت فراہم کرتا ہے۔ پچاس تعداد کے اشارے کا دوری عرصہ<sup>35</sup> میں ملی سینڈ ہے۔ یوں کپیسٹر سے دس ملی سینڈ کے لئے بد کی نکاسی ہوتی ہے۔ داخلی برقی دباؤ کے منفی ہونے کے لمحے کو  $t = 0$  لیتے ہوئے کپیسٹر پر برقی دباؤ  $v_C$  کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

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

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

<sup>32</sup> موہاں کی فون رکھنے والے بیہری چارجر سے بخوبی گاہوں 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 سینٹ بعد  $v_C = 5.5 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے جس سے

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

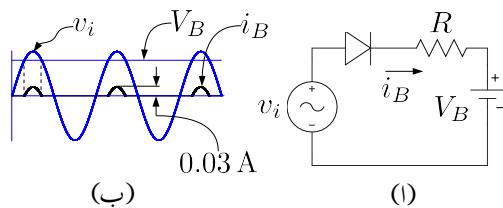
$$14 = 15e^{-\frac{0.01}{100C}}$$

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

حاصل ہوتا ہے۔ کپیسٹر، مزاحمت وغیرہ معین قیتوں میں دستیاب ہوتے ہیں لہذا انہیں قیتوں میں سے کپیسٹر، مزاحمت وغیرہ چنا ہوتا ہے۔ ہم 1500  $\mu\text{F}$  اور 25 V کا کپیسٹر استعمال کریں گے۔ کپیسٹر کے 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 2.12-1 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  $R = 100 \Omega$



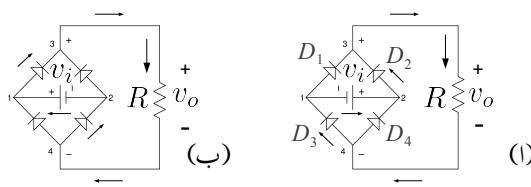
شکل 2.12: بیٹری چارج

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

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

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

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



شکل 2.13: مکمل اپر سمت کار

## 2.3.2 مکمل اپر سمت کاری

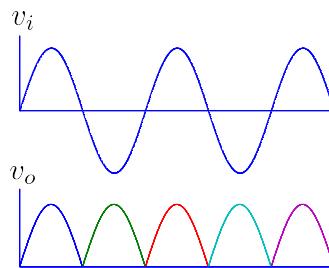
شکل 2.13 میں مکمل اپر سمت کار<sup>37</sup> دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں چار ڈائیوڈ مربع کی شکل میں جوڑے گئے ہیں اور دور کو  $v_i$  بطور پدتا داخلی برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے۔ دور کی کار کردگی سمجھنے کی خاطر شکل 2.14 الف پر توجہ رکھیں۔  $v_i$  کی قیمت ثابت ہونے کی صورت میں منبع برقی دباؤ کے ثبت (+) سرے سے برقی رو باہر کی جانب ہو گی۔ چونکہ برقی رو ڈائیوڈ میں الٹی جانب نہیں گزر سکتی لہذا یہ ڈائیوڈ  $D_2$  سے گزرے گی جبکہ اس دوران ڈائیوڈ  $D_4$  مقطوع حال رہے گا۔ برقی رو  $D_2$  سے خارج ہو کر چونکہ  $D_1$  میں الٹی جانب نہیں گزر سکتی 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 ثبت برقی دباؤ کی صورت میں برقی رو ڈائیوڈ  $D_2$  اور  $D_4$  سے گزرتی ہے جبکہ ڈائیوڈ  $D_1$  اور  $D_3$  مقطوع رہتے ہیں۔ اس دوران مزاحمت میں برقی رو کی سمت شکل میں دکھائی گئی ہے۔

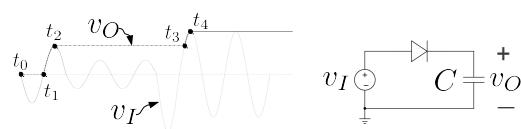
اب دیکھتے ہیں کہ منبع برقی دباؤ کے برقی دباؤ کی قیمت منفی ہونے کی صورت میں کیا ہوتا ہے۔ یہ صورت حال شکل 2.13 - ب میں دکھائی گئی ہے۔ اس صورت میں برقی رو ڈائیوڈ  $D_1$  اور  $D_4$  سے گزرے گی جبکہ  $D_2$  اور  $D_3$  مقطوع رہیں گے۔ برقی رو اب بھی مزاحمت میں گزشتہ سمت میں ہی گزرے گی۔

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

full wave rectifier<sup>37</sup>



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



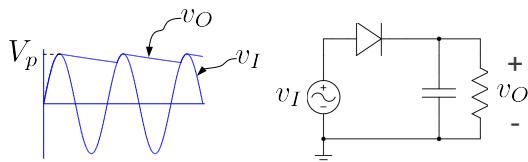
شکل 2.15: چوئی حاصل کار

## 2.4 چوئی حاصل کار

شکل 2.15 میں چوئی حاصل کار<sup>38</sup> دکھایا گیا ہے۔ اس دور کو ثبت آدھے لہر سمت کار میں ڈائیوڈ کے خارجی جانب مزاحمت کی جگہ کپیسٹر نسب کر کے حاصل کیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کے 0.7V گھنے کو نظر انداز کرتے ہوئے چوئی حاصل کار کی کار کرداری کچھ یوں ہے۔ وقت  $t = 0$  پر  $v_I$  پر صفر ولٹ کے برابر ہیں۔ لمحہ  $t_0$  سے لمحہ  $t_1$  تک 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 منقطع 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 پیداوی 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 نقطوں سے غایہ کیا گیا ہے  
 $t_0$ <sup>39</sup>



شکل 2.16: حیطہ اتار کار

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

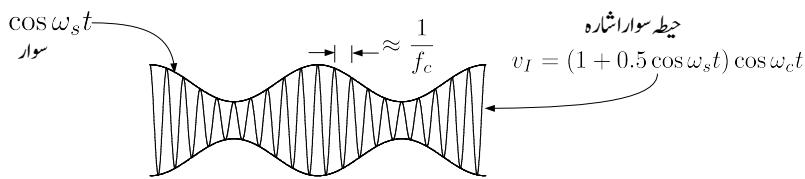
اس تجربی سے واضح ہے کہ یہ دور داخلی اشارہ کی چوٹی حاصل کر کے اس پر برقرار رہتا ہے۔ اسی لئے اسے ثابت چوٹی حاصل کار کہتے ہیں۔ اگر اس دور میں ڈائیوڈ ائٹ رخ لگایا جائے تو خارجی اشارہ  $v_O$  منفی چوٹی حاصل کرے گا اور یوں اس دور کو منفی چوٹی حاصل کار کہا جائے گا۔

## 2.5 حیطہ اتار کار

ثابت چوٹی حاصل کار میں کپیسٹر کے متوازی مزاحمت جوڑنے سے حیطہ اتار 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 داخلی برقی دباؤ گھٹتا ہے جبکہ خارجی جانب کپیسٹر اسی چوٹی پر رہ جاتا ہے۔ اس سے ڈائیوڈ ائٹ مائل ہو جاتا ہے اور اس میں سے برقی روکا گزر ناممکن ہو جاتا ہے۔ ڈائیوڈ کو منقطع تصور کریں تو ہمارے پاس بار سے بھرا شدہ کپیسٹر C اور اس کے متوازی جڑا مزاحمت R رہ جاتا ہے۔ کپیسٹر کا بار اسی مزاحمت کے راستے خارج ہو کر اس پر برقی دباؤ گھٹتا ہے۔ ایسا مندرجہ ذیل مساوات کے تحت ہوتا ہے۔

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

AM demodulator<sup>40</sup>



شکل 2.17: جیٹے 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۔ جیطے اتار کار میں RC کو یوں رکھا جاتا ہے کہ کپیسٹر پر  $v_I$  کے چوٹیوں کے برابر برقی دباؤ رہے جو دراصل  $v_s$  ہی ہے۔ یوں اصل اشارہ دوبارہ حاصل ہوتا ہے۔

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

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

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

AM modulator<sup>41</sup>  
carrier wave<sup>42</sup>  
modulating frequency<sup>43</sup>  
modulating wave<sup>44</sup>  
carrier frequency<sup>45</sup>

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

$v_I$  کے دو متواتر چوٹیوں کے درمیان جیط 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 مسئلہ مکلان کی مدد سے وقفہ 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 وقفہ 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۔ جیط اتار کار میں  $RC$  کو یوں رکھا جاتا ہے کہ بھیج گئے اشارے  $v_s$  میں زیادہ سے زیادہ تبدیلی کو بھی کپڑا جاسکے۔  $v_s$  میں تبدیلی کی شرح

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

ہے جس کی زیادہ سے زیادہ قیمت  $\omega_s t = \frac{n\pi}{2}$  پر حاصل ہوتی ہے جہاں  $n = 1, 3, 5, \dots$  ہے۔ یہ قیمت

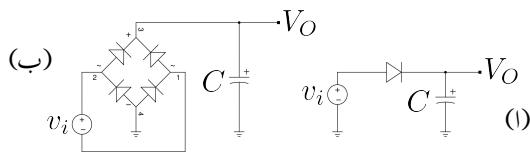
$$\left| \frac{dv_s}{dt} \right| = 0.5\omega_s$$

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

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

رکھا جاتا ہے۔ یہ مساوات حیطہ اتار کار کی مساوات ہے۔ اگر کپیسٹر کو اس مساوات سے حاصل قیمت سے زیادہ رکھا جائے تو خارجی اشارہ تیزی سے تبدیل ہونے والے داخلی اشارے کو نہیں پکڑ سکے گا۔ اگر کپیسٹر کی قیمت اس سے کم رکھی جائے تو خارجی اشارے میں بل<sup>47</sup> زیادہ پایا جائے گا۔

AM signal<sup>46</sup>  
ripple<sup>47</sup>



شکل 2.18: منبع برقی دباؤ

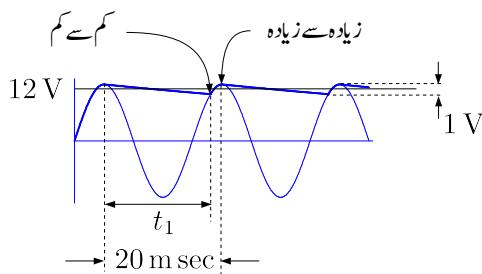
## 2.6 منبع برقی دباؤ

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 گھر بیلو بجلی یا صنعتی بجلی فراہم کرتے ہوئے یک سمتی برقی دباؤ یکسینی  $V$  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 جیطے اتار کار کی طرح ہے۔ البتہ منبع میں ہماری کوشش ہوتی ہے کہ یکسینی  $V$  میں بل کم سے کم ہوتا کہ اسے یک سمتی برقی دباؤ کے طور استعمال کرنا ممکن ہو۔ منبع برقی دباؤ تقریباً ہر بر قیانی آلہ یا مشین میں پائی جاتا ہے۔

چونکہ منبع برقی دباؤ داخلی طاقت 50 Hz کے سائن نما  $v_i$  سے حاصل کرتا ہے لہذا  $C$  بھی اسی تعداد سے بھرتا ہے۔  $v_i$  کے دو چوٹیوں کے مابین  $\frac{1}{50} = 20 \text{ ms}$  (بیس ملی سینڈ) 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 برقی بوجھ کو طاقت مہیا کرنا ہے۔ برقی بوجھ کو دی جانے والے برقی دباؤ کے قیمت میں کل تبدیلی  $\pm 0.5\text{V}$  سے کم ہونا ضروری ہے۔ کپیسٹر  $C$  کی قیمت حاصل کریں۔



شکل 2.19: مثال منع برقی دباؤ

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

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

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

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

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

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

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

ripple<sup>49</sup>

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۔

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

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

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

لکھا جا سکتا ہے جس سے

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

آپ نے دیکھا کہ دونوں طریقوں سے حل کرتے تقریباً برابر جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ البتہ دوسرا طریقہ استعمال کرتے ہوئے صرف کاغذ اور قلم استعمال کرتے ہوئے جواب کا حصول ممکن ہے۔

کپیسٹر کی قیمت بڑھانے سے منع کے خارجی برقی دباؤ میں بل کم کیا جا سکتا ہے۔ حقیقت میں ڈالیوڈ 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 سمتی برقی دباؤ کا حصول ممکن نہیں ہوتا۔ جہاں درکار یک سمتی برقی دباؤ کی قیمت چند ولٹ زیادہ یا کم قبل برداشت ہو وہاں اس طرح کی منع استعمال کی جاسکتی ہے۔ یک سمتی برقی دباؤ کی قیمت زیادہ یا کم ہونے کے باوجود برقی دباؤ میں بل<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 بل  $\pm 0.1\text{V}$  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۔

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

جواب:  $1000 \mu\text{F}$ 

مندرجہ بالا مثال کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ شکل 2.18 ب میں دکھائے منج بر قی 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 مرتعن 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 بر قی دباؤ کی زیادہ سے زیادہ قیمت  $V_p$  جبکہ اس میں کل بل  $\Delta V$  لکھتے ہوئے

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

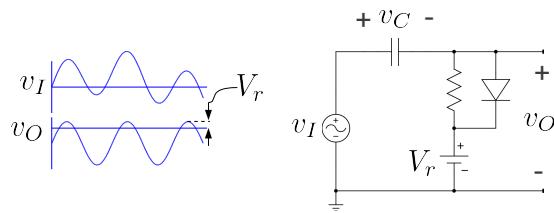
حاصل ہو گا۔

### 2.6.1 بر قیاتی شکنجہ

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

آپ جانتے ہیں کہ بدلتی بر قی رو مقتاطیں پیدا کرتی ہے اور بدلتی مقناطیسی میدان بر قی دباؤ کو جنم دیتا ہے۔ یوں اگر باریک اشاراتی تاروں کے قریب عام استعمال کے گھریلو یا صنعتی بجلی کے تار گزیریں تو ان میں بدلتی بر قی رو باریک اشاراتی تاروں میں بر قی دباؤ پیدا کرتا ہے جس سے اشارہ کا جیٹہ متاثر ہوتا ہے۔ شکل 2.20 میں اشارہ  $v_I$  کا جیٹہ یوں متاثر ہوا دکھایا گیا ہے۔ یہ اشارہ دراصل سائنس شکل کا تھا لیکن یہاں تک پہنچتے پہنچتے اس کا یہ حال ہو چکا ہے۔ شکل 2.20 میں دکھایا دور اشارہ کے ثبت جیٹہ کو  $V_r$  کی قیمت پر زبردستی رکھتا ہے جس سے اشارہ کی اصل صورت رو نما ہو جاتی ہے۔ گویا یہ دور اشارہ کے جیٹہ کو شکنجہ میں پکڑے رکھتا ہے۔ اسی سے اس دور کا نام بر قیاتی شکنجہ<sup>52</sup> نکلا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف شکنجہ کہتے ہیں اس دور کی کارکردگی پہچلنے حصہ میں دکھائے دور کی طرح

clamping circuit<sup>52</sup>



شکل 2.20: نتیجہ

ہے۔ اسے سمجھنے کی خاطر ڈائیوڈ کو کامل ڈائیوڈ اور مزاحمت  $R$  کو لامددود تصور کریں۔ یہ بھی تصور کریں کہ داخلی اشارہ  $v_I$  کے حیطہ  $v_p$  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 کیونکہ جب بھی  $v_O$  کی مقدار  $V_r$  سے تجاوز کرے، ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو جائے گا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی صورت میں  $v_O$  اور  $V_r$  برابر رہیں گے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت سیدھے مائل ڈائیوڈ کی صورت میں

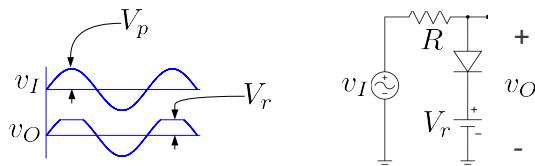
$$v_I = v_C + v_D + V_r$$

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

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

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

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



شکل 2.21: ایک طرف کا تراش

## 2.7 بر قیاتی تراش

شکنجه کے دور میں کپیسٹر کی جگہ مزاحمت 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 الٹ ماکل یعنی منقطع رہتا ہے۔ اس صورت میں خارجی برقی دباؤ داخلی برقی دباؤ کے برابر رہے گا اور مزاحمت  $R$  میں برقی روکی مقدار صفر ایکسپر رہے گی۔ جیسے ہی داخلی برقی دباؤ کی قیمت  $V_r$  سے تجاوز کر جائے ڈائیوڈ سیدھا ماکل ہو جاتا ہے۔ جتنی دیر  $v_I > V_r$  رہے اتنی دیر کے لئے ڈائیوڈ کو چالو سوچ سمجھا جا سکتا ہے اور یوں اس دوران خارجی برقی دباؤ کی قیمت  $V_r$  رہے گی۔ اس دوران مزاحمت اور ڈائیوڈ دونوں میں برقی روکی مقدار

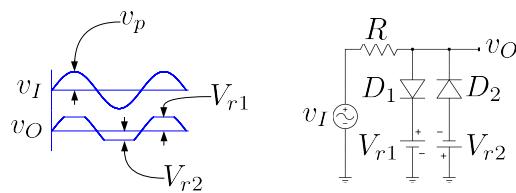
$$i_R = \frac{v_I - V_r}{R}$$

ہو گی۔

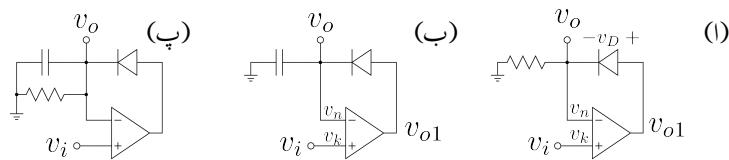
آپ نے دیکھا کہ یہ دور داخلی برقی دباؤ کو  $V_r$  پر تراشتا ہے۔ اس دور میں دو ڈائیوڈ کے استعمال سے دو اطراف کا تراش حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.22 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں جب تک  $v_I$  کی قیمت ثابت ہو ڈائیوڈ  $D_2$  میں شدت رہتا ہے۔ یوں ثابت داخلی برقی دباؤ کے لئے یہ دور بالکل پچھلے دئے گئے ایک طرف کے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

منفی داخلی برقی دباؤ کی صورت میں ڈائیوڈ  $D_1$  الٹ ماکل رہتا ہے اور یہ دور داخلی اشارہ کے منفی چوٹی کو  $V_{r2}$  پر تراشتا ہے۔ شکل میں داخلی اور تراشے گئے خارجی برقی دباؤ بھی دکھائے گئے ہیں۔

clipper<sup>53</sup>



شکل 2.22: دو طرف کا تراش



شکل 2.23: کامل ادوار

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

## 2.8.1 کامل نصف لہر سمت کار

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

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

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

### 2.8.2 کامل چوٹی حاصل کار

شکل 2.23 الف میں مزاحمت کی جگہ کپیسٹر نسب کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جو کامل ثابت چوٹی حاصل کار کا دور ہے۔  $v_i = 0$  V اور  $v_n = 0$  V سے شروع کرتے ہوئے اس دور کی کار کردگی دیکھتے ہیں۔ داخلی اشارہ ثابت جانب بڑھنے سے  $v_{o1}$  اس قدر بڑھتا ہے کہ  $v_n = v_k = v_i$  رہتے ہیں۔ یوں  $v_n = v_k = v_p$  رہتا ہے۔ جب داخلی اشارہ اپنے چوٹی  $V_p$  پر پہنچتا ہے، اس لمحہ  $V_p = v_k = v_n$  ہوتا ہے۔ اس لمحہ کپیسٹر بھی برقی دباؤ تک بھرا جاتا ہے۔  $v_n = v_k = V_p + v_D$  حاصل کرنے کی خاطر اس لمحہ  $v_{o1} = V_p + v_D$  کے برابر ہو گا۔

داخلی اشارہ اپنے چوٹی تک پہنچنے کے بعد کم ہونا شروع ہوتا ہے۔ حسابی ایکلینیفار کا خارجی اشارہ  $v_{o1}$  کم ہو کر کوشش کرتا ہے کہ  $v_n = v_k$  رکھ سکے۔ البتہ ڈائیوڈ کے خارجی جانب نسب کپیسٹر پر  $V_p$  برقی دباؤ پایا جاتا ہے اور  $v_{o1}$  کی قیمت جیسے ہی  $V_p$  سے کم ہوتا ہے اسی لمحہ ڈائیوڈ مالک ہو کر منقطع ہو جاتا ہے۔ ڈائیوڈ منقطع ہونے سے کپیسٹر پر بار کے نکاسی کا کوئی راستہ نہیں رہتا اور یوں اس پر برقرار  $V_p$  برقی دباؤ رہتا ہے۔ اس طرح  $v_o = V_p$  رہتا ہے۔

آپ نے دیکھا کہ کپیسٹر پر داخلی اشارے کے چوٹی کے بالکل برابر برقی دباؤ حاصل ہوتا ہے جسے بطور خارجی اشارہ  $v_o$  لیا جاتا ہے۔ صرف ڈائیوڈ پر مبنی چوٹی حاصل کار میں کپیسٹر پر داخلی اشارے کے چوٹی سے  $v_D$  برابر کم برقی دباؤ پایا جاتا ہے جبکہ موجودہ دور تحقیق چوٹی حاصل کرتا ہے۔

## 2.8.3 کامل حیطہ اتار کار

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

## 2.8.4 ڈائیڈ لوگاریتمی ایکلینیکر

حسابی منفی ایکلینیکر میں مراحت کی جگہ ڈائیڈ نسب کرنے سے شکل 2.24 الف کا لوگاریتمی ایکلینیکر<sup>54</sup> حاصل ہوتا ہے۔ مثبت  $v_i$  کی صورت میں  $v_0$  منفی ہو گا جس سے  $D_1$  سیدھا مائل جبکہ  $D_2$  الثامن مائل ہو گا۔ اسی طرح منفی  $v_i$  کی صورت میں  $v_0$  مثبت ہو گا جس سے  $D_1$  الثامن مائل جبکہ  $D_2$  سیدھا مائل ہو گا۔ یوں کسی بھی وقت ایک ڈائیڈ منقشع رہتا ہے جبکہ دوسرا سیدھا مائل رہتا ہے۔ اگرچہ حقیقت میں منفی متغیرہ کا لوگاریتم نہیں پایا جاتا اور یوں دور میں صرف  $D_1$  ہونا چاہئے تھا لیکن عموماً دو ڈائیڈ استعمال کئے جاتے ہیں۔ یوں داخلی اشارہ مثبت یا منفی ممکن ہوتا ہے۔

مثبت  $v_i$  کی صورت میں حل کرتے ہیں۔ حسابی ایکلینیکر کے مثبت مداخل بر قی زمین کے ساتھ جڑا 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 روکی مدد سے

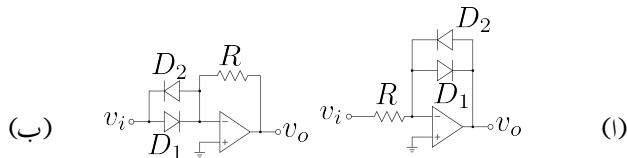
$$\frac{v_n - v_i}{R} + i_D = 0$$

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

$$\begin{aligned} \frac{v_n - v_i}{R} + I_S e^{\frac{v_n - v_0}{V_T}} &= 0 \\ -\frac{v_i}{R} + I_S e^{\frac{-v_0}{V_T}} &= 0 \\ \frac{v_i}{I_S R} &= e^{\frac{-v_0}{V_T}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں ڈائیڈ پر بر قی دباؤ کو  $v_0 - v_n$  لیا گیا ہے۔ دونوں جانب قدرتی لوگاریتم<sup>55</sup> لیتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$v_0 = -V_T \ln \left( \frac{v_i}{I_S R} \right)$$



شکل 2.24: لوگاریتمی ایمپلینیٹر

شکل ب میں قدری الٹ-لوگاریتم ایمپلیفیائر<sup>54</sup> دکھایا گیا ہے۔ حسابی ایمپلینیٹر 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 ایمپلینیٹر کے مقنی 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 داخلی اشارے کا قدری الٹ-لوگاریتم حاصل کرتا ہے۔

### 2.8.5 ضرب کار

$v_A$  اور  $v_B$  کے لوگاریتم جمع 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

log amplifier<sup>54</sup>  
natural log<sup>55</sup>  
natural anti-log<sup>56</sup>

لوگار تھمی اور الٹ لوگار تھمی ایکلیفیا ر استعمال کرتے ہوئے شکل 2.25 میں ضرب کار<sup>57</sup> حاصل کیا گیا ہے۔ لوگار تھمی ایکلیفیا ر کے مساوات استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

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

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

اسی طرح جمع کار کے مساوات سے

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

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

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

اور الٹ لوگار تھمی کے مساوات سے

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

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

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

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

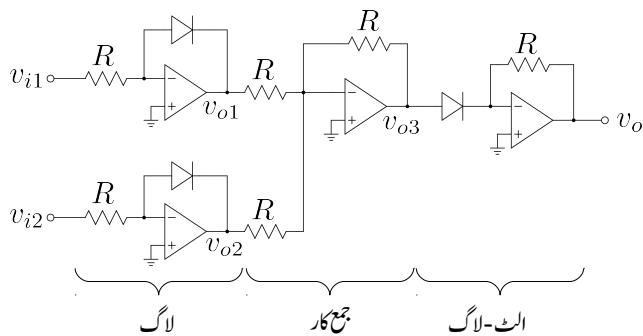
شکل میں جمع کار کی بجائے منفی کار کے استعمال سے تقسیم کار<sup>58</sup> حاصل ہوتا ہے۔

## 2.8.6 کامل مکمل لہر سمت کار

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

---

multiplier<sup>57</sup>  
divider<sup>58</sup>



شکل 2.25: ضرب کار

ثبت  $v_i$  کی صورت میں  $v_{o1}$  منفی ہو جائے گا جس سے  $D_1$  اثماںکل ہو کر منقطع جبکہ  $D_2$  سیدھا مائل ہو جائے گا۔ 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

$$v_o = -v_i$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 2.27 الف میں  $v_1$  بھی دکھایا گیا ہے۔ جو نکہ اس کے دونوں جانب مزاحموں کے سرے صفر ولٹ پر ہیں لہذا اس صورت  $v_1 = 0V$  رہے گا۔ شکل 2.27 ب میں ثبت  $v_i$  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  $D_2$  اثماںکل ہو کر منقطع جبکہ  $D_1$  سیدھا مائل ہو جائے گا۔ یوں  $U_1$  حسابی ایمپلیفیئر شکل 2.27 ب صورت اختیار کر لے گا جس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

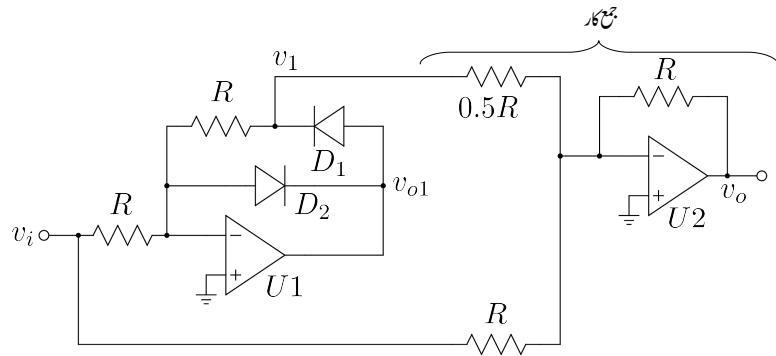
$$\begin{aligned} v_k &= 0 \\ \frac{v_n - v_i}{R} + \frac{v_k - v_1}{R} &= 0 \end{aligned}$$

اور یوں

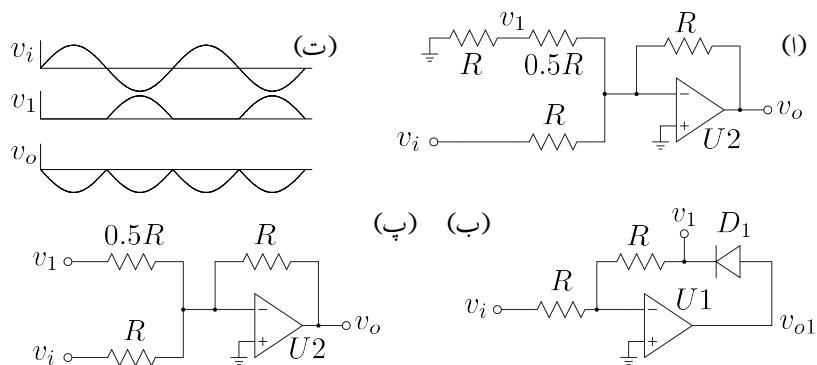
$$v_1 = -v_i$$

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

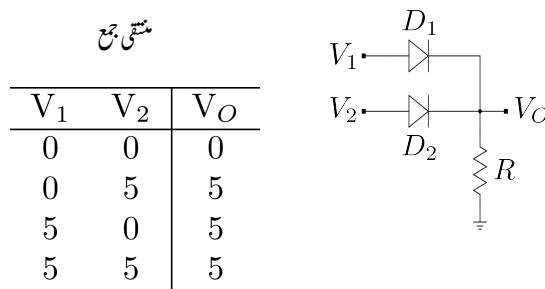
$$v_o = -v_i - 2v_1$$



شکل 2.26: کامل کمبل اہر سمت کار



شکل 2.27: کامل کمبل اہر سمت کار کی کارکردگی



شکل 2.28: مختصر جمع

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

## 2.9 ڈايوڈ کے مختصر ادوار

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

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

متنقی ضرب

$V_1$	$V_2$	$V_O$
0	0	0
0	5	0
5	0	0
5	5	5

شکل 2.29: متنقی ضرب

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

دوسری صورت  $V_1$  صفر وولٹ جبکہ  $V_2$  پانچ وولٹ کے برابر ہے یعنی  $V_1 = 0V$  جبکہ  $V_2 = 5V$  ہے۔ اس صورت کو جدول کے دوسری صف میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں 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 وولٹ ہے یعنی  $V_O = 5V$  ہے۔

اسی طرح جدول کی تیسرا صف کے حوالے سے  $D_1$  سیدھا مائل جبکہ  $D_2$  الٹ مائل ہو گا اور یوں  $V_O = 5V$  ہو گا۔ جدول کی آخری صف میں دونوں ڈائیوڈ سیدھے مائل ہوں گے اور یوں  $V_O = 5V$  ہو گا۔ اس دور کی جدول متنقی جمع کو ظاہر کرتی ہے لہذا یہ جمع گیٹ<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 مبنی ضرب گیٹ<sup>60</sup> دکھایا گیا ہے۔ پہلے جدول میں دئے آخری صف پر غور کرتے ہیں۔ اگر دونوں داخلی اشارات کی قیمتیں پانچ وولٹ (5V) ہوں تو مزاحمت میں برقی رو صفر ایمپیسٹر ہو گی لہذا خارجی برقی دباؤ بھی پانچ وولٹ ہو گا یعنی  $V_O = 5V$  ہو گا۔

جدول میں دئے بقا یا 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 سمیٰ روختہ 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 صفحات 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 دباؤ کے مطابق اس دور کے لئے ہم یوں لکھ سکتے ہیں۔

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

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

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

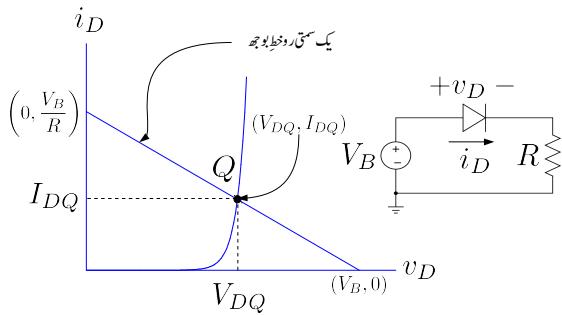
ان دو مساوات کو کئی طریقوں سے حل کر کے  $i_D$  اور  $v_D$  اصل کئے جاسکتے ہیں۔ آئیں انہیں حل کرنے کے چند طریقے دیکھیں۔

### 2.10.1 گراف کا طریقہ

شکل 2.30 میں مساوات 2.15 اور مساوات 2.16 کو گراف کیا گیا ہے۔ جس نقطے پر دونوں مساوات کے خط ٹکراتے ہیں یہی ان کا حل ہے یعنی ( $V_{DQ}$ ,  $I_{DQ}$ )۔ اس نقطے کو یک سمیٰ نقطہ مائل<sup>62</sup> یا یک سمیٰ نقطہ کارکردگی کہتے ہیں۔ ان ناموں کو عموماً چھوٹا کر کے نقطہ مائل یا نقطہ کارکردگی پکارتے ہیں۔ نقطہ کارکردگی کو Q سے ظاہر کیا جاتا ہے۔

---

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



شکل 2.30: خط بوجہ اور نقطہ ماکل

شکل 2.30 میں مساوات 2.15 کے خط کو یک سمی روند خط بوجہ<sup>64</sup><sup>65</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 ڈھلوان<sup>65</sup>

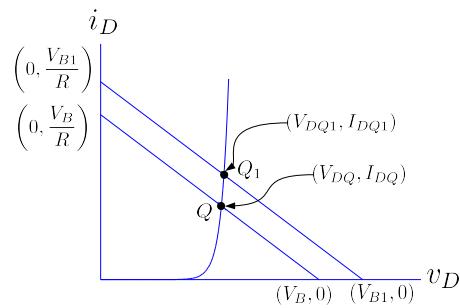
$$\frac{\Delta i_D}{\Delta v_D} = -\frac{1}{R}$$

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۔

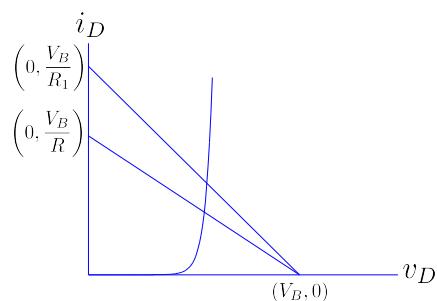
یوں اگر مزاحمت برقرار رکھتے ہوئے دور میں داخلی برقي دباؤ  $V_B$  کی قیمت بڑھا کر  $V_{B1}$  کر دی جائے تو خط بوجہ افقي محور کو موجودہ جگہ سے قدر دائیں جانب  $(V_{B1}, 0)$  پر ٹکرائے گا اور عمودی محور کو  $\left(0, \frac{V_{B1}}{R}\right)$  پر ٹکرائے گا۔

شکل 2.31 میں خطوط بوجہ کو داخلی برقي  $V_B$  اور  $V_{B1}$  کے لئے گراف کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیرونی برقي دباؤ  $V_B$  بڑھانے سے خط بوجہ کا ڈھلوان تبدیل نہیں ہوتا اور یوں دونوں خطوط آپس میں متوالی ہوتے ہیں۔ اس کے بر عکس اگر بیرونی برقي 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 برقي دباؤ کو  $(V_B, 0)$  پر ٹکرائے گا۔ محور برقي رو سے ٹکرانے کا مقام تبدیل ہو کر  $\left(0, \frac{V_B}{R_1}\right)$  ہو جائے گا۔ شکل 2.32 میں اس صورت کو دکھایا گیا ہے جہاں مزاحمت کی نئی قیمت  $R_1$  کو اس کی پرانی قیمت  $R$  سے کم تصور کیا گیا ہے۔

<sup>63</sup> گوڑے پر بوجہ لا جاتا ہے۔ بیہاں  $R$  بطور برقي 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



ڪل 2.31: دا خلی بر ٿي د باؤ کا خط ٻو جھ پر اثر



ڪل 2.32: مزاجت کی تبدیلی کا خط ٻو جھ پر اثر

## 2.10.2 دھرانے کا طریقہ

عموماً مساوات دھرانے کے طریقے<sup>66</sup> سے با آسانی حل کئے جاتے ہیں۔ موجودہ مسئلہ بھی کچھ اسی نوعیت کا ہے اور اسے بھی دھرانے کے طریقے سے پہلا جا سکتا ہے۔ اس طریقے کو مثال کی مدد سے دیکھتے ہیں۔

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

حل: مساوات 2.16 سے

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

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

$I_{D_0}$  کو  $I_{D_0} = 2 \text{ mA}$  کو  $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$  اور  $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$  کو  $I_{D_0}$  لکھتے ہوئے (یعنی  $I_{D_0} = 2 \text{ mA}$ ) ہم سوال حل کرتے ہیں۔ طریقہ کار کچھ یوں ہے کہ ہم اخذ کریں گے کہ ڈائیوڈ پر  $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$  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 رو حاصل کیا جائے گا جسے ہم  $V_{D_1}$  کہیں گے۔

ڈائیوڈ پر  $V_{D_0}$  برقی رو اس صورت ہوتا جب اس میں  $I_{D_0}$  برقی رو گزرتی 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 دھرا 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۔

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

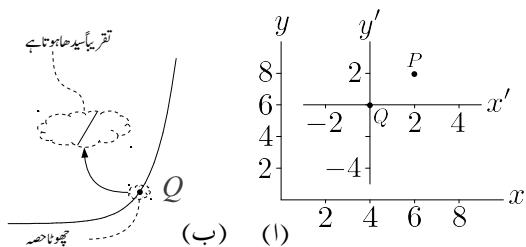
یہ جواب بالکل درست تب ہوتا گر 0.9612233 mA پر ڈائیوڈ کا برقی دباؤ کا بہتر اندازہ لگانا ہو گا۔ یوں  $I_{D_2}$  کو 0.9612233 mA کو ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کو  $V_{D_2}$  لیتے ہوئے۔

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

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 پہنچان

## 2.11 کار تیسی محمد اور ترسیم

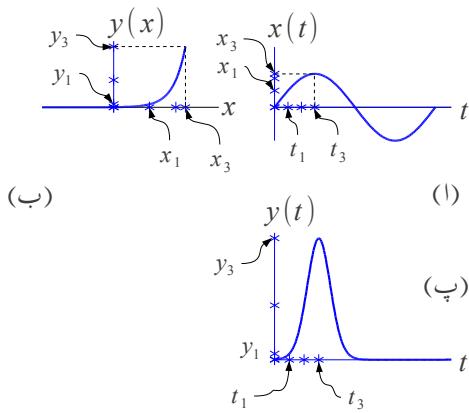
اس حصے میں کار تیسی محمد اور ترسیم پر غور کیا جائے گا جس کی اس کتاب میں کئی جگہ ضرورت پیش آئے گی۔ اگرچہ اس حصے کو کتاب کے آخر میں ضمیمہ کے طور رکھنا چاہئے تھا مگر اس کی اہمیت کو دیکھتے ہوئے میں نے اسے اس باب کا حصہ بنالیا ہے۔ طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ اس حصے کو بخوبی سمجھیں۔

### 2.11.1 محمد کی منتقلی

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

### 2.11.2 خط کا چھوٹا حصہ سیدھا تصور کیا جا سکتا ہے

شکل 2.33 ب میں یہ حقیقت دکھایا گیا ہے کہ کسی بھی خط کے چھوٹے سے حصے کو سیدھا تصور کیا جا سکتا ہے۔ اگر کبھی آپ کسی خط کا چھوٹا حصہ لیں اور آپ کو لگے کہ یہ چھوٹا حصہ سیدھا تصور کرنے کے قابل نہیں ہے تو اس سے مزید چھوٹا حصہ لیجئے۔ اس شکل میں چھوٹے بلبلے میں گھیرے خط کو بڑھے بلبلے میں بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے جہاں اس کا سیدھا پہن 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 تیزیں						
x	0	1	2	3	4	
y	0	0.03	0.12	0.44	1.49	4.99

اب تصور کریں کہ  $x(t)$  وقت کے ساتھ تبدیل ہوتا 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 کبھی 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  $x_{t_0, t_1, t_2, \dots, t_n}$  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 بال مقابل					
$t_0$	$t_1$	$t_2$	$\dots$	$t_n$	
$x_0$	$x_1$	$x_2$	$\dots$	$x_n$	

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 (t) 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 بال مقابل					
$t_0$	$t_1$	$t_2$	$\dots$	$t_n$	
$y_0$	$y_1$	$y_2$	$\dots$	$y_n$	

یہاں میں بتانا چاہوں گا کہ اس مثال میں تفاضل (x(t) y(t)) خم دار<sup>67</sup> تھا۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے تفاضل

سے تفاضل (y(t) x(t)) اور (y(t) کی شکلیں بالکل مختلف ہیں۔

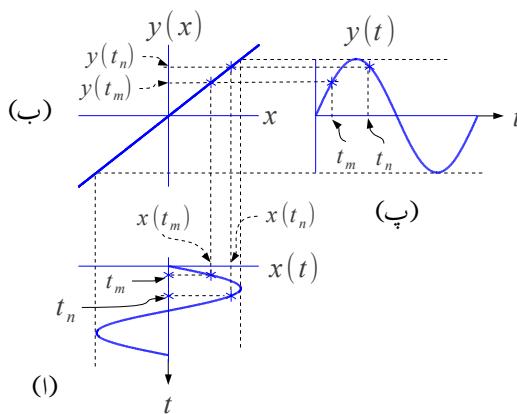
مندرجہ بالا تمام عمل کو نہیاتِ عمرگی اور نسبتاً زیادہ آسانی کے ساتھ بھی سرانجام دیا جا سکتا ہے۔ آئیں اس بہتر طریقے کو شکل 2.35 کی مدد سے دیکھیں جہاں بدلتے اشارہ x(t) کو شکل 2.35 الف میں گھما کر دکھایا گیا ہے۔

اس مثال میں بھی (x(t) کو سائن نما تصور کیا گیا ہے جبکہ تفاضل (y(t) کو سیندھا خط یعنی

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

---

curved<sup>67</sup>



شکل 2.35: سیدھا تفاضل 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 نقطہ Q پر خط کے چھوٹے سیدھے حصے کی ڈھلوان ہے یعنی

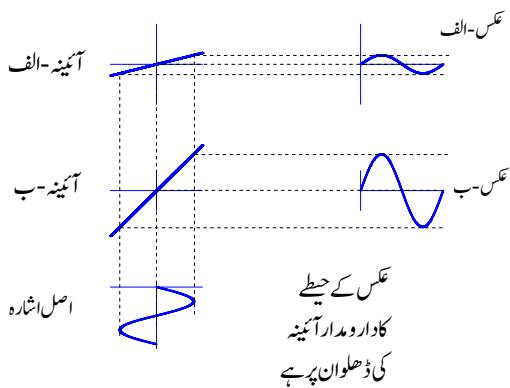
$$(2.18) \quad m = \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_Q$$

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

شکل الف اور شکل ب یوں بنائے جاتے ہیں کہ شکل ب کا x محض شکل الف کے x محض کے متوازی ہو اور ان کی جسامت بھی برابر ہو۔ یوں شکل الف میں  $x(t_m)$  اور  $x(t_n)$  سے سیدھی لکیریں شکل ب تک لے جائیں۔ اس طرح شکل ب سے  $y(t_m)$  اور  $y(t_n)$  حاصل ہوں گے۔

شکل ب اور شکل پ یوں بنائے جاتے ہیں کہ شکل پ کا y محض شکل ب کے y محض کے بالکل دائیں جانب برابر رکھا جائے اور ان کی جسامت بھی برابر ہو۔ یوں شکل ب کے  $y(t_m)$  اور  $y(t_n)$  اور  $y$  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 جیٹ بال مقابل آئینے کی ڈھلوان

پ تک افہی لکیریں بنائیں۔ شکل پ پر ان نقطوں کو وقت  $t_m$  اور  $t_n$  کے ساتھ گراف کریں۔ مندرجہ بالا پورا عمل شکل 2.35 کو دیکھتے ہی ایک دم سمجھ آ جانا چاہئے۔

شکل 2.35 میں (x) y ایک خطي (یعنی غیر-خم دار) تفاضل ہے۔ اسے استعمال کرتے ہوئے شکل پ حاصل کی گئی۔ شکل پ اور شکل الف ہو بہو ایک ہی طرح ہیں۔ ان کے صرف جیٹ مختلف ہو سکتے ہیں۔ یہ ایک نہایت اہم نتیجہ ہے جس کا بر قیات کے میدان میں کلیدی کردار ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے غیر-خم دار تفاضل کے اشکال میں چونکہ صرف جیٹ تبدیل ہوتا ہے لہذا عموماً اشارہ  $x(t)$  کے چوٹیوں سے شکل ب تک اور یہاں سے شکل پ تک لکیریں کھینچ کر شکل پ مکمل کر دیا جاتا ہے۔

شکل 2.34 اور شکل 2.35 میں  $x(t)$  کو داخلی (یا اصل) اشارہ،  $y(t)$  کو خارجی (یا منعکس<sup>69</sup>) اشارہ جبکہ  $(x)y$  کو آئینہ<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 آئینہ کی ڈھلوان کا عکس کے جیٹے 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 جیٹہ بڑھتا ہے جبکہ آئینہ کی ڈھلوان گھٹانے سے عکس کا جیٹہ گھٹتا ہے۔ آئینے کی ڈھلوان یوں بھی رکھی جاسکتی ہے کہ عکس کے جیٹے میں کوئی تبدیلی پیدا نہ ہو اور یہ اصل اشارہ کے جیٹے کے برابر ہی رہے۔

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

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

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

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

برقیات کے میدان میں برقی دباؤ  $v$  اور برقی رو  $i$  کا استعمال ہوتا ہے۔ روایتی طور پر برقی دباؤ کو  $x(t)$  جبکہ برقی رو کو  $y(t)$  تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 2.37 میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ یک سمتی برقی دباؤ تقسیم یک سمتی برقی رو کو مزاحمت  $R$  جبکہ یک سمتی برقی رو تقسیم یک سمتی برقی دباؤ کو موصلیت  $G$  لکھا جاتا ہے۔ مزید یہ کہ باریک اشاراتی مزاحمت  $r$  جبکہ باریک اشاراتی موصلیت  $g$  لکھا جاتا ہے۔ یوں مساوات 2.18 میں چھوٹے (یعنی باریک) سیدھے حصے کی ڈھلوان  $m$  کی جگہ باریک اشاراتی موصلیت  $g$  کا استعمال ہو گا۔ یوں مساوات 2.17 کو برقیات کے میدان میں استعمال کرتے وقت مندرجہ ذیل طرز پر لکھا جائے گا۔

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

اسی طرح مساوات 2.18 کو یوں لکھا جائے گا

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

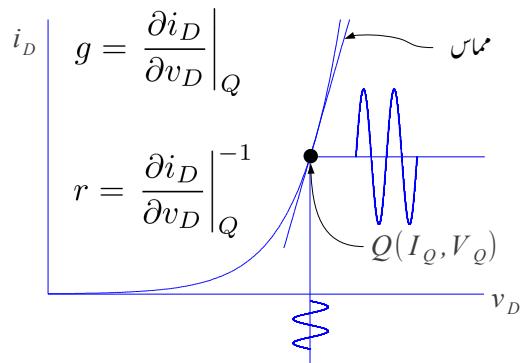
اور باریک اشاراتی مزاحمت  $r$  کے لئے یوں لکھا جائے گا۔

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

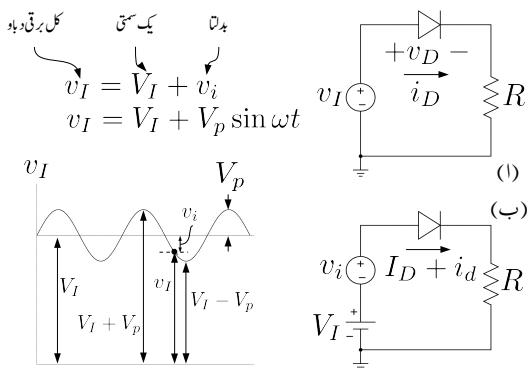
## 2.12 باریک اشاراتی تجزیہ

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

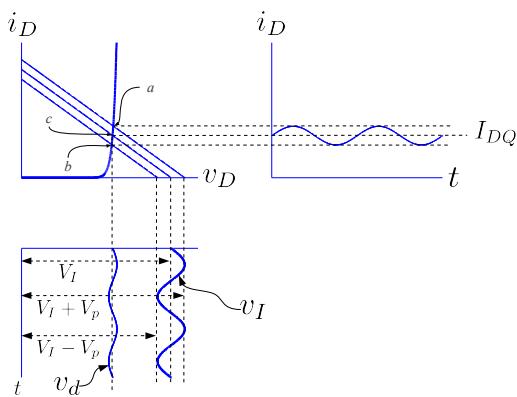
$$(2.23) \quad v_I = V_I + v_i$$



شکل 2.37: باریک اشاراتی موصلیت اور باریک اشاراتی مراجعت



شکل 2.38: باریک اشاره



شکل 2.39: ڈائیوڈ پر باریک اشارات

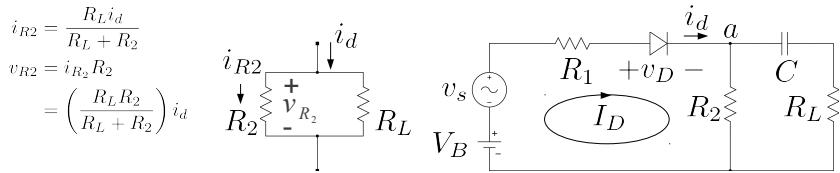
باریک اشارہ<sup>71</sup> سے مراد وہ بدلتا اشارہ ہے جس کا جیطہ دور میں پائے جانے والے یک سمتی برقی دباؤ یا یک سمتی برقی روکی قیتوں سے نہیت کم ہو (یعنی  $V_I < < v_i$  )۔

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  $(V_{DQ}, I_{DQ})$  حاصل کئے جاتے ہیں۔

شکل 2.39 میں  $0 = \omega t_0$  اور  $\omega t_0 = 90^\circ$  پر داخلی برقی دباؤ  $V_I(t_0) = V_I$  اور  $V_I(t_1) = V_I - V_p$  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 بدلتی 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 بدلتی رو، خطِ بوجھ پیدا ہوتا ہے

## 2.12.1 بدلتی رو، خطِ بوجھ

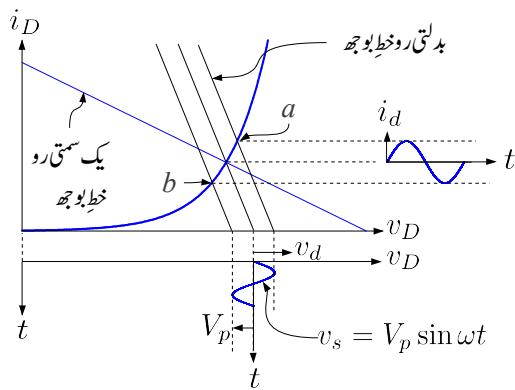
حصہ 2.10 میں یک سمی خطي بوجھ پر گفتگو کی گئی۔ اسی کو آگے بڑھاتے ہوئے بدلتی رو، خطِ بوجھ<sup>72</sup> کو یہاں پیش کیا جائے گا جس کا اگلے بابوں میں کلیدی کردار ہو گا۔ شکل 2.40 میں دکھائے ڈائیوڈ کے دور میں کپیسٹر بھی استعمال کیا گیا ہے۔ تصور کریں کہ باریک اشارہ \$v\_s\$ کے تعداد پر کپیسٹر کو قصر دور (یعنی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

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

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

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

AC load line<sup>72</sup>



شکل 2.41: بدلتی رو خط بوجھ

اس طرح پہلے یک سمتی رو خط بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس سے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے۔ نقطہ مائل سے گزرتا بدلتی رو، خط بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس کی ڈھلوان بدلتے اشارہ کی بوجھ سے حاصل کی جاتی ہے۔ بدلتے اشارہ کے موجودگی میں بدلتی رو، خط بوجھ ڈائیوڈ کے خط پر نقطہ Q کے قریب قریب رہتے ہوئے a اور b کے درمیان چال قدی کرتا ہے۔ یہاں بھی نقطہ کارکردگی پر باریک اشارات کے لئے ڈائیوڈ کے خط کو سیدھا تصور کرتے ہوئے مدد v\_d - i\_d بنائے جاسکتے ہیں جن سے 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 ہائیں دائیں میں صرف یک سمتی 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 سمتی برقی رو کے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا  $R_L$  میں یک سمتی برقی رو کی

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

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

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

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

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

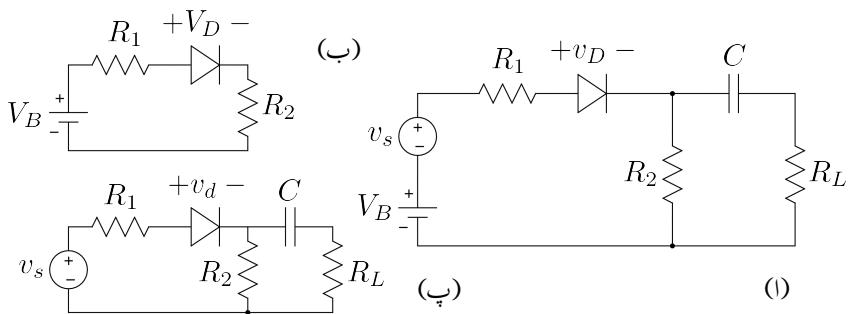
$$\begin{aligned} V_B + v_s &= i_D R_1 + v_D + (I_D + i_{R2}) R_2 \\ &= (I_D + i_d) R_1 + (V_D + v_d) + \left[ I_D + \left( \frac{R_L}{R_L + R_2} \right) i_d \right] R_2 \end{aligned}$$

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

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

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

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



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

وضاحت کی گئی ہے کہ ڈائیوڈ پر بدلنے بر قی دباؤ کی بات کی جا رہی ہے۔ اس دور پر کر خوف کے قانون برائے بر قی دباؤ سے مساوات 2.29 کا دوسرا جزو حاصل ہوتا ہے۔ بدلنے روخت بوجھ کی مساوات میں ڈائیوڈ کا باریک اشارات مزاجمت استعمال کرتے ہوئے  $v_d = i_d r_d$  لکھا جاسکتا ہے اور یوں اس خط سے  $i_d$  حاصل کیا جاسکتا ہے۔

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

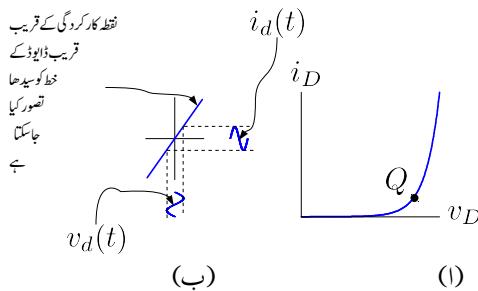
$$i_d = \frac{v_s}{R_1 + r_d + \left( \frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right)}$$

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

یوں اصل شکل کو شکل ب اور شکل پ کے طرز پر بناتے ہوئے یک سمتی اور بدلنے بر قی رو (اور بدلنے بر قی دباؤ) باری باری حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ یہ نہایت اہم اور عمومی ترکیب ہے جسے بر قیات 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 مزاجمت

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



شکل 2.43: ڈائیوڈ کے باریک اشارات کا حصول

دو نکتوں کے مابین ڈائیوڈ کا خط تقریباً ایک سیدھی لکیر کی مانند ہے۔<sup>73</sup> یاد رہے کہ مزاحمت کی برقی دباؤ بالقابل برقی رو کا خط سیدھی لکیر ہوتا ہے۔ اگر نقطہ c پر  $v_d - i_d$  کا کارکردگی محدود بنایا جائے<sup>74</sup> اور گراف کو b سے a سے تک محدود کر دیا جائے تو اس خطے میں ڈائیوڈ کے مساوات کا گراف عام مزاحمت کا گراف معلوم ہوتا ہے۔ شکل 2.43 الف 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 دو نکتوں کے مابین ڈائیوڈ کو مزاحمت  $r_d$  تصور کیا جاسکتا ہے جہاں

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

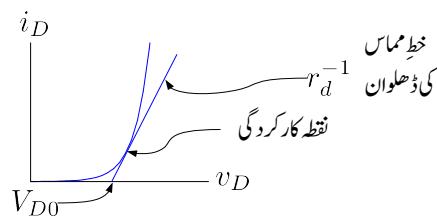
شکل 2.43 میں وسیع اشاراتی محدود  $(i_D - v_D)$  جبکہ شکل 2.43 ب میں باریک اشاراتی محدود  $(i_d - v_d)$  استعمال کئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ہم یہ بھی دیکھتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  کو استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی برقی دباؤ  $v_d(t)$  پر اس کے باریک اشاراتی 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  $(V_{DQ} + \Delta V_{DQ}, I_{DQ})$  لکھا جائے تو نقطہ a کو  $(V_{DQ} + \Delta V_{DQ}, I_{DQ} + \Delta I_{DQ})$  جبکہ نقطہ b کو  $(V_{DQ} - \Delta V_{DQ}, I_{DQ} - \Delta I_{DQ})$  لکھا جا سکتا ہے۔ یوں نقطہ c پر ڈائیوڈ کی مزاحمت  $r_d$  یوں حاصل کی جائے گی۔

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

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

<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 متعلقی پر بحث کی گئی۔



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

$r_d$  کو ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت<sup>75</sup> کہتے ہیں اور اس کی قیمت نقطہ کارکردگی پر منحصر ہے۔

### 2.12.3 خطِ مماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول

شکل 2.44 میں نقطہ کارکردگی پر خطِ مماس<sup>76</sup> دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر خطِ مماس سے ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔ آئیں  $r_d$  کو چالو ڈائیوڈ کے مساوات (یعنی مساوات 2.7) کے خطِ مماس سے حاصل کریں۔ نقطہ کارکردگی پر چالو ڈائیوڈ کا خطِ مماس حاصل کرنے کی خاطر چالو ڈائیوڈ کی مساوات کا تفرق<sup>77</sup> لیں گے۔ اس تفرق کی قیمت نقطہ  $i_D = I_{DQ}$  پر حاصل کر کے نقطہ کارکردگی پر مزاحمت  $r_d$  حاصل کی جائے گی یعنی

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

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

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

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

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

small signal 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  
کی برقی روپ پر باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔

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

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

اور  $i_D = 25 \mu\text{A}$  پر

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


---

## 2.13 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 بر قیاتی پر زہ جات جو مینیم یا سلیکان دونوں سے بنائے جا سکتے ہیں، حقیقت میں سلیکان کی عمومہ خوبیوں کی بدولت بر قیاتی 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

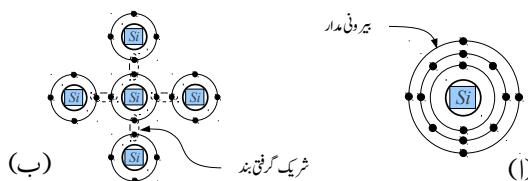
کیمیائی دوری جدول<sup>79</sup> کے چوتھے قطار یعنی چوتھے جماعت<sup>80</sup> میں کاربن C<sup>81</sup>، سیلیکان Si<sup>82</sup>، جرمینیم Ge<sup>83</sup> وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان تمام عناصر<sup>84</sup> کے ایٹھی غونہ ایٹھی نمونہ<sup>85</sup> کے بیرونی مدار<sup>86</sup> میں چار الیکٹران<sup>87</sup> پائے جاتے ہیں۔ یوں ان کی کیمیائی گرفت<sup>88</sup> +4 یا -4 ممکن ہے۔ اس جماعت کے عناصر شریک گرفتی بند<sup>89</sup> بناتے ہیں۔

بر قیاتی پر زہ جات بنانے کی خاطر 99.9999999 فیصد خاص سیلیکان درکار ہوتا ہے جسے عموماً نو۔ نو صاف سیلیکان پکارا جاتا ہے۔ اتنی خالص سیلیکان حاصل کرنا از خود فنی مہارت کی انتہا ہے۔ خالص سیلیکان غیر موصل ہوتا ہے البتہ اس میں، نہایت باریک مقدار میں، مختلف اجزاء کی ملاوٹ<sup>90</sup> سے اس کے موصلیت<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 ٹھوس سطح کا 28% سیلیکان پر مشتمل ہے۔ عام ریت سیلیکان اور آسیجن کا مرکب  $\text{SiO}_2$  ہے۔

سیلیکان کا ایشمنی عدد<sup>93</sup> یا جوپیری 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 ایٹھوں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنائے کر سیلیکان کا قلم<sup>94</sup> بناتا ہے۔ شکل 2.45 میں اس کی سادہ صورت دکھائی گئی ہے۔ حقی صفر حرارت 0K پر موجود سیلیکان کے قلم میں تمام شریک گرفتی بند برقرار رہتے ہیں اور یوں اس میں آزاد الیکٹران کے عدم موجودگی کی وجہ سے یہ غیر موصل ہوتا ہے۔ جیسے جیسے سیلیکان کا درجہ حرارت بلند کیا جائے، حرارتی توانائی کی بنا پر اس میں جگہ جگہ شریک گرفتی بند منقطع ہونا شروع ہو جاتے ہیں۔

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

periodic 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: سیکان ایٹم اور سیکان قلم میں شریک گرفتی بند

شریک گرفتی بند کی قید سے آزاد ہوا الیکٹران جواب سیکان میں آزادی سے حرکت کر سکتا ہو کو آزاد الیکٹران<sup>95</sup> یا متتحرک الیکٹران<sup>96</sup> کہتے ہیں۔ اسی طرح شریک گرفتی بند ٹوٹنے کی وجہ سے الیکٹران کے اخراج سے اس مقام پر خالی خلاء رہ جاتا ہے اور یہاں موجود سیکان کا ایٹم ثبت بار اختیار کر لیتا ہے۔ ثبت ایٹم قریب موجود شریک گرفتی بندوں سے الیکٹران کھینچنے کی کوشش کرتا ہے اور کبھی کبھی ایسا کرنے میں کامیاب ہو جاتا ہے۔ یوں اس ایٹم کا بار دوسرے ایٹم کو منتقل ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس خلاء کا مقام بھی تبدیل ہو کر دوسرے ایٹم کے مقام پر منتقل ہو جاتا ہے۔ ایسا بار بار ہونے سے خلاء مسلسل جگہ تبدیل کرتا ہے۔ خلاء اور ثبت ایٹم کا مقام ایک ساتھ حرکت کرتے ہیں گویا کہ خلاء از خود ثبت بار ہو۔ یوں سیکان میں آزادی سے حرکت کرتے ثبت خلاء کو آزاد خول<sup>97</sup> یا متتحرک خول<sup>98</sup> کہتے ہیں۔ آزاد خول بالکل آزاد الیکٹران کی طرح سیکان کی موصليت 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 حرارقی الیکٹران<sup>99</sup> جبکہ اس سے پیدا آزاد خول (ثبت بار) کو حرارقی خول<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 حرارقی الیکٹران اور حرارقی خول کی تعداد ہر صورت برابر رہتی ہے۔ حرارت سے پیدا الیکٹران اور خول کو اقلیتی الیکٹران<sup>101</sup> اور اقلیتی خول<sup>102</sup> بھی کہتے ہیں۔ حرارت سے آزاد الیکٹران اور آزاد خول کے پیدائش کے عمل کو حرارقی پیدائش<sup>103</sup> کہتے ہیں۔ حرارق پیدائش کی شرح<sup>104</sup>

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>
thermal generation <sup>103</sup>
thermal generation rate <sup>104</sup>

کا انحصار درجہ حرارت پر ہے۔

آزاد الیکٹران اور آزاد خول سیلکان میں بلا ترتیب حرکت کرتے ہیں اور ایسا کرتے ہوئے کبھی کبھار آپس میں دوبارہ جڑ جاتے ہیں۔ ان کے جڑنے سے ایک آزاد الیکٹران اور ایک آزاد خول کا وجود ختم ہو جاتا ہے۔ اس عمل کو دوبارہ جڑنا<sup>105</sup> جبکہ اس کی شرح کو دوبارہ جڑنے کی 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 طبیعت سے معلوم ہوتا ہے کہ حرارتی پیدائش سے پیدا آزاد الیکٹران کی تعدادی کثافت<sup>107</sup>  $n$  یا آزاد خول کی تعدادی کثافت  $p$  کو مندرجہ ذیل مساوات سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔

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

جہاں

$n_i$  حرارتی الیکٹران کی تعداد فی مرلے سنتی میٹر ہے۔

$p_i$  حرارتی خول کی تعداد فی مرلے سنتی میٹر ہے۔

$B$  کی مقدار ہر عنصر کے لئے مختلف ہے۔ سیلکان کے لئے اس کی قیمت  $10^{31} \times 5.4$  ہے۔

$T$  حرارتی حرارت ہے۔ اس کی اکائی کیلو ان کی 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 سیلکان کے لئے 1.12 eV ہے۔

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

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

recombination<sup>105</sup>  
recombination rate<sup>106</sup>  
number density<sup>107</sup>

## 2.14 منفی قسم کا نیم موصل

کہیائی دوری جدول کے پانچوں بجاعت میں نائروجن N، فاسفورس P وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان عناصر کے ایٹموں کے بیرونی مدار میں پانچ الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ نائروجن کو مثال بناتے دیکھتے ہیں کہ سلیکان کے قلم میں ان عناصر کی، نہیت باریک مقدار میں، موجودگی کے کیا اثرات مرتب ہوتے ہیں۔

سلیکان کے قلم میں سلیکان کے ایٹم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں شامل کئے جانے والے ملاوٹی نائروجن کے ایٹموں کی تعداد نہیت کم ہوتی ہے اور یوں نائروجن کے ایٹموں کی موجودگی کا قلم میں ایٹموں کے ترتیب پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹی نائروجن کے ایٹم قلم میں جگہ جگہ سلیکان ایٹم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔ شکل 2.46 میں نائروجن کے ایٹم کو سلیکان کے قلم میں بنتے دکھایا گیا ہے۔ نائروجن ایٹم کے بیرونی مدار میں موجود پانچ الیکٹرانوں میں سے چار الیکٹران قلم میں قریب چار سلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرفق بند بناتے ہیں جبکہ پانچواں الیکٹران فالتوں رہ جاتا ہے۔ اس فالتوں الیکٹران کا نائروجن ایٹم کے ساتھ کمزور 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 نائروجن 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 سلیکان ایٹموں کے مابین دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر شامل کئے گئے ملاوٹی نائروجن ایٹموں کی تعدادی کثافت  $N_D$  ایٹم فی مربع سنٹی میٹر ہو تو اس سے پیدا آزاد الیکٹرانوں کی کثافت  $n_{n0}$  تقریباً اتنی ہی ہو گی یعنی

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

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

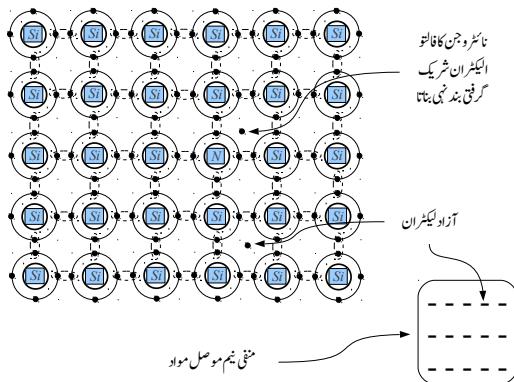
$$(2.41) \quad n_{n0} p_{n0} = n_i^2$$

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

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

---

bond<sup>108</sup>  
free electron<sup>109</sup>



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

ہو گی۔ منفی نیم موصل میں اکثریتی الیکٹرانوں<sup>110</sup> کی کثافت شامل کرنے جانے والے ملاوی ایٹموں کی تعداد پر منحصر ہے جبکہ اس میں اقلیتی خول<sup>111</sup> کی کثافت درجہ حرارت پر منحصر ہے۔ منفی نیم موصل میں آزاد ایکٹران کی تعداد آزاد خول کی تعداد سے کئی درجہ زیادہ ہو گی۔

اس مثال میں ناکٹروجن کی شمولیت سے سیلان میں متھرک آزاد ایکٹران یعنی متھرک منفی بار<sup>112</sup> نے موصلیت پیدا کی۔ ایسے سیلان کو منفی قسم کا نیم موصل یا منفی نیم موصل<sup>113</sup> کہتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل تیار کرنے کی خاطر سیلان میں کیمیائی دوری جدول کے پانچویں جماعت کے عناصر بطور ملاوٹ شامل کے جاتے ہیں۔ کسی بھی مکمل ایٹم میں پروٹون اور ایکٹران کی تعداد برابر ہوتی ہے۔ یوں ایٹم کا کل بار صفر ہوتا ہے۔ سیلان میں ناکٹروجن بطور ملاوٹ شامل کرنے سے اس کا کل بار صفر ہی رہتا ہے۔ ناکٹروجن ایٹم کے فانٹو ایکٹران کی جدائی کے بعد ناکٹروجن ایٹم ثابت بار رکھتا ہے۔ یوں اگرچہ قلم کا کل بار اب بھی صفر ہی ہے لیکن جس مقام پر ناکٹروجن کا ثبت ایٹم موجود ہو اس مقام پر کل بار ثبت ہو گا اور جس مقام پر آزاد ایکٹران موجود ہو وہاں کل بار منفی ہو گا۔

قلم میں تمام ایٹم اپنی اپنی جگہ جگہ رہتے ہیں۔ یہ اپنی اپنی جگہ جھوٹ سکتے ہیں لیکن جگہ تبدیل نہیں کر سکتے۔ ایسے ایٹموں کو ساکن تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ قلم میں جگہ جگہ ساکن ثبت بار والے ناکٹروجن 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 ثبت ہار ساکن رہتے ہیں جبکہ اس میں منفی بار (آزاد الیکٹران) حرکت پذیر ہوتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل مواد میں برقی روکا بہاؤ آزاد الیکٹران کے طرح حرکت سے ہوتا ہے۔ آزاد الیکٹران نیم موصل مواد کے وجود میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ایتم یا مالکیول حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد الیکٹران کو کبھی کبھار الیکٹران گیس<sup>114</sup> بھی کہا جاتا ہے۔

ان دو اقسام کے باروں کا تذکرہ کرتے عموماً ساکن بار<sup>115</sup> اور متحرک بار<sup>116</sup> کی بات کی جاتی ہے۔ یوں منفی قسم کے نیم موصل مادے میں موصلیت صرف متحرک باروں کی وجہ سے پیدا ہوتی ہے۔ ساکن بار کا قلم کے موصلیت پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ منفی نیم موصل مواد کو ظاہر کرتا بھی شکل میں دکھایا گیا ہے جہاں (—) آزاد الیکٹران کے وجود کو اجاگر کرتا ہے ناکہ کلد برقی بار کو۔ سلیکان میں بیرونی مادہ مثلاً نائز و جن کے شمولیت سے پیدا آزاد الیکٹران کو اکثریتی الیکٹران<sup>117</sup> بھی کہتے ہیں۔

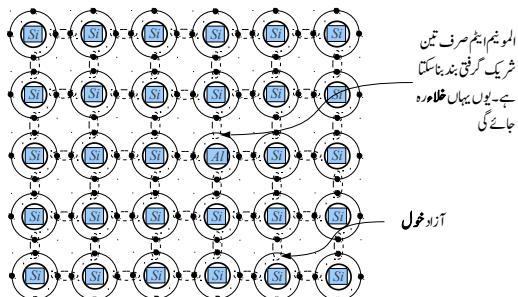
## 2.15 بثت قلم کا نیم موصل

کیمیائی دوری جدول کے تیسرے جماعت میں بوران B، المونیم Al وغیرہ پائے جاتے ہیں جن کے بیرونی مدار میں صرف تین الیکٹران ہوتے ہیں۔ 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 ایتم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں بطور ملاؤٹ شامل کئے جانے والے المونیم ایٹھوں کی تعداد نہیں کم ہونے کی بنا پر یہ قلم میں ایٹھوں کے ترتیب پر اثر انداز نہیں ہوتے۔ شامل کئے جانے والے ملاؤٹ المونیم کے ایتم قلم میں جگہ جگہ سلیکان ایتم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔

شکل 2.47 میں المونیم کے ایتم کو سلیکان کے قلم میں بنتے دکھایا گیا ہے۔ قلم میں بنتے المونیم ایتم کے بیرونی مدار میں موجود تین الیکٹران قلم میں قریب تر تین سلیکان ایٹھوں کے ساتھ شریک گرفتی بند بناتے ہیں۔ المونیم ایتم کے بیرونی مدار میں چوتھے الیکٹران کی عدم موجودگی کی بنا پر قریب چوتھے سلیکان ایتم 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>



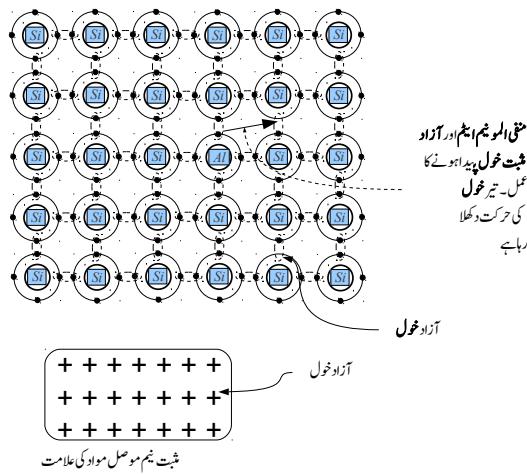
شکل 2.47: الموئیم ایٹم قلم میں سیلکان ایٹم کی جگہ لیتا ہے

شکل 2.48 کو دیکھتے ہوئے آگے پڑھیں۔ حرارتی توانائی سے عین ممکن ہوتا ہے کہ اس خلاء کے قریب کوئی شریک گرفت بند منقطع ہو جائے اور وہاں سے الکیٹران خارج ہو جائے۔ خارج شدہ الکیٹران بھیکتا بھیکتا الموئیم کے قریب خلاء کو پُر کر کے یہاں شریک گرفت بند کو جنم دیتا ہے۔ ایسا ہونے سے الموئیم ایٹم منفی بار اختیار کر لیتا ہے جبکہ جہاں سے الکیٹران خارج ہوا ہو اس 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 گرفت بند کو منقطع کر کے یہاں سے الکیٹران خارج کرتے ہوئے خول ب پیدا کرے گا اور خارج الکیٹران خول الف تک پہنچ کر اسے پُر کر کے یہاں خول کے وجود کو ختم کر دے گا۔ اسی طرح خول ب پیدا ہونے سے خول ب پُر ہو گا وغیرہ یہاں آزاد خول مسلسل جگہ تبدیل کرے گا جبکہ منفی الموئیم ایٹم ساکن رہتا ہے۔ مسلسل حرکت پذیر ثبت خول (آزاد خول) کی بدولت قلم کی موصلیت وجود میں آتی ہے جبکہ ساکن منفی بار (الموئیم ایٹم) کا قلم کی موصلیت میں کوئی کردار نہیں۔ یوں ثبت نیم موصل مواد میں بر قی روکا بہاؤ 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 مثبت قسم 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 تاکہ کلد بر قی بار کو۔

اس طرح آزاد خول قلم میں مکمل آزادی کے ساتھ حرکت کر سکتے ہیں جس سے قلم موصل ہو جاتا ہے۔ قلم میں الموئیم ایٹوں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا 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 علامت

میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ائمیں یا الکٹرونوں کی حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد خول کو کبھی کبھار خول گیس<sup>120</sup> بھی کہا جاتا ہے۔ سیلیکان میں یوروفی مواد مثلاً Al کے شمولیت سے پیدا آزاد خول کو اکثریتی خول<sup>121</sup> بھی کہتے ہیں۔ ثابت نیم موصل سیلیکان بناتے وقت اگر اس میں شامل کئے جانے والے مالوٹی ایٹموں کی کثافت  $N_A$  ایٹم فی مرلے 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 الکٹرونوں 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 الکٹرونوں<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 بہاو<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 بہاؤ انہیں کی بدولت ہے۔

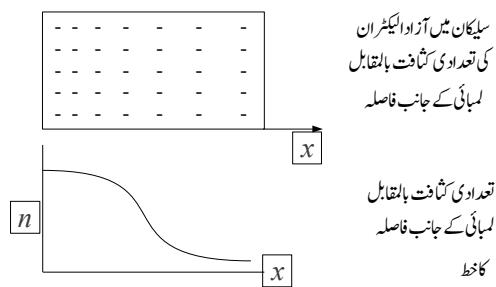
## 2.16.1 نفوذ

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 بہاؤ ہو گا جس سے برقی رو پیدا ہو گی۔ ایسے برقی رو کو نفوذی برق رو<sup>127</sup> کہتے ہیں۔ اس حقیقت کو شکل 2.49 کی مدد سے بہتر سمجھا جا سکتا 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 ثابت نیم موصل سلاخ دکھائی گئی ہے جس کارقبہ عمودی تراش A ہے۔ شکل میں نقطہ الف پر آزاد خولوں کی تعدادی کثافت (p) جبکہ اس کے قریب  $\Delta x$  فاصلہ پر نقطہ ب پر تعدادی کثافت  $\Delta p$  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 جا سکتا 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  $I_p = \frac{\Delta Q_p}{\Delta t}$  ہو گی یعنی  $\Delta Q_p / \Delta t$

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

اس بر قی رو کی کثافت  $J_p$  کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.45) \quad J_p = \frac{I_p}{A} = -\frac{q \Delta p \Delta x}{2 \Delta t}$$

کسی بھی تفاعل  $y$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں  $\Delta y = \frac{dy}{dx} \Delta x$  یوں موجودہ صورت میں لکھا جا سکتا ہے۔

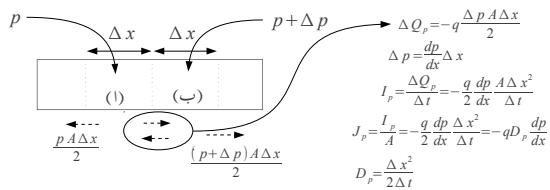
$$(2.46) \quad \Delta p = \frac{dp}{dx} \Delta x$$

ان دو مساواتوں سے حاصل ہوتا ہے

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

اس مساوات میں

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



شکل 2.50: آزاد خول سے حاصل نفوذی 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 کثافت 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> نفوذ کے زیر مال برداری کے اس قیام کو اضافہ فن Fick Adolph 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 الکٹریشن اور آزاد خول کے حرکت کرنے کا دوسرا ذریعہ بہاو<sup>133</sup> ہے۔ بہاو سے پیدا بر قی رو کو بہاو 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! شدت<sup>135</sup>  $E$  پیدا ہو گی جہاں

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

کے برابر ہے۔ بر قی دباؤ کی شدت آزاد الکٹریشن اور آزاد خول کو اسراع دے گا۔ آزاد خول کا رفتار بر قی شدت کی سمت میں جبکہ آزاد الکٹریشن کا رفتار اس کے الٹ سمت میں بڑھے گا۔ بر قی شدت سے پیدا بادوں کے رفتار کو رفتار بہاو<sup>136</sup> کہتے ہیں۔ آگے صرف آزاد الکٹریشن پر گفتگو کرتے ہیں اگرچہ یہ سب کچھ آزاد خول کے لئے بھی درست ہے۔ اس گفتگو میں آزاد الکٹریشن کو صرف الکٹریشن کہیں گے۔

الکٹریشن کی رفتار کے دو اجزاء ہیں۔ ایک جزو حرارتی رفتار ہے جبکہ دوسرا جزو بہاو کی رفتار یا رفتار بہاو ہے۔ اگر سلیکان کے سلاخ میں ہر مقام پر حرارتی یکساں ہو تب اس سلاخ میں حرارتی رفتار کی او سط قیمت ہر مقام پر برابر ہو گی۔ حرارتی رفتار بلا ترتیب ہے اور یوں سمیت حرارتی رفتار کی او سط قیمت صرف ہوتی ہے۔ المذا اس صورت میں سمیت حرارتی رفتار کا سلیکان میں بر قی رو پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اس کے برعکس الکٹریشن کی سمیت رفتار بہاو<sup>137</sup> بر قی شدت کے الٹ سمت میں ہوتی ہے اور اس کی او سط قیمت بر قی شدت پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں بر قی شدت کے موجودگی میں سلیکان میں بر قی رو سمیت رفتار بہاد کے وجہ سے ہوتی ہے۔ سمیت رفتار بہاو پر اب گفتگو کرتے ہیں۔

بر قی شدت کی وجہ سے حرکت کرتے بار و قاتاً نو قاتاً ساکن ایٹھوں کے ساتھ ٹکرایا کر اپنی توانائی ضائع کر دیتے ہیں اور ان کی مخفی سمیت رفتار بہاو<sup>138</sup> صفر ہو جاتی ہے۔ ٹکرانے کے بعد یہ ایک مرتبہ پھر بر قی شدت کی وجہ سے رفتار کپڑتے ہیں۔ یوں ٹکرانے کی وجہ سے الکٹریشن کی رفتار لگتا رہتا نہیں بڑھتی بلکہ یہ کسی او سط رفتار سے سلیکان میں بر قی شدت کے الٹ سمت حرکت کرتے ہیں۔ اس او سط سمیت رفتار کو او سط سمیت رفتار بہاو یا صرف سمیت رفتار بہاو 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 الیکٹران پر قوت  $F = -qE$  عمل کرے گا۔ اس قوت کی وجہ سے الیکٹران اسرائع  $a$  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 الیکٹران کے تکڑانے کا اوست وقفہ  $t_n$  ہو تو اتنے وقت میں ساکن حال سے چلا الیکٹران رفتار  $v_{t_n}$  اختیار کرے گا جہاں

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

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

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

اس مساوات میں  $\mu_n = \frac{q t_n}{2 m_n}$  لکھنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے

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

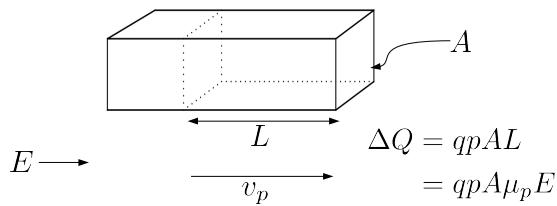
جہاں  $\mu_n$  کو الیکٹران کی حرکت پذیری<sup>140</sup> کہتے ہیں۔ اگر سمیت رفتار بہاؤ کو cm/s اور برقی شدت کو V/cm میں ناپا جائے تو سیلیکان میں الیکٹران کی حرکت پذیری  $\mu_n$  کی قیمت  $1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  ہے۔ اسی طرح آزاد خول کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.52) \quad v_p = \mu_p E$$

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 الیکٹران کی حرکت پذیری اور گہرائی پر خول کی حرکت پذیری کی بات کی گئی۔ شکل 2.51 میں ثابت نیم موصل سیلیکان کا سلانخ دکھایا گیا ہے جس میں آزاد خول کی تعدادی کثافت  $p$  فی مربع سنٹی میٹر ہے۔ اگر اس سلانخ میں برقی شدت  $E$  ہو تو اس میں آزاد خول کی سمیت رفتار بہاؤ  $v_p$  اسی سمت میں ہو گی۔ یوں ایک سینٹی میٹر میں آزاد خول اس سلانخ میں  $v_p$  سنٹی میٹر کا فاصلہ طے کریں گے۔ سلانخ کے لمبائی  $L$  کا جم  $A \times L$  ہے اور اتنے جم میں  $p$  آزاد خول ہوں گے۔ یوں اتنے جم میں کل آزاد بار  $\Delta Q = qpAL$  ہو گا۔ اگر  $v_p$  سنٹی میٹر

---

Newton' law<sup>139</sup>  
electron mobility<sup>140</sup>



شکل 2.51: برقی شدت سے برقی رو کا پیدا ہونا

لمبائی کی بات کریں تو اتنے سلاخ میں موجود آزاد خول کا بار گا۔ سلاخ کے دوسری جانب سطح A سے یوں ہر سینٹ  $qpAv_p$  بار گزرنے گا اور یوں اس سلاخ میں برقی رو  $I_p$  کی قیمت  $qpAv_p$  ہو گی۔ اس برقی رو کی کثافت  $J_p$

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

ہو گا۔

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

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

آزاد الکیٹران اور آزاد خول کے موجودگی میں برقی رو دونوں باروں کی وجہ سے پیدا ہو گی اور یوں اس صورت میں ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.55) \quad J_\sigma = qn\mu_n E + qp\mu_p E = q(n\mu_n + p\mu_p)E$$

اس مساوات میں

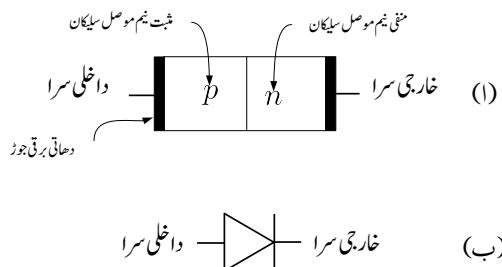
$$(2.56) \quad \sigma = (n\mu_n + p\mu_p)$$

لکھنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

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

یہ مساوات برقی شدت کی بدولت بہاؤ سے پیدا ہر قی رو کی مساوات ہے جس میں  $\sigma$  سلیکان کے موصلیت کا مستقل ہے۔ مساوات 2.57 در حقیقت قانون اُبم<sup>142</sup> ہے۔

conductivity<sup>141</sup>  
Ohm's law,<sup>142</sup>



شكل 2.52: ڈائیوڈ کی بناؤٹ اور اس کی علامت

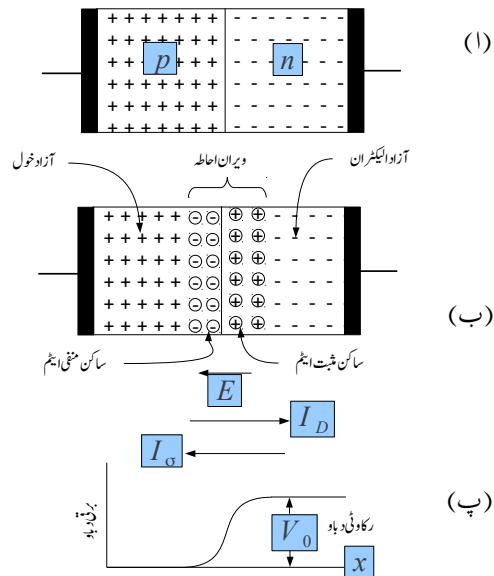
## 2.17 ثبت اور منقی اقسام کے نیم موصل مواد کا ملاب

ثبت نیم موصل مواد اور منقی نیم موصل مواد کے ملاب سے ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے۔ شکل 2.52 میں اس کی بناؤٹ اور علامت دکھائی گئی ہے۔ حقیقت میں ڈائیوڈ تیار کرتے وقت سیلکان کی ایک ہی پتڑی پر منقی اور ثبت قسم کے نیم موصل احاطے ملا کر بنائے جاتے ہیں۔ تصور کریں کہ ثبت نیم موصل اور منقی نیم موصل سیلکان کو جوڑا جاتا ہے۔ اس وقت کا صورت حال شکل 2.53-1 میں دکھایا گیا ہے۔ نفوذ کی وجہ سے ثبت نیم موصل حصے سے آزاد خول منقی نیم موصل حصے کی جانب حرکت کریں گے اور اسی طرح منقی نیم موصل حصے سے آزاد الیکٹران ثبت نیم موصل حصے کی جانب حرکت کریں گے۔ ثبت نیم موصل حصے سے خولوں کے نکل جانے سے یہاں سرحد کے قریب ساکن منقی ایٹم نمودار یا بے پرده ہوں گے۔ اسی طرح منقی نیم موصل حصے سے الیکٹران کے نکل جانے سے یہاں سرحد کے قریب ساکن ثبت ایٹم نمودار یا بے پرده ہوں گے۔ ثبت نیم موصل حصے میں داخل الیکٹرانوں 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 بیسیں گے جب تک یہ کسی خول کے ساتھ مل کر ختم نہ ہو جائیں۔ اسی طرح منقی حصے میں داخل آزاد خولوں میں سے جند یہاں آزاد الیکٹرانوں 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 دائرے میں بند دکھایا گیا ہے۔ آزاد الیکٹرانوں اور آزاد خولوں کے اس حرکت سے پیدا نفوذی برقی رو  $I_D$  کو لکھتے ہیں جہاں نیچے کر کے نفوذ کے مستقل  $D$  لکھنے سے اس برقی رو کی بطور نفوذی برقی رو پہچان کی گئی ہے۔ نیم موصل سیلکان از خود بے بار<sup>143</sup> ہوتا ہے۔ شکل ب کے دونوں جانب بے بار نیم موصل سیلکان ہے جبکہ

neutral<sup>143</sup>

## 2.17. بیت اور مخفی اقسام کے نیم موصل مواد کا ملائپ

163



حکل 2.53: رکاوٹی برقی دباؤ

ان کے درمیانی سرحد پر بار باردار ساکن ایٹم نمودار ہو چکے ہیں۔ اس درمیانے خطے کو ویران خطے<sup>144</sup> کہتے ہیں۔ یوں سرحد کے دائیں جانب ثبت ایٹم جبکہ اس کے باائیں جانب منقی ایٹم موجود ہیں۔ آپ جانتے ہیں کہ ایک جانب ثبت بار اور دوسرے جانب منقی بار کا وجود بوقت شدت<sup>145</sup>  $E$  پیدا کرتا ہے اور ان کے مابین بر قی دباؤ<sup>146</sup>  $V_0$  پایا جاتا ہے۔ یوں ویران خطے میں بر قی شدت  $E$  پایا جائے گا۔

اگر منقی نیم موصل حصے سے حرارتی توانائی کی بدولت حرکت کرتا آزاد خول<sup>147</sup> بھکھتا ہوا ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اس پر بر قی شدت کی وجہ سے بر قی 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 الیکٹران حرارتی توانائی کی بدولت حرکت کرتا ویران خطے پہنچ جائے تو اس پر بر قی قوت  $F = -qE$  عمل کر کے اسے منقی نیم موصل حصے میں دھکیل دے گی۔ اسی طرح اگر منقی نیم موصل حصے سے آزاد الیکٹران ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اسے بھی منقی نیم موصل حصے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ بر قی شدت سے پیدا بہاؤ کا عمل ہے۔ اس عمل سے پیدا بر قی رو  $I_S$  کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ اس خطے میں کسی قسم کا آزاد بار زیادہ دیر نہیں ٹھہر سکتا اس لئے اسے ویران خطے<sup>148</sup> کہتے ہیں۔

بر قی رو  $I_S$  کی مقدار کا دار و مدار حرارتی توانائی سے حرکت کرتے ان آزاد الیکٹرانوں اور آزاد خولوں پر ہے جو ویران خطے میں بھکھ جائیں۔ اس کے بر عکس بر قی رو  $I_D$  کی مقدار دونوں نیم موصل خطوں میں شامل کئے گئے ملاؤں ایٹموں کی تعدادی کثافت اور رکاوٹی بر قی دباؤ  $V_0$  پر ہے۔ یوں  $I_D$  کی مقدار  $V_0$  بڑھنے سے کم ہوتی ہے۔

جس لمحہ ثبت اور منقی نیم موصل سیلیکان کو آپس میں جوڑا جائے اس لمحہ<sup>149</sup> صرف  $I_D$  بر قی رو پائی جائے گی۔ جیسے جیسے ویران خطے کے حدود بڑھیں گے ویسے ویسے  $E$  اور  $V_0$  کی مقداریں بڑھیں گے اور یوں  $I_D$  کی مقدار گھٹے گی جبکہ  $I_S$  کی مقدار بڑھے<sup>150</sup> گی۔ آخر کار ان دو قسموں کی بر قی رو کی مقداریں برابر ہو جائیں گی (یعنی  $I_D = I_S$ ) اور نیم موصل جزو سیلیکان متوازن صورت اختیار کر لے گا۔

depletion region<sup>144</sup>  
electric field intensity<sup>145</sup>  
voltage<sup>146</sup>

<sup>147</sup> یہ رہے کہ نیم موصل سیلیکان میں حرارتی توانائی کی بدولت ہر وقت حرارتی بار پیدا ہوتے رہتے ہیں۔

depletion region<sup>148</sup>

انجی ویران خط پیدا نہیں ہوا ہوتا لہذا  $I_S$  صفر ہوتا ہے۔

<sup>150</sup>  $I_S$  کی قیمت حرارتی توانائی سے حرکت کرنے آزاد باروں کے ویران خطے میں بھکھنے پر مختصر ہے۔ ویران خطے کے حدود بڑھنے سے ایسا ہونے کے امکانات بڑھ جاتے ہیں۔

متوازن صورت حال کے حصول کے بعد اگر کسی وجہ سے  $I_D$  کی قیمت بڑھ جائے تو اس سے مزید بار بردار ایٹم نمودار ہوں گے جس سے  $E$  اور  $V_0$  کی قیمت میں اضافہ ہو گا جس سے  $I_D$  کے اضافے کی روک تھام ہو گی اور ایک مرتبہ دوبارہ متوازن صورت حال پیدا ہو گا۔ اس کے 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 ایٹموں کی تعداد میں کمی آئے گی جس سے  $E$  اور  $V_0$  کی قیمتیوں میں کمی آئے گی۔ رکاوٹی دباؤ میں کمی  $I_D$  کے گھنٹے کو روکے گی اور ایک مرتبہ دوبارہ متوازن صورت حال پیدا ہو گا۔

شکل میں دکھایا برقی دباؤ  $V_0$  نفوذ کے عمل کروتا ہے۔ اسی لئے اسے رکاوٹی برقی دباؤ<sup>152</sup> کہتے ہیں۔ سیکان میں رکاوٹی برقی دباؤ کی عمومی قیمت  $0.6\text{V}$  تا  $0.8\text{V}$  رہتی ہے۔ اس کی اوسط قیمت کو عموماً  $0.7\text{V}$  لیا جاتا ہے۔

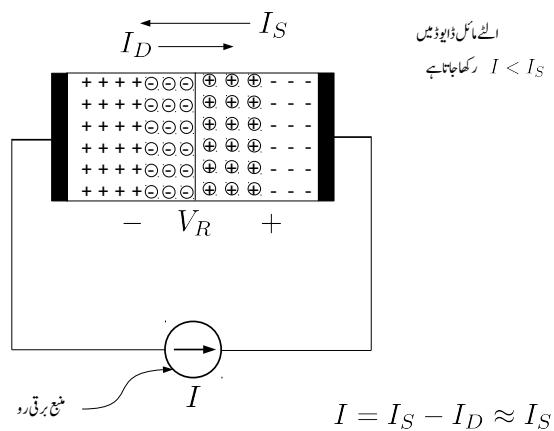
مثال 2.12: اگر ڈائیوڈ کے سروں کے مابین برقی تار جوڑی جائے تو کیا رکاوٹی برقی دباؤ کی وجہ سے برقی تار میں برقی روپیدا ہو گی؟ حل: ہرگز نہیں۔ اگر ایسا ممکن ہوتا تو ہم ڈائیوڈ سے لگاتار توانائی حاصل کر سکتے ہوتے جو کہ قانون برائے بقاۓ توانائی کے خلاف ہے۔

حقیقت میں ڈائیوڈ کے سروں پر نیم موصل اور دھاتی برقی تار کے جوڑ پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباؤ کے عین برابر اور اس کے الٹے 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 چھوٹے 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 چھوٹے ہیں، ان

<sup>151</sup> عام جاہت میں دیوار خٹکے کے حد و نہیت کم تبدیل ہوتے ہیں لہذا  $I_S$  کی قیمت کو غیر تغیر پذیر لمحی اٹل تصور کیا جاتا ہے۔

<sup>152</sup> blocking voltage  
<sup>153</sup> volt meter



شکل 2.54: اکٹھا مائل ڈائیوڈ

سرول پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباؤ کے بالکل برابر اور اس کے اُنٹ سمت میں ہوتا ہے۔ یوں ولٹ میٹر صفر ولٹ جواب دیتا ہے۔

## 2.18 اکٹھا مائل ڈائیوڈ

اُنٹے مائل ڈائیوڈ میں برقی رو نہیں گزرتی یعنی اکٹھا مائل ڈائیوڈ منقطع<sup>154</sup> رہتا ہے۔ اس حقیقت پر اس حصہ میں غور کیا جائے گا۔ اُنٹے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی سمجھنا اس میں الٹی جانب برقی رو پر غور کرنے سے زیادہ آسان ہوتا ہے۔

اُنٹے مائل ڈائیوڈ پر شکل 2.54 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں یہ ورنی منبع برقی رو<sup>155</sup>، ڈائیوڈ میں اُنٹی جانب برقی رو  $I$  گزارتا ہے۔ منبع برقی رو اس آلہ کو کہتے ہیں جو درکار برقی رو مہیا کر سکے۔ قصور کریں کہ  $I$  کی قیمت ڈائیوڈ کے اندر ورنی بہاؤ سے پیدا برقی رو  $I_S$  سے کم ہے۔ عام حالات میں اُنٹے مائل ڈائیوڈ میں ایسا ہی ہوتا ہے۔ حصہ 2.19 میں اس صورت پر غور ہو گا جب  $I$  کی قیمت  $I_S$  سے تجاوز کر جائے۔

<sup>154</sup> cut off  
<sup>155</sup> current source

بیرون ڈائیوڈ، برقی رو موصل تار میں الکٹرانوں کی حرکت سے پیدا ہوتی ہے۔ برقی تار میں الکٹران برقی رو  $I$  کے الٹ جانب حرکت کرتے ہیں۔ یوں شکل میں ڈائیوڈ کے دائیں جانب یعنی اس کے منفی نیم موصل حصے سے آزاد الکٹران نکل کر برقی تار میں داخل ہوتے ہیں جس سے اس خطے میں مزید ایٹم بے پردہ یعنی بار بردار ہو کر ویران خطے کی لمبائی بڑھاتے ہیں۔

اسی طرح شکل میں ڈائیوڈ کے بائیں جانب یعنی اس کے ثابت نیم موصل حصے میں برقی تار سے الکٹران پیچتے ہیں۔ آزاد خول اس سرے کے جانب حرکت کر کے ان الکٹرانوں کے ساتھ مل کر ختم ہوتے ہیں۔ ثابت نیم موصل میں آزاد خولوں کے خاتمے کی وجہ سے یہاں بار بردار ایٹموں کی تعداد بڑھتی ہے اور یہاں کے ویران خطے کا رقبہ بھی بڑھتا ہے۔

ڈائیوڈ میں ویران خطے کے بڑھنے سے رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت میں  $V_R$  کا اضافہ ہوتا ہے جس سے نفوذی برقی رو  $I_D$  کی قیمت نہیں کم ہو جاتی ہے۔ یہ اضافی رکاوٹی برقی دباؤ یعنی  $V_R$  ڈائیوڈ کے سروں پر نمودار ہو جاتا ہے جسے ولٹ میٹر کی مدد سے ناپا جاسکتا ہے۔

### کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

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

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

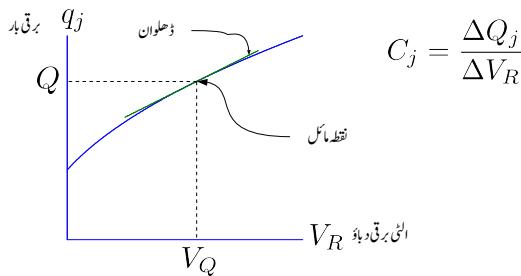
$$(2.59) \quad I \approx I_S$$

اس مساوات کے تحت الٹے مائل ڈائیوڈ میں الٹی جانب برقی رو کی قیمت  $I_S$  کے برابر ہوتی ہے۔ مساوات 2.4 بھی یہی کہتا ہے۔  $I_S$  کی قیمت نہیں کم ہوتی ہے اور اسے عموماً صفر تصور کیا جاتا ہے۔

یوں ڈائیوڈ کو اٹھا مائل کرنے سے اس میں الٹی 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 منع برقی دباؤ<sup>158</sup> کے ذریعہ ڈائیوڈ کو اٹھا مائل کیا جائے تو جب تک الٹے برقی دباؤ کی قیمت ڈائیوڈ کے برداشت کی حد سے تجاوز نہ کر جائے اس وقت تک ڈائیوڈ میں الٹی جانب صرف  $I_S$  برقی رو گزرے گی جو کہ ایک نہیں کم مقدار ہے۔ اس لئے الٹے مائل ڈائیوڈ کو منقطع<sup>159</sup> تصور کیا جاتا ہے۔

برداشت الٹ بحالی دورانیہ  
reverse recovery time<sup>156</sup>  
voltage source<sup>158</sup>  
cut off<sup>159</sup>



شکل 2.55: بار بالقابل التابعی دباؤ اور کپیسٹر

یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ حقیقت میں الٹے مائل ڈایوڈ میں  $I_S$  سے کئی گنا زیادہ برقی رو گزرتی ہے اور اس کی قیمت درحقیقت الٹے لائگو برقی دباؤ پر منحصر ہوتی ہے۔ اس کی وجہ یہ ہے کہ اوپر دیا گیا نظریہ حقیقی حالات کا ایک سادہ نمونہ ہے جو الٹے مائل صورت کی پیچیدگیاں نظر انداز کرتا ہے۔ ایک ڈایوڈ جس کی  $I_S$  کی قیمت  $10^{-15} \text{ A}$  کے برابر ہو حقیقت میں الٹی جانب  $A^{-9}$  تک برقی رو گزار سکتا ہے۔ چونکہ حقیقت میں الٹی جانب گزرتی برقی رو کی قیمت بھی نہایت کم ہوتی ہے لہذا الٹے مائل ڈایوڈ کو منقطع ہی تصور کیا جاتا ہے۔

### 2.18.1 الٹے مائل ڈایوڈ بلوک کپیسٹر

آپ نے دیکھا کہ ڈایوڈ میں جوڑ کے ایک جانب ثابت ایٹم اور دوسری جانب منفی ایٹم نمودار ہو جاتے ہیں۔ پوں 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 ڈایوڈ پر الٹی برقی دباؤ  $V_R$  باہر سے لائگو کی جائے تو مزید بار بردار ایٹم نمودار ہوتے ہیں جس سے جوڑ کے دونوں جانب بار کی مقدار بڑھ جاتی ہے اور رکاوٹی برقی دباؤ میں  $V_R$  کا اضافہ ہو جاتا ہے۔ جوڑ پر بار  $q_i$  اور بیرونی برقی دباؤ  $V_R$  کا خط شکل 2.55 میں دکھایا گیا ہے۔ یہاں ایک لمحہ رک کر غور کریں کہ کیا ویران خطے کے دونوں جانب بار کے تہہ اور ان کے مابین رکاوٹی برقی دباؤ ایک کپیسٹر<sup>160</sup> نہیں بن جاتے۔ یقیناً ایسا ہی ہے۔ آپ کپیسٹر کی مساوات

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

capacitor<sup>160</sup>

سے بخوبی آشنا ہوں گے۔ اس مساوات میں برقی دباؤ اور ہار خطی تعلق رکتا ہے اور مساوات کا مستقل یعنی  $C$  کپیسٹر کی قیمت ہے۔ شکل 2.55 میں برقی دباؤ اور ہار کا تعلق قدر مختلف ہے۔ اس خط پر کسی بھی نقطہ پر  $C_j$  کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

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

شکل میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی نقطہ پر کپیسٹر کی قیمت درحقیقت اس نقطہ پر خط کے ڈھلوان کے برابر ہوتا ہے۔ یوں اس خط کی مدد سے کسی بھی نقطہ پر ڈائیوڈ کی کپیسٹنس حاصل کرنے کی خاطر اس نقطہ پر مماس کا خط بنائیں اور اس خط کی ڈھلوان حاصل کریں۔ یہی ڈائیوڈ کی کپیسٹنس ہو گی۔

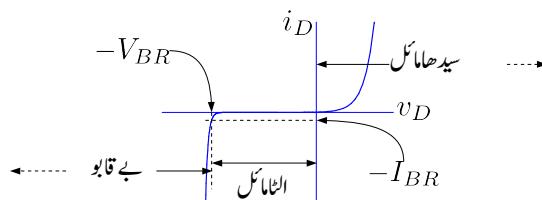
ڈائیوڈ کی کپیسٹنس  $C_j$  کی قیمت مساوات 2.62 سے بھی حاصل کی جاسکتی ہے۔ یہ مساوات درحقیقت شکل 2.55 کے خط کو الجبرائی طور سے حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(2.62) \quad C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_0}\right)^m}$$

جوڑ کے ایک جانب  $n$  ملاوی ایٹموں کی تعدادی کثافت کو جس انداز سے تبدیل کرتے ہوئے جوڑ کے دوسرے جانب  $p$  ملاوی ایٹموں کی تعدادی کثافت حاصل کی جاتی ہے،  $m$  کی قیمت اسی پر منحصر ہوتی ہے۔  $m$  کو شرح جزو بندی کہتے ہیں۔  $m$  کی عمومی قیمت  $\frac{1}{3}$  تا  $\frac{1}{2}$  ہے۔  $C_j$  کو ڈائیوڈ کے جوڑ کی کپیسٹنس یا جوڑ کی کپیسٹنس<sup>161</sup> کہتے ہیں۔

سید ہے مائل ڈائیوڈ کی الٹی کپیسٹنس  $C_j$  مساوات 2.62 میں  $V_R - V_{DQ}$  کے استعمال سے حاصل کرتے وقت دیکھا گیا ہے کہ صحیح حاصل نہیں ہوتا لہذا سید ہے مائل ڈائیوڈ میں اس کی قیمت مندرجہ ذیل مساوات سے حاصل کی جاتی ہے۔

$$(2.63) \quad C_j = 2C_{j0}$$



کل 2.56: ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی روکاخط

## 2.19 بے قابو صورت

اگر ڈائیوڈ المائکل کرنے والے برقی دباؤ کو بذریعہ بڑھایا جائے تو آخر کار ڈائیوڈ کے برداشت کی حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈائیوڈ یکدم الٹی جانب بے قابو برقی رو گزرنے دے گا۔ اس برقی دباؤ کو ناقابل برداشت برقی دباؤ<sup>162</sup>  $V_{BR}$  کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ میں یکدم الٹی جانب برقی رو کا گزرتا دو مختلف وجوہات کی بنا پر عمل میں آسکتا ہے۔ نیم موصل سیلکان میں پاروں 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۔

جب بھی الٹی مائل ڈائیوڈ کے ویران خطے میں آزاد بار داخل ہو، اس پر برقی شدت  $E$  عمل کرتا ہے جس کی وجہ سے یہ تیزی سے ایک جانب ویران خطے سے نکل جاتا ہے۔ یوں اگر ایک آزاد الکیٹران ویران خطے میں داخل ہو تو یہاں کی برقی شدت  $E$  اس الکیٹران کو منفی نیم موصل خطے کی جانب دھکیل دیتا ہے۔ آزاد الکیٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے اور ایٹموں کے ساتھ بار بار ٹکراتے ہوئے ویران خطے سے باہر جانب حرکت کرتا ہے۔

اگر آزاد الکیٹران برقی شدت سے اتنی میکانی توانائی حاصل کرے کہ اس کے ٹکرانے سے سیلکان ایٹم ایک الکیٹران کھو بیٹھے تو اس صورت میں ویران خطے میں ایک آزاد الکیٹران جلد دوسرا آزاد الکیٹران پیدا کرے گا۔ یہ دو آزاد الکیٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے دو مزید ایٹموں سے ٹکراتے ہوئے دو اور آزاد الکیٹران پیدا کریں گے اور یوں آزاد الکیٹرانوں کی تعداد بے قابو بڑھے گی جس سے ڈائیوڈ میں الٹی جانب بے قابو برقی رو

break down voltage<sup>162</sup>avalanche<sup>163</sup>Zener Melvin Clarence<sup>164</sup> نے زینر ڈائیوڈ پیدا کیا

کارنس میل، نیز

گزرنے گی۔ یہ تمام بالکل برفانی تودہ گرنے کی طرح کا عمل ہے اور اسی لئے اس عمل کو بے قابو بوجہ تودہ<sup>165</sup> کہتے ہیں۔

ڈائیوڈ کے الٹی جانب بے قابو ہونے کا دوسرا ذیلہ زینر عمل کہلاتا ہے۔ اگر اٹھے مائل کرنے والے برقی دباؤ کے بڑھانے سے ویران خطے میں برقی شدت کی قیمت اتنی بڑھ جائے کہ اس کے کھنچ سے ہی الیکٹران ایٹمیوں سے جدا ہو سکیں تو اس برقی دباؤ پر یکدم الٹی جانب بے قابو برقی رو گزرنے 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 برق 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۔

عمومی طور پر پانچ ولٹ سے کم برقی دباؤ پر بے قابو ہونا زینر عمل کی نشانی ہوتی ہے جبکہ سات ولٹ سے زیادہ برقی دباؤ پر بے قابو ہونا تودہ کے عمل کی نشانی ہوتی ہے۔ پانچ تا سات ولٹ کے مابین بے قابو ہونا زینر اور تودہ دونوں کی وجہ سے ممکن ہوتا ہے۔

### 2.19.1 زینر برقی دباؤ بالمقابل درجہ حرارت

تقریباً  $V_Z$  زینر برقی دباؤ کے زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت تبدیل ہونے سے تبدیل نہیں ہوتا۔ اس سے زیادہ زینر برقی دباؤ والے زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت بڑھانے سے بڑھتا ہے جبکہ اس سے کم زینر برقی دباؤ والے زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت بڑھانے سے لگھتا ہے۔ یوں برقی دباؤ کے تبدیلی کی عمومی شرح کو ایک فی اکائی سیلیسیس لیتے ہوئے درجہ حرارت  $C^{\circ}$  سے  $7V$  زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ  $7.07V$  ہو جائے گا۔

### 2.20 سیدھاماکل ڈائیوڈ

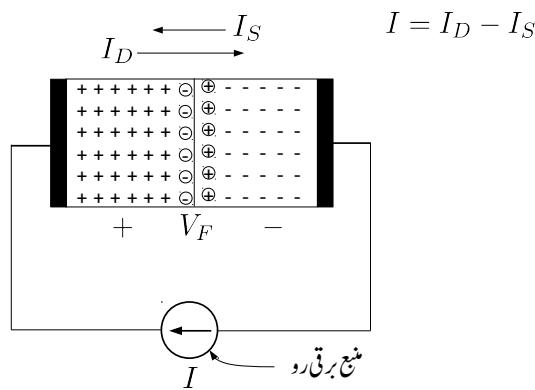
سیدھے مائل چالو حال ڈائیوڈ پر شکل 2.57 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں ڈائیوڈ کو بیرونی منبع برق رو<sup>168</sup> کی مدد سے I فراہم کی گئی ہے۔ بیرونی برقی رو I، ڈائیوڈ کے دونوں سروں پر اکثریتی بار فراہم کرتی ہے یعنی منفی نیم موصل

avalanche breakdown<sup>165</sup>

zener diode<sup>166</sup>

zener voltage<sup>167</sup>

current source<sup>168</sup>



شکل 2.57: سیدھا مائل ڈائیوڈ

کو آزاد ایکٹران اور ثابت نیم موصل کو آزاد خول۔ منفی نیم موصل کو فراہم کردہ آزاد ایکٹران اس جانب ویران خطے میں ثابت ایٹھوں کے ساتھ مل کر انہیں بے بار بناتے ہیں جبکہ ثابت نیم موصل خطے میں مہیا کردہ آزاد خول اس جانب ویران خطے میں منفی ایٹھوں کے ساتھ مل کر انہیں بے بار بناتے ہیں۔ یوں ویران خطے کی لمبائی کم ہو جاتی ہے اور یہاں کی رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت کم ہونے سے نفوذی برقی رو  $I_D$  میں اضافہ ہوتا ہے۔ کرخوف کے مساوات برائے برقی رو کے مطابق یوں

$$(2.64) \quad I = I_D - I_S$$

ہو گا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی رکاوٹی برقی دباؤ میں  $V_F$  ولٹ کی کمی آتی ہے۔ یہ برقی 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 برقی دباؤ پر ہوتا ہے۔

اسی طرح اگر ڈائیوڈ کو منع برقی دباؤ  $V_F$  سے سیدھا مائل کیا جائے تو ڈائیوڈ کی اندر ورنی رکاوٹی برقی دباؤ میں  $V_F$  ولٹ کی کمی پیدا ہو گی اور اس میں مساوات 2.64 کے تحت برقی رو گزرے گی۔

volt meter<sup>169</sup>

### 2.20.1 سیدھے مائل ڈائیوڈ کی نفوذی کپیسٹنس

حصہ 2.18.1 میں الٹے مائل ڈائیوڈ کے ویران خطے کی دونوں جانب باروں کے جمع ہونے سے پیدا کپیسٹنس پر غور کیا گیا جہاں آخر میں سیدھے مائل ڈائیوڈ کی کپیسٹنس کا بھی ذکر کیا گیا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ میں ایک اور نوعیت کی کپیسٹنس پائی جاتی ہے جس پر اس حصے میں غور کیا جائے گا۔ اس کپیسٹنس کو ڈائیوڈ کی نفوذی کپیسٹنس<sup>170</sup> پکارا جائے گا۔

آپ جانتے ہیں کہ ڈائیوڈ میں الکیٹران ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہو کر برقی رو کو جنم دیتا ہے۔ اگر ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہونے کے لئے درکار اوسط دورانیہ  $\tau$  سینڈ ہوتے اوسط برقی رو  $I_D = \frac{Q}{\tau}$  ہو گی جہاں  $Q$  اوسط بار ہے۔ یوں ڈائیوڈ کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا 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

$$(2.66) \quad C_d = \frac{I_D \tau}{V_T}$$

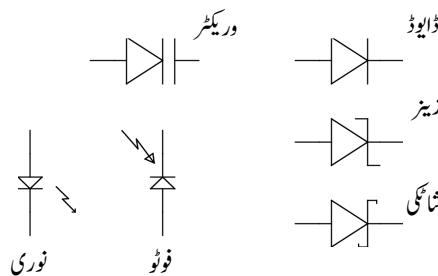
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس کپیسٹر کی قیمت سیدھے برقی رو کے برائے راست تناسب ہے اور یوں اس کی قیمت کافی زیادہ ممکن ہے۔ مثال کے طور پر اگر  $s = 1s$  اور  $I_D = 1mA$  ہوتے تو  $C_d = 40pF$  ہو گا۔ ڈائیوڈ استعمال کرتے تیرفقار عددی ادوار<sup>171</sup> میں یہ وہ کپیسٹنس ہے جو بلند تر تعدد کی حد 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۔

---

diffusion capacitance<sup>170</sup>  
digital circuits<sup>171</sup>



شكل 2.58: مختلف ڈايوڈ کے علامت

## 2.21.1 شانگی ڈايوڈ

منفی نیم موصل اور ثابت نیم موصل کے ملاب سے ڈايوڈ وجود میں آتا ہے۔ نیم موصل کے ساتھ دھات جوڑنے سے بھی ڈايوڈ وجود میں آتا ہے جسے شانگی ڈايوڈ<sup>172</sup> کہتے ہیں۔ ڈايوڈ کے علامت میں انگریزی حروف تہجی S کی شمولیت سے شانگی ڈايوڈ کی علامت حاصل ہوتی ہے۔ شانگی ڈايوڈ منفی نیم موصل اور دھات مسئلہ پلائینم<sup>173</sup> کے ملاب سے بنایا جاتا ہے۔ شانگی ڈايوڈ 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 شانگی ڈايوڈ میں منفی نیم موصل سے الکٹران کی دیران خطے سے گزر کر دھات تک پہنچنے سے برقی رو وجود میں آتی ہے۔ چونکہ دھات میں الکٹران کی حرکت با آسانی ہوتی ہے لہذا دوبارہ جزنے کا دورانیہ  $\tau$  نہایت کم ہوتا ہے۔  $\tau$  کی قیمت  $10\text{ ps}$  کے لگ بھگ ہوتا ہے جو کہ  $pn$  ڈايوڈ کے دورانیہ سے کئی درجے کم ہے۔ اس طرح  $I_D = 1\text{ ms}$  پر شانگی ڈايوڈ کا نفوذی کپیٹر مساوات  $2.66$  سے  $C_d = 0.4\text{ pF}$  حاصل ہوتا ہے۔

ان ڈايوڈ میں نہایت کم بار ذخیرہ ہوتا ہے۔ یوں انہیں انتہائی تیزی سے سیدھے مائل چالو حال سے لئے مائل منقطع حال یا لئے مائل منقطع حال سے سیدھے مائل چالو حال میں لا یا جا سکتا ہے۔ نہایت بلند تعداد پر چلنے والے ادوار میں ان کا استعمال عام ہے۔

schottky diode<sup>172</sup>  
platinum<sup>173</sup>

یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ نیم موصل اور دھات کا ہر جوڑ شاکنی ڈائیوڈ نہیں بناتا۔ کسی بھی ڈائیوڈ کو استعمال کرنے کی خاطر اس کے سروں پر دھاتی برقی تار جوڑا جاتا ہے۔ ایسے جوڑ جہاں شاکنی ڈائیوڈ پیدا نہیں ہوتا کو مزاحمتی جوڑ<sup>174</sup> کہتے ہیں۔ مزاحمتی جوڑ نہایت زیادہ ملاوٹ والے نیم موصل سطح پر دھات جوڑ کر بنائے جاتے ہیں۔

### 2.21.2 وریکٹر ڈائیوڈ

الٹامائل ڈائیوڈ کے ویران خطے کے دونوں جانب بار پائے جاتے ہیں جس سے کپیسٹر کا اثر پیدا ہوتا ہے۔ اس کپیسٹر  $C_j$  کی قیمت الٹامائل کرنے والے برقی دباؤ  $V_R$  پر مخصر ہے۔ یوں  $V_R$  تبدیل کر کے  $C_j$  کی قیمت تبدیل کی جاسکتی ہے۔ یوں الٹامائل ڈائیوڈ بطور قابل تبدیل کپیسٹر کے استعمال کیا جاسکتا ہے جنہیں ریڈیو کو کسی چینل پر ٹیون کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ اس مقصد کے لئے خاص ڈائیوڈ بنائے جاتے ہیں جن میں  $C_j$  کی قیمت اور اس میں تبدیلی کی گنجائش کا زیادہ سے زیادہ رکھا جاتا ہے۔ ان ڈائیوڈ کو وریکٹر ڈائیوڈ<sup>175</sup> کہتے ہیں۔ اس کی علامت میں کپیسٹر کی علامت شامل کر کے بچان کی جاتی ہے۔

### 2.21.3 فوٹو ڈائیوڈ یا شمسی ڈائیوڈ

ڈائیوڈ کے ثبت۔ منفی جوڑ پر روشنی چکانے سے ویران خطے میں ضیائی ذرے یعنی فوٹان<sup>176</sup> شریک گرفتی بند<sup>177</sup> کو توڑ کر آزاد اکیٹران اور آزاد خول پیدا کرتے ہیں۔ ویران خطے میں برقی شدت ان باروں کو یہاں سے باہر نکال جاتے ہیں۔ یوں ڈائیوڈ میں ائے رُخ برقی رو گزرتی ہے۔ ایسے ڈائیوڈ کو شمسی ڈائیوڈ<sup>178</sup> یا فوٹو ڈائیوڈ پکارا جاتا ہے۔ فوٹو ڈائیوڈ کو بطور شمسی چادر<sup>179</sup> استعمال کرنے کا رمحان دن بدن بڑھ رہا ہے اور یہ صاف و شفاف بگلی پیدا کرنے کا ذریعہ ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی چکانے کے عمل کو ظاہر کیا جاتا ہے۔ روشنی کا ایک ذرہ ایک شریک گرفتی بند توڑتا ہے۔ یوں روشنی کی شدت بڑھا کر زیادہ آزاد بار پیدا کئے جاسکتے ہیں۔

---

ohmic contact<sup>174</sup>  
varactor diode<sup>175</sup>  
photon<sup>176</sup>  
covalent bond<sup>177</sup>  
photo diode<sup>178</sup>  
solar panel<sup>179</sup>

## 2.21.4 نوری ڈائیوڈ

فولٹ ڈائیوڈ کے برعکس نوری ڈائیوڈ<sup>180</sup> میں جب سیدھے رُخ بر قی رو گزاری جائے تو باروں کے ملپ سے روشنی پیدا کی جاتی ہے۔ ایک الیکٹران اور ایک خول کے ملپ سے ایک فوٹان وجود میں آتا ہے۔ یوں بر قی رو کے بڑھانے سے پیدا روشنی کی شدت بڑھتی ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی خارج کرنے کا عمل دکھا کر پچان کی جاتی ہے۔

## 2.21.5 ضیائی وابستہ کار

شکل 2.59 الف میں ضیائی وابستہ کار<sup>181</sup> دکھایا گیا ہے جسے نوری ڈائیوڈ اور شمی ڈائیوڈ کو ایک ہی ڈبے میں یوں بند کرتے بنایا گیا ہے کہ نوری ڈائیوڈ سے خارج شعاعیں شمی ڈائیوڈ پر پڑیں۔ یوں اگر ضیائی وابستہ کار کے باہیں جانب نوری ڈائیوڈ میں بر قی رو گزاری جائے تو اس کے دائیں جانب شمی ڈائیوڈ سے بر قی دباؤ حاصل ہو گا۔ اس طرح ضیائی وابستہ کار کے دونوں اطراف کا آپس میں بر قی طور پر کامل منقطع ہونے کے باوجود ایک جانب سے دوسری جانب بر قی اشارہ منتقل کیا جاسکتا ہے۔ اس آللہ کو ایسے مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں دو ادوار کو بر قی طور پر منقطع رکھتے ہوئے ان کے مابین معلومات کی ترسیل کی ضرورت ہو۔

ضیائی وابستہ کار کے استعمال سے دو ادوار کے مابین بر قی شور<sup>182</sup> کے منتقلی کو روکنے میں مدد ملتی ہے۔ اس کا استعمال عددی ادوار<sup>183</sup> کے علاوہ قوی بر قیات<sup>184</sup> میں بھی بہت اہم ہے جہاں پائچ ولٹ پر چلنے والے مخلوط ادوار کی مدد سے ہزاروں ولٹ پر چلنے والے قوی بر قیاتی ادوار کو قابو کیا جاتا ہے۔ طبی آلات میں اس کے استعمال سے مریض کو بر قی جھکا لگنے کے امکانات کو ختم کیا جاتا ہے۔

---

light emitting diode LED<sup>180</sup>  
optocoupler<sup>181</sup>  
electrical noise<sup>182</sup>  
digital circuits<sup>183</sup>  
power electronics<sup>184</sup>



شکل 2.59: ضیائی ذرائع ابلاغ

## 2.21.6 ضیائی ذرائع ابلاغ

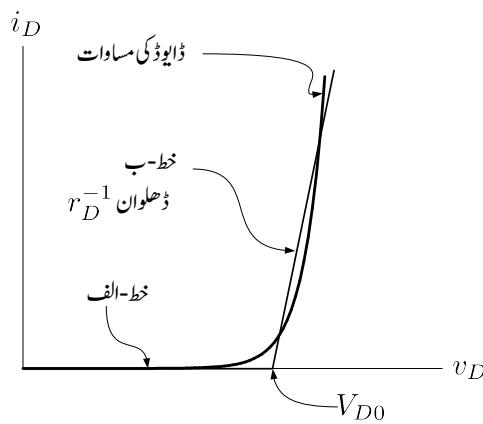
شکل 2.59 ب میں ضیائی ذرائع ابلاغ<sup>185</sup> کا نظام دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ نوری ڈائیوڈ اور شمسی ڈائیوڈ کے مابین شیش ریشه<sup>186</sup> یوں نسب کیا جاتا ہے کہ نوری ڈائیوڈ سے خارج شعاعیں شیش ریشه میں داخل ہوں اور شیش ریشه کے دوسرے سرے سے خارج ہوتی شعاعیں شمسی ڈائیوڈ پر پڑیں۔ یوں ایک جانب نوری ڈائیوڈ میں 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 جاسکتا ہے۔ موجودہ نظام ابلاغ اسی پر منحصر ہے۔ شیش ریشه ایک ایسی تار کو کہتے ہیں جس میں روشنی کے شعاع بغیر کھٹے 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 مدد نظر رکھتے ہوئے ڈیزائن کو بہتر بنایا جاتا ہے اور صرف اس وقت اصل تیار کیا جاتا ہے جب ڈیزائن کامیاب ثابت ہو۔ موجودہ دور میں کمپیوٹر کا استعمال اس پہلو سے نہایت اہم ہے۔ یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ انجنئرنگ مفاهیم کے بغیر، کمپیوٹر کے ریاضی نمونے استعمال کرتے کبھی بھی کوئی چیز تیار نہیں کی جاتی۔ کمپیوٹر صرف ایک آلہ ہے اور اس سے حاصل جوابات کی اہمیت کمپیوٹر استعمال کرنے والے کی قابلیت پر منحصر ہے۔

---

optical communication<sup>185</sup>  
optical cable<sup>186</sup>  
mathematical model<sup>187</sup>



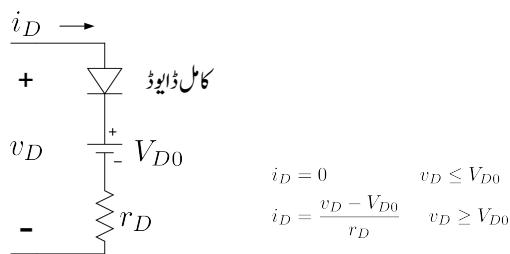
شکل 2.60: مساوات کا سیدھے خطوط سے اظہار

## 2.22.1 سیدھے خطوط کا یاضی نمونہ

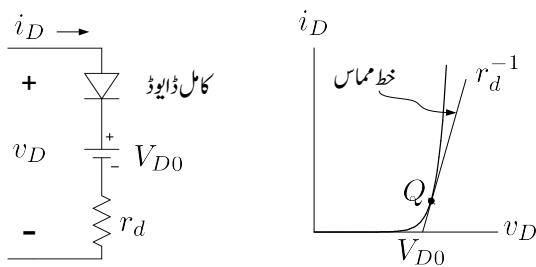
ڈائیوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی دباؤ ڈائیوڈ کی مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ عموماً اوقات ہمیں عمومی جوابات مطلوب ہوتے ہیں اور ہم اس مساوات کو حل کرنے کی پچیدگیوں میں نہیں پڑنا چاہتے۔ یہ بات خاص کر اس وقت کے لئے درست ہے جب قلم و کاغذ سے جواب حاصل کرنے کی کوشش کی جا رہے ہو۔

شکل 2.60 میں ڈائیوڈ کی مساوات کا گراف دکھایا گیا ہے۔ زیادہ بدیکیوں کو نظر انداز کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے گراف کو دو سیدھے خط تصور کیا جاسکتا ہے جنہیں خط-ا اور خط ب کہا گیا ہے۔ خط الف برقی دباؤ کے محور پر \$(0,0)\$ سے تک ہے اور اس کی ڈھلوان صفر ہے جبکہ خط \$(V\_{D0}, 0)\$ سے شروع ہوتا ہے اور اس کی ڈھلوان \$\frac{1}{r\_D}\$ ہے۔ خط ب کی ڈھلوان اور نقطہ \$(V\_{D0}, 0)\$ اٹل نہیں ہیں بلکہ ان کو تبدیل کرتے ہوئے مختلف خطوں میں بہتر جوابات حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ موجودہ مثال میں گراف کے اوپر والے حصے میں ڈائیوڈ کی مساوات اور خط ب سے حاصل جوابات میں فرق کم کرنے کی خاطر خط ب کی ڈھلوان بڑھائی جاسکتی ہے۔ ان دو سیدھے خطوط کو الجبراً طرز پر یوں بیان کیا جائے گا

$$(2.67) \quad i_D = \begin{cases} 0 & v_D < V_{D0} \\ \frac{v_D - V_{D0}}{r_D} & v_D \geq V_{D0} \end{cases}$$



شکل 2.61: وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

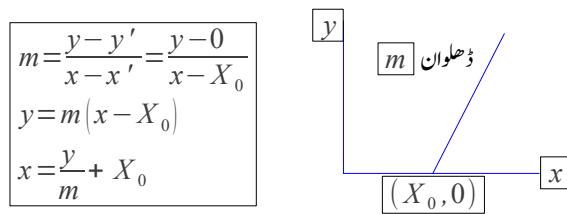


شکل 2.62: باریک اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

اور ان مساوات سے شکل 2.61 میں دکھایا وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ریاضی 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 کرنے جاسکتے ہیں۔ بعض اوقات ہمیں کسی ایک نقطے کے قریب قریب رہتے ہوئے زیادہ درست جواب درکار ہوتا ہے۔ شکل 2.62 الف میں اس نقطے  $Q$  پر ڈائیوڈ کی مساوات کا خط مماس دکھایا گیا ہے جس کی ڈھلوان  $r_d^{-1}$  ہے۔ ڈائیوڈ کے سیدھے خطوط کے ریاضی نمونے میں  $r_d^{-1}$  استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کے قریب بہترین جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ باریک اشاراتی! 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 خط کی مساوات حاصل کریں۔ شکل 2.60 کے ساتھ اس کا موازنہ

piece wise linear model<sup>188</sup>  
small signal piece wise linear model<sup>189</sup>



شکل 2.63: سیدھے خط کی مساوات

کرتے ہوئے مساوات 2.67 میں نچلے جزو کی مساوات حاصل کریں۔

حل: کسی بھی سیدھے خط جس کی ڈھلوان  $m$  ہو کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے

$$m = \frac{y - y'}{x - x'}$$

جہاں  $(x', y')$  اس خط پر کوئی نقطہ ہے۔ شکل میں  $(X_0, 0)$  ایسا نقطہ ہے جو خط پر پایا جاتا ہے۔ یوں اس خط کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے۔

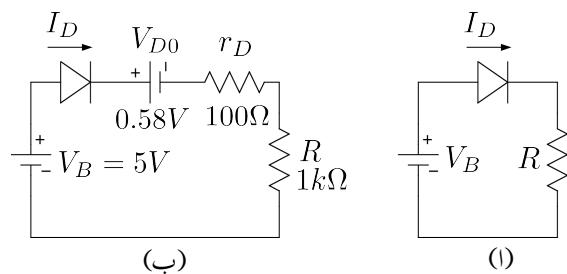
$$m = \frac{y - 0}{x - X_0}$$

اس کو مزید یوں دو طرح لکھا 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 کی جگہ اس کے وسیع اشارتی سیدھے خطوط کاریاضی 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 کاریاضی نمونہ نسب کیا گیا ہے جس سے

$$I_D = \frac{V_B - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{5 - 0.58}{1000 + 100} = 4.018 \text{ mA}$$

اور ڈائیوڈ پر برقی دباؤ

$$V_D = V_{D0} + I_D r_D = 0.58 + 4.018 \times 10^{-3} \times 100 = 0.9818 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

کامل ڈاپوڈریاضی نمونہ 2.22.2

مندرجہ بالا ریاضی نمونوں میں سیدھے ماکل ڈائیوڈ پر برقی دباؤ  $v_D$  کو مختلف طریقوں سے نپتا گیا۔ عموماً دور میں مختلف برقی دباؤ کی قیمتیں  $v_D$  سے کئی گناہوتی ہیں اور اس صورت  $v_D$  کی قیمت کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسی جگہوں پر  $v_D = 0V$  لایا جا سکتا ہے اور سیدھے ماکل 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 برتنی رو سیدھے خطوط کے ریاضی نمونہ کی مدد سے اور دوبارہ کامل ریاضی نمونے کی مدد سے حاصل کریں۔

حل: سیدھے خطوط ریاضی نمونے سے

$$I_D = \frac{V_B - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{200 - 0.58}{100000 + 100} = 1.9922 \text{ mA}$$

کامل 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 میں  $V_D$  ڈائیوڈ کا نقطہ کار کردگی تعین کرتا ہے جبکہ  $v_d$  باریک اشارہ ہے۔ یوں کسی بھی لمحہ ڈائیوڈ پر کل برتنی رو دباؤ

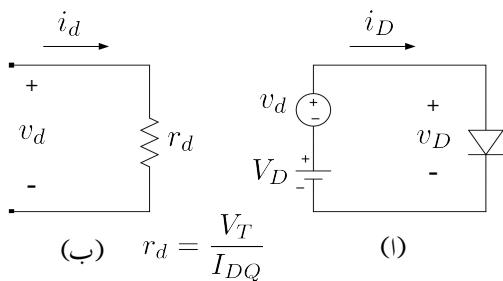
$$(2.69) \quad v_D = V_D + v_d$$

ہو گا اور اس میں برتنی رو

$$(2.70) \quad i_D = I_D + i_d$$

ہو گی۔  $V_D$  اور  $I_D$  یک سمتی مقداریں ہیں۔ دراصل یہ  $V_{DQ}$  اور  $I_{DQ}$  ہی ہیں۔ صفر اشارہ یعنی کی صورت میں  $v_D = V_D$  ہو گا اور ڈائیوڈ کی مساوات سے  $i_d = 0 \text{ V}$

$$(2.71) \quad i_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_{DQ}$$



شکل 2.65: پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارہ کی موجودگی میں ڈائیوڈ کی مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.72) \quad i_D \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_D + v_d}{V_T}} = I_{DQ} e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

جہاں مساوات 2.71 کا استعمال کیا گیا۔ سلسلہ 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 ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}}$  استعمال کیا گیا۔ چونکہ مساوات 2.75 کا پہلا جزو نقطہ کار کردگی پر یک سمتی بر قی رو  $i_D = I_{DQ} + i_d$  ہے جبکہ

---

$(e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \dots)$  Maclaurin's series<sup>191</sup>

$$\begin{aligned}
 r_d &= \frac{V_T}{I_{DQ}} \\
 C_j &= \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_{DQ}}{V_o}\right)^n} & V_{DQ} < 0 \\
 C_j &\approx 2C_{j0} & V_{DQ} > 0 \\
 C_d &= \frac{\tau I_{DQ}}{V_T}
 \end{aligned}$$

شکل 2.66: بلند تعدد باریک اشاراتی ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

اس کا دوسرا جزو بدلتے اشارہ  $v_d$  پر منحصر بر قی رو  $i_d$  ہے یعنی

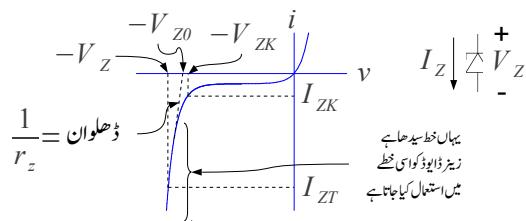
$$(2.76) \quad i_d = \frac{v_d}{r_d}$$

ڈائیوڈ کا پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ شکل 2.65 ب میں دکھایا گیا ہے۔ آپ تسلی کر سکتے ہیں کہ پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ بھی بر قی رو  $i_d$  پر مساوات 2.76 کی طرح بر قی رو  $v_d$  دیتا ہے۔ ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ صرف ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  پر مشتمل ہے۔

#### 2.22.4 ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

اب تک ہم ڈائیوڈ کے وہ ریاضی نمونے دیکھتے رہے ہیں جو کم تعداد پر ڈائیوڈ کے کارکردگی پر صحیح اترتے ہیں۔ اگر بلند تعداد کے اشارات پر ڈائیوڈ کی کارکردگی پر غور کرنا ہو تو ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ استعمال کرنا ہو گا جو ڈائیوڈ کے اندر ہونی کپیسٹر کا بھی حساب رکھتا ہو۔ ڈائیوڈ کے اندر ہونی کپیسٹر دو طرح کے ہوتے ہیں۔ پہلا کپیسٹر  $C_j$  ویران خطے کے دونوں جانب الٹ بر قی باروں کی وجہ سے پیدا ہوتا ہے جبکہ دوسرے قسم کا کپیسٹر  $C_d$  باروں کے بہاو سے پیدا ہوتا ہے۔ ان کپیسٹروں کو ڈائیوڈ کے پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ میں مزاحمت  $r_d$  کے متوازی نسب کر کے ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی 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: زینر ڈائیوڈ کے خط پر اتم نقطے

## 2.23 زینر ڈائیوڈ اور اس کاریاضی نمونہ

شکل 2.67 میں زینر ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بالمقابل برقی رو کا خط اور اس کی علامت دکھائی گئی ہے۔ اس کی علامت میں انگریزی حروف تہجی Z شامل کر کے اس کی پہچان کی جاتی ہے۔ سیدھا مائل زینر ڈائیوڈ بالکل ایک عام ڈائیوڈ کے مانند کام کرتا ہے اور اسے آپ عام ڈائیوڈ کی جگہ استعمال کر سکتے ہیں۔ بس یہ ذہن میں رکھیں کہ عام ڈائیوڈ استعمال کرتے وقت ہم کبھی نہیں چاہتے کہ یہ الٹی برقی رو گزرنے والے جبکہ زینر ڈائیوڈ کو عموماً ان مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں اس میں الٹی برقی رو ہی گزاری جاتی ہے۔ زینر ڈائیوڈ کے خط پر جہاں برقی رو بڑھنے شروع ہوتی ہے اسے زینر ڈائیوڈ کا گھٹنا<sup>193</sup> کہتے ہیں۔<sup>194</sup> زینر ڈائیوڈ بنانے والے صنعت کار زینر ڈائیوڈ کے گھٹنے پر برقی دباؤ  $V_{ZK}$  اور برقی رو  $I_{ZK}$  کی قیمت فراہم کرتے ہیں۔ چونکہ زینر ڈائیوڈ عموماً اثنامائل رکھا جاتا ہے لہذا، جیسا شکل 2.67 میں دکھایا گیا ہے، اس پر برقی دباؤ اور اس میں برقی رو عام ڈائیوڈ کے الٹ نالی جاتی ہے۔ اس طرح اگر خط پر منفی تیس وولٹ -30V پر زینر گھٹنا پایا جائے تو صنعت کار اس کی قیمت  $V_{ZK} = 30\text{ V}$  فراہم کرے گا۔

اسی طرح صنعت کار، زینر برقی دباؤ  $V_Z$  کی عمومی قیمت کسی خاص برقی رو  $I_{ZT}$  پر ناپ کر فراہم کرتا ہے۔ زینر ڈائیوڈ کو عموماً اس کے زینر برقی دباؤ سے بھی پکارا جاتا ہے یعنی  $V_Z = 10\text{ V}$  کی صورت میں اسے دس وولٹ کا زینر کہا جائے گا۔

اگر زینر ڈائیوڈ پر برقی رو  $V_Z$  اور اس میں گزرتی برقی رو  $I_Z$  ہو تو اس میں برقی طاقت کے ضیاع<sup>195</sup>

<sup>193</sup> زینر خط پر زینر گھٹنا بالکل انسانی گھٹنے کی طرح معلوم ہوتا ہے۔

<sup>194</sup> knee

<sup>195</sup> power loss

P کا تخمینہ یوں لگایا جاتا ہے۔

$$(2.77) \quad P = V_Z \times I_Z$$

صنعت کار زیز ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء کی مقررہ حد بھی فراہم کرتا ہے۔ زیز ڈائیوڈ استعمال کرتے وقت اس حد سے کسی صورت تجاوز کرنے سے زیز ڈائیوڈ تباہ ہو جاتا ہے۔

یوں اگر  $V = 5.6\text{ V}$  اور  $W = 0.25\text{ W}$  کے زیز میں  $10\text{ mA}$  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 بر عکس اگر اسی زیز میں  $100\text{ mA}$  برقی رو گزرنے 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۔ ڈیزائن 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 ڈیزائن 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۔

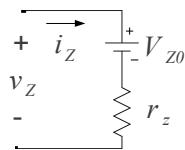
زیز ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء سے حرارتی توانائی پیدا ہوتی ہے جس سے زیز ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتا ہے۔ اگر زیز ڈائیوڈ سے حرارتی طاقت کے اخراج کی شرح اس میں برقی طاقت کے ضیاء سے پیدا حرارتی طاقت کی شرح سے کم ہو تو زیز ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتے بڑھتے تا قابل برداشت ہو جاتا ہے جس سے یہ تباہ ہو جاتا ہے۔ برقیاتی پر زہ جات عموماً اسی طریقے سے تباہ ہوتے ہیں۔ درجہ حرارت بڑھنے سے نیم موصل مادہ پگھل جاتا ہے اور یوں پر زہ تباہ ہو جاتا ہے۔

زیز ڈائیوڈ کے خط کی ڈھلوان اور اس کے باریک اشاراتی زینز مزاحمت  $r_z$  کا تعلق عام ڈائیوڈ کی طرح ہی ہے یعنی

$$(2.78) \quad \frac{1}{r_z} = \frac{1}{\text{ڈھلوان}}$$

بس فرق صرف اتنا ہے کہ زیز ڈائیوڈ یوں بنایا جاتا ہے کہ اس کی ڈھلوان زیادہ سے زیادہ ہو۔ یوں اس کی اشاراتی زینز 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: زیز ڈائیوڈ کا ریاضی نمونہ

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $r_z$  کی قیمت جتنی کم ہو برقی رو کے تبدیلی سے برقی دباؤ میں اتنی کم تبدیلی رونما ہو گی۔

زیز ڈائیوڈ کا ریاضی نمونہ حاصل کرنے کی خاطر اس کے خط کو نقطہ ( $V_Z, I_Z$ ) سے ڈھلوان  $\frac{1}{r_z}$  کے نقطے دار کیکر سے افقی محور تک پہنچایا جاتا ہے جہاں یہ محور کو  $-V_{Z0}$  پر ٹکراتا ہے۔ اس خط کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(2.80) \quad v_Z = V_{Z0} + i_Z r_z$$

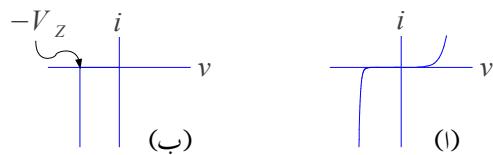
اس مساوات سے زیز ڈائیوڈ کا ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.68 میں دکھایا گیا ہے۔ زیز گھنٹے کے قریب خط کافی زیادہ مرتا ہے جبکہ زیادہ برقی رو (یعنی  $I_Z >> I_{ZK}$ ) پر یہ خط تقریباً سیدھا رہتا ہے۔ زیز ڈائیوڈ کا عمومی استعمال اس سیدھے خطے میں ہی کیا جاتا ہے۔

زیز ڈائیوڈ کو عموماً زیز گھنٹے کے قریب استعمال نہیں کیا جاتا۔ زیز گھنٹے کے قریب خط کو نظر انداز کرتے ہوئے اور  $r_z = 0$  لیتے ہوئے زیز ڈائیوڈ کے خط کو سادہ شکل دی جاسکتی ہے جسے شکل میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 2.67 میں زیز ڈائیوڈ کا لبریزی برقی رو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے تاکہ شکل میں اہم نکات دکھانا ممکن ہو۔ شکل 2.69 اف میں زیز ڈائیوڈ کے خط کو صحیح جامات 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 زیز ڈائیوڈ کو عموماً الٹا ہی مائل کیا جاتا ہے اور ایسا کرتے وقت زیز گھنٹے کے قریب خطے کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے۔ اگر زیز گھنٹے کے قریب خطے کو نظر انداز کیا جائے اور  $r_z = 0$  تصور کیا جائے تو زیز ڈائیوڈ کے خط کو شکل 2.69 - ب کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے۔ اس سادہ خط کے مطابق زیز ڈائیوڈ دو ہی صورت اختیار کر سکتا ہے۔ پہلی صورت میں اس پر برقی دباؤ تبدیل ہو سکتی ہے مگر اس میں برقی رو کی قیمت صفر رہتی ہے یعنی

$$(2.81) \quad 0 \leq |v_Z| < |V_Z| \\ |i_Z| = 0$$



شکل 2.69: زیروڈ کا خط اور اس خط کی سادہ شکل

اس صورت میں اسے منقطع حالت میں تصور کیا جائے گا۔ دوسری صورت میں اس پر برقی دباؤ  $V_Z$  رہتا ہے جبکہ اس میں برقی رو قابل تبدیل ہے یعنی

$$(2.82) \quad |v_Z| = |V_Z| \\ 0 \leq |i_Z| \leq |I_{Zmax}|$$

جہاں  $I_{Zmax}$  وہ برقی رو ہے جس پر زیروڈ میں برقی طاقت کا ضیاع قابل برداشت حد کے برابر ہوتا ہے۔ اس صورت میں اسے بے قابو حالت میں تصور کیا جائے گا۔

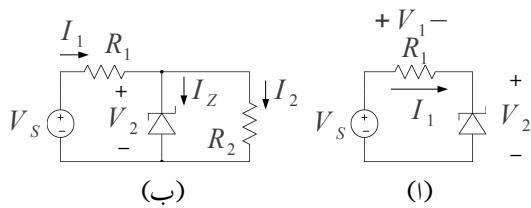
شکل 2.69 - ب زیادہ آسانی اور جلدی سے قابل قبول جوابات حاصل کرنے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔  
شکل 2.70 - الف میں دئے دوڑ میں زیروڈ کو بے قابو حالت میں رکھ کر اس دور کو عموماً سادہ منبع برقی دباؤ (یعنی برقی دباؤ کی منبع) کے طور استعمال کیا جاتا ہے جس کی خارجی یک سمتی برقی دباؤ کی قیمت  $V_Z$  کے برابر ہوتا ہے۔ اس پر، جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، برقی بوجھ کو مزاحمت  $R_2$  کی جگہ نسب کیا جاتا ہے۔ اس منبع کے مختلف پہلو پر چند مثالیں دیکھتے ہیں۔

مثال 2.17: شکل 2.70 الف میں زیروڈ کی قیمت  $V_Z = 5.6\text{V}$  ہے جبکہ  $R_1 = 1\text{k}\Omega$  ہے۔ مندرجہ ذیل  $V_S$  پر کامل زیروڈ کے برقی دباؤ اور اس میں گزرتی برقی رو حاصل کریں۔

$$V_S = 3\text{V} .1$$

$$V_S = 8\text{V} .2$$

$$V_S = 20\text{V} .3$$



شکل 2.70: زینر ڈائیوڈ کا استعمال

حل: شکل 2.70 ب کو استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

1. لاگو برقی دباؤ  $V_S = 3\text{V}$  کو شش کرے گا کہ زینر ڈائیوڈ میں برقی رو گزارے۔ البتہ زینر ڈائیوڈ کے خط کے مطابق زینر ڈائیوڈ میں  $V_Z$  سے کم برقی دباؤ پر منقطع رہتا ہے یعنی مساوات 2.81 کے تحت  $I_Z = 0$  ہو گا۔ یوں اس دور میں مزاحمت  $R_1$  پر اوہم کے قانون سے

$$V_1 = V_S - V_2 = I_1 \times R_1 = 0$$

$$V_2 = V_S$$

$$V_2 = 3\text{V}$$

حاصل ہوتا ہے یعنی زینر ڈائیوڈ پر 3V برقی دباؤ ہو گا جبکہ اس میں صفر برقی رو ہو گا۔

2. اس مرتبہ لاگو برقی دباؤ زینر برقی دباؤ سے زیادہ ہے لہذا زینر ڈائیوڈ برقی رو گزارے گا۔ مساوات 2.82 کے تحت اس صورت زینر ڈائیوڈ پر  $V_Z$  یعنی 5.6V کا برقی دباؤ ہو گا جبکہ مزاحمت پر 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 بھی برقی رو زینر ڈائیوڈ سے بھی گزرتا ہے لہذا  $I_Z = 2.4\text{mA}$  حاصل ہوتا ہے۔

3. یہاں بھی لاگو برقی دباؤ زینر ڈائیوڈ میں برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے لہذا

$$V_1 = V_S - V_Z = I_1 \times R_1$$

$$= 20 - 5.6 = I_1 \times 1000$$

$$I_1 = 14.4\text{mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے  $I_Z = 14.4 \text{ mA}$  حاصل ہوتا ہے۔

---



---

مثال 2.18: شکل 2.70 الف میں زیز ڈائیوڈ کے متوازی مزاحمت  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  جوڑ کر شکل 2.70 ب حاصل ہوتا ہے۔ مثال 2.17 میں دئے معلومات استعمال کرتے ہوئے برقی دباؤ  $V_2$  حاصل کریں۔

حل:

1. 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 ہی صورتوں میں رہ سکتا ہے یعنی منقطع یا بے قابو۔ انہیں دو صورتوں کو مساوات 2.81 اور مساوات 2.82 بیان کرتے ہیں۔

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 پر زینر برقی دباؤ ہی پایا جاتا ہے لہذا یوں  $V_2 = V_Z = 5.6\text{V}$  ہو گا۔ شکل 2.70 ب میں  $V_2 = 5.6\text{V}$  لیتے ہوئے اُوہم کے قانون سے

$$I_1 = \frac{V_S - V_2}{R_1} = \frac{8 - 5.6}{1000} = 2.4\text{mA}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{5.6}{1000} = 5.6\text{mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ زینر ڈائیوڈ اور دونوں مزاحمت کے مشترک جوڑ پر کر خوف کے قانون برائے برقی 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  $V_2 = V_Z = 5.6\text{V}$  ہو گا۔ یوں اُوہم کے قانون سے

$$I_1 = \frac{V_S - V_2}{R_1} = \frac{20 - 5.6}{1000} = 14.4\text{mA}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{5.6}{1000} = 5.6\text{mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ 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 گزرنے کا 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۔

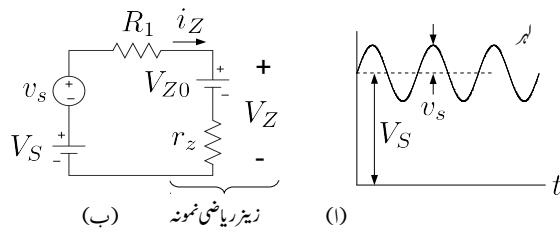
---

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 سختی نہیں ہے بلکہ اس میں ناپسندیدہ لہر  $v_s$  پایا جاتا ہے جبکہ یک سختی برقی دباؤ  $V_S$  اس کا بیشتر حصہ ہے۔ ان دونوں حصوں کی نشاندہی شکل میں کی گئی ہے۔ زیز ڈائیوڈ سے بنائی گئی برقی دباؤ کے 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  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  اور  $v_s = 1.2 \sin \omega t$ ،  $V_S = 15 \text{ V}$  اور جبکہ زیز ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے کے جزو  $r_z = 10 \Omega$  اور  $V_{Z0} = 5.6 \text{ V}$  ہونے کی صورت میں خارجی برقی دباؤ  $V_2$  حاصل کریں۔

حل: شکل 2.70 الف میں زیز ڈائیوڈ کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 2.71 ب حاصل ہوتا ہے۔ خارجی برقی دباؤ حاصل زیز پر پائے جانے والا برقی دباؤ  $V_Z$  ہی ہے جسے یوں حاصل کرتے ہیں۔



شکل 2.71: نیز ڈائیوڈ

پہلے دور میں برقی رو حاصل کرتے ہیں۔

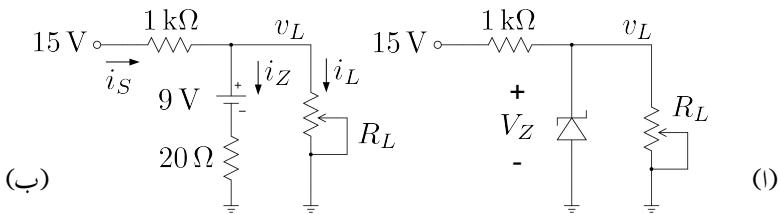
$$\begin{aligned} i_Z &= \frac{V_S + v_s - V_{Z0}}{R_1 + r_z} \\ &= \frac{15 + 1.2 \sin \omega t - 5.6}{1000 + 10} \\ &= (9.3 + 1.18811 \sin \omega t) \times 10^{-3} A \end{aligned}$$

اس سے نیز 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 سمیت 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۔ نیز ڈائیوڈ کے استعمال سے لہر نہیات کم ہو گئی ہے۔

مثال 2.20: شکل 2.72 اف میں نیز ڈائیوڈ 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 در کار ہیں لہذا نو وولٹ کا نیز استعمال کیا جاتا ہے۔ نیز



شکل 2.72: زینر ڈائیوڈ پر بدلتی بوجہ

ڈائیوڈ کا  $V_{Z0} = 9\text{V}$  جبکہ اس کا  $r_z = 20\Omega$  ہے۔ برقی بوجھ کی مزاحمت  $2\text{k}\Omega$  اور  $9\text{k}\Omega$  کا تبدیل ہو سکتی ہے۔ ان حدود میں بوجھ پر برقی دباؤ  $v_L$  کا تحریک لگائیں۔

حل: شکل ب میں اس کا باریک مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ زینر ڈائیوڈ بے قابو صورت میں رہتا ہے۔ یوں زینر ڈائیوڈ اور برقی بوجھ پر تقریباً  $9\text{k}\Omega$  رہتے ہیں اور

$$i_S = \frac{15 - 9}{1000} = 6\text{ mA}$$

اوگر  $R_L = 2\text{k}\Omega$  ہوتا ہے اور

$$i_L = \frac{9}{2000} = 4.5\text{ mA}$$

$$i_Z = 6\text{ mA} - 4.5\text{ mA} = 1.5\text{ mA}$$

ہوں گے۔ اس طرح حقیقت میں

$$(2.83) \quad v_L \Big|_{R_L=2\text{k}\Omega} = V_{Z0} + i_Z r_z = 9 + 1.5 \times 10^{-3} \times 20 = 9.03\text{ V}$$

پایا جائے گا۔

اب چونکہ ہمیں زینر ڈائیوڈ پر پائے جانے والے برقی دباؤ کی زیادہ درست قیمت دریافت ہو گئی ہے لہذا ہم مندرجہ بالا تمام معلومات دوبارہ حاصل کر سکتے ہیں۔ اس طرح  $i_Z = 4.515\text{ mA}$ ,  $i_S = 5.97\text{ mA}$  اور  $i_L = 4.515\text{ mA}$

1.455 mA حاصل ہوتے ہیں جن سے  $v_L = 9.0291 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے جو تقریباً مساوات 2.83 میں دیا گیا جواب ہی ہے۔ آپ اس نئی قیمت کو استعمال کرتے ہوئے اور بہتر جواب حاصل کر سکتے ہیں لیکن جیسا کہ آپ نے دیکھا پہلا جواب عموماً قابل قبول ہوتا ہے۔ یوں  $2 \text{ k}\Omega$  کے برقی بوجھ پر زیز منج 9.03 V برقی دباؤ مہیا کرتی ہے۔

برقی بوجھ  $6 \text{ k}\Omega$  کرنے سے  $i_S$  پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ باقیا معلومات حاصل کرتے ہیں۔ یوں

$$i_L = \frac{9}{6000} = 1.5 \text{ mA}$$

اور

$$i_Z = 6 \text{ mA} - 1.5 \text{ mA} = 4.5 \text{ mA}$$

ہوں گے۔ اس طرح حقیقت میں برقی بوجھ پر

$$(2.84) \quad v_L \Big|_{R_L=6 \text{ k}\Omega} = V_{Z0} + i_Z r_z = 9 + 4.5 \times 10^{-3} \times 20 = 9.09 \text{ V}$$

پائے جائیں گے۔

آپ نے دیکھا کہ برقی بوجھ کا  $2 \text{ k}\Omega$  تبدیل ہونے سے اس کی برقی رو 4.5 mA تو 1.5 mA تبدیل ہوتی ہے۔ زیز منج کا برقی دباؤ صرف 9.03 V ٹا 9.09 V یعنی 60 mV ہوتا ہے۔ چونکہ ہم نو ولٹ کی منج بنانے لگے تھے المانا نو ولٹ کی نسبت سے دیکھتے ہوئے بوجھ کے برقی دباؤ میں صرف

$$\frac{9.09 - 9.03}{9} \times 100 = 0.66 \%$$

کی تبدیلی ہے۔ زیز منج کے برقی دباؤ میں تبدیلی کا دار و مدار زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی پر ہے۔ اگر کسی طرح زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کیا جائے تو منج سے حاصل برقی دباؤ میں تبدیلی مزید کم ہو گی۔ حصہ 3.22 میں ایسا کرنا دکھایا جائے گا۔

## 2.24 یک سمتی اور بدلتے متغیرات کے حساب کی علیحدگی

شکل 2.73 الف میں ڈائیوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں ڈائیوڈ کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ (شکل 2.62) نسب کرنے سے شکل 2.73 ب حاصل ہوتا ہے۔ اس دور کو حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}
 V_{SS} + v_s &= V_{D0} + i_D(R + r_d) \\
 (2.85) \quad &= V_{D0} + (I_D + i_d)(R + r_d) \\
 &= V_{D0} + I_D R + I_D r_d + i_d R + i_d r_d
 \end{aligned}$$

بدلتا اشارہ کے عدم موجودگی میں (یعنی جب  $v_d$  اور  $i_d$  کے قیتیں صفر ہوں) اس مساوات کو یوں لکھا جائے گا

$$(2.86) \quad V_{SS} = V_{D0} + I_D R + I_D r_d$$

بدلتے متغیرات کے موجودگی میں مساوات 2.85 کو یوں حل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \widehat{V_{SS}} + v_s &= \widehat{V_{D0} + I_D R + I_D r_d} + i_d R + i_d r_d \\
 (2.87) \quad v_s &= i_d R + i_d r_d
 \end{aligned}$$

جہاں مساوات 2.86 کی مدد سے دائیں اور باعثیں بازو کے یک سمتی مقداروں کی نشاندہی کرتے ہوئے انہیں کاٹ کر مساوات کا دوسرا جزو حاصل کیا گیا۔

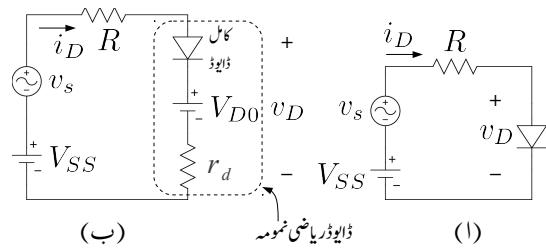
مساوات 2.86 اور مساوات 2.87 کے دوسرے جزو کے ادوار شکل 2.74 میں دکھائے گئے ہیں۔ شکل 2.74 ب اس دور کا مساوی باریک اشاراتی دور کہلاتا ہے۔ ڈائیوڈ کے باریک اشارات  $i_d$  اور  $v_d$  یوں حاصل کیا جائیں گے۔

$$\begin{aligned}
 (2.88) \quad i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\
 v_d &= i_d r_d = \frac{r_d v_s}{R + r_d}
 \end{aligned}$$

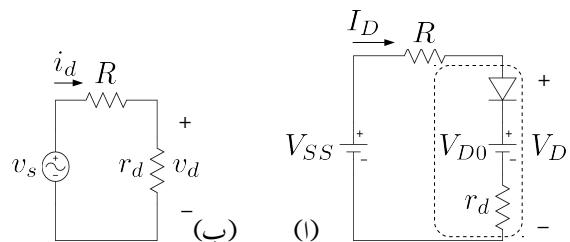
مندرجہ بالا طریقہ کارائیک عمومی طریقہ کارتے ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے ادوار بالعموم اور ٹرانزسٹر کے ادوار بالخصوص حل کئے جاتے ہیں۔ اس طریقے میں ادوار حل کرتے وقت پہلے بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے نقطہ ماکل حاصل کیا جاتا ہے۔ اس نقطے پر ڈائیوڈ (ٹرانزسٹر) کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے کے اجزاء حاصل کئے جاتے ہیں۔ باریک اشاراتی حساب و کتاب کی خاطر مساوی باریک اشاراتی دور بنایا جاتا ہے جس میں تمام یک سمتی منبع برقی دباؤ کو قصر دور کرتے ہوئے ڈائیوڈ (ٹرانزسٹر) کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کیا جاتا ہے۔

## 2.24. یک سمی اور بدلے متغیرات کے حساب کی علیحدگی

197



کل 2.73: یک سمی اور بدلے متغیرات کی علیحدگی



کل 2.74: یک سمی اور باریک اشاراتی مساوی ادوار

ہے۔ یوں حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو عام برقی دور کے مانند حل کرتے ہوئے باریک اشاراتی برقی دباؤ اور باریک اشاراتی برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔

یک سمتی اور باریک اشاراتی حساب و کتاب کا یوں علیحدہ کرنا برقيات کے میدان میں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ اگلے بابوں میں اس طریقہ کار کو بار بار بروئے کار لایا جائے گا۔

---

مثال 2.21: شکل 2.73 الف میں  $R = 5 \text{ k}\Omega$  اور  $v_s = 0.5 \sin \omega t$  اور  $V_{SS} = 12 \text{ V}$  ہوئے ڈائیوڈ سے گزرتی بدلتی برقی رو  $i_d$  اور اس پر بدلتا برقی دباؤ  $v_d$  حاصل کریں۔

حل: اس دور کا مساوی باریک اشاراتی دور شکل 2.74 ب میں دکھایا گیا ہے جسے حل کرنے کی خاطر ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  کی قیمت جانتا ضروری ہے۔ ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت نقطہ مائل سے مساوات 2.35 سے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل 2.73 کے 2.73 سے یک سمتی حل سے

$$(2.89) \quad I_D = I_{DQ} = \frac{V_{SS} - 0.7}{R} = \frac{12 - 0.7}{5000} = 2.26 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(2.90) \quad r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}} = \frac{0.025}{0.00226} = 11.062 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل 2.74 ب کے دور سے

$$(2.91) \quad i_d = \frac{v_s}{R + r_d} \\ = \frac{0.5 \sin \omega t}{5000 + 11} \\ = 9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t$$

$$v_d = i_d r_d \\ = (9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t) \times 11 \\ = 1.0976 \times 10^{-3} \sin \omega t$$

حاصل ہوتے ہیں۔

---

## 2.25 قانون مرتعن حیطہ اتار کار

اس باب میں زیادہ طاقت یعنی زیادہ حیطے کے اشارے کی صورت میں حیطہ اتار کار پر غور کیا گیا جہاں حیطہ اتار کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے چوٹی کے برابر ہوتا ہے۔ اس حصے میں کم طاقت یعنی کم حیطے کے اشارے کی صورت میں حیطہ اتار کار کی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جہاں آپ دیکھیں گے کہ حیطہ اتار کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے مرتعن کے راست تناسب ہوتا ہے۔ اس حصے میں آپ یہ بھی دیکھیں گے کہ کم طاقت والے اشارے کی طاقت کو حیطہ اتار کار سے ناپا جا سکتا ہے۔

شکل 2.75 میں مزاحمت  $R_S$  کو رویڈیو اشارہ  $v_i$  فراہم کیا گیا ہے۔ دراصل جس بھی دور کو رویڈیو اشارہ فراہم کیا جا رہا ہو اس دور کے داخلی مزاحمت کو  $R_S$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ ذرائع ابلاغ<sup>197</sup> کے ادوار میں  $R_S$  کی قیمت عموماً  $\Omega$  50 ہوتی ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ سائنس نما برقی 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 برقی طاقت کے ضیاع کو

$$(2.92) \quad P = \frac{V_{rms}^2}{R_S} = \frac{V_p^2}{2R_S}$$

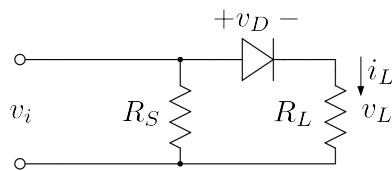
لکھا جا سکتا ہے۔ اس طاقت کو تاپنے کی غرض سے  $R_S$  کے متوازی ڈالیوڈ اور مزاحمت  $R_L$  نسب کئے گئے ہیں جہاں سلسلہ وار جڑے ڈالیوڈ اور  $R_L$  کے کل مزاحمت کی قیمت  $R_S$  کے مقابلے سے بہت زیادہ رکھی جاتی ہے تاکہ ان کی شمولیت داخلی اشارے پر بوجھ نہ ڈالے۔ اگرچہ ایسا تصور کرنا ضروری نہیں لیکن ہم اس حصے میں تصور کریں گے کہ ڈالیوڈ کو معمولی یک سمتی برقی دباؤ دے کر سیدھا مائل رکھا گیا ہے۔ شکل میں اس یک سمتی برقی دباؤ کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ آئیں اب تخلیلی تجزیہ کریں۔

کسی بھی خمار تفاضل  $f(x)$  کو سلسلہ طاقت<sup>199</sup>

$$f(x) = c_1 x + c_2 x^2 + c_3 x^3 + \dots$$

سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح اس شکل میں ڈالیوڈ اور مزاحمت  $R_L$  کے برقی روکو داخلی برقی دباؤ  $v_i$  =

communication systems<sup>197</sup>  
rms<sup>198</sup>  
power series<sup>199</sup>



شکل 2.75: ڈائیوڈ قانون مربع جیط آنارکار

$V_p \cos \omega t$  کے سلسلہ طاقت سے یوں ظاہر کیا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} i_L &= c_1 v_i + c_2 v_i^2 + c_3 v_i^3 + \dots \\ &= c_1 V_p \cos \omega t + c_2 V_p^2 \cos^2 \omega t + \dots \end{aligned}$$

اس مساوات میں  $\cos^2 \omega t = \frac{1+\cos 2\omega t}{2}$  استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} i_L &= c_1 V_p \cos \omega t + c_2 V_p^2 \left( \frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \right) + \dots \\ &= \frac{c_2 V_p^2}{2} + c_1 V_p \cos \omega t + \frac{c_2 V_p^2}{2} \cos 2\omega t + \dots \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں یک سمی جزو کے پہلے رکھا گیا ہے۔ لہذا  $R_L$  پر برقی دباؤ  $v_L = i_L R_L$  یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_L = \frac{c_2 V_p^2 R_L}{2} + c_1 V_p R_L \cos \omega t + \frac{c_2 V_p^2 R_L}{2} \cos 2\omega t + \dots$$

اس برقی دباؤ کو فلٹر کرتے ہوئے اس میں سے خالص یک سمی جزو کو علیحدہ کیا جا سکتا ہے۔  $R_L$  کے متوازی ایک عدد کپیسر 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 سمی برقی دباؤ اس کے داخلی بدلتے برقی دباؤ کے مربع کے راست تناسب ہوتا ہے۔ اس کے برکس چوٹی حاصل کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے چوٹی کے برابر ہوتا ہے۔ مساوات 2.93 قانون مربع<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 مربع کی دوسری شکل ہے جس کے تحت کم طاقت پر مزاحمت  $R_L$  کا یک سمتی برقی دباؤ اور  $R_S$  میں طاقت کا ضیاع راست تناسب کا تعلق رکھتے ہیں۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے ذرائعِ ابلاغ میں ڈائیڈ کے استعمال سے اشارے کی طاقت ناپی جاتی ہے۔ ڈائیڈ کے اس دور کو ڈائیڈ قانونِ مربع شناسندہ<sup>201</sup> کہتے ہیں۔

## 2.26 سپائٹ ریاضی نمونہ

انجینئرنگ کے میدان میں کمپیوٹر کا استعمال ناگزیر ہے۔ بر قیاتی ادوار عموماً کمپیوٹر پروگرام استعمال کرتے ہوئے تخلیق دئے جاتے ہیں۔ کمپیوٹر پر ہی دور کی کارکردگی دیکھتے ہوئے اس میں روبدل پیدا کیا جاتا ہے حتیٰ کہ درکار متاخر حاصل ہوں۔ اس کے بعد اصل دور بنانے کا مرحلہ آتا ہے۔ اس قسم کا نہایت مقبول کمپیوٹر پروگرام سپائٹ<sup>202</sup> کہلاتا ہے۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ سپائٹ<sup>203</sup> کا بھرپور استعمال کریں۔ اس حصے میں سپائٹ میں استعمال کئے جانے والے ڈائیڈ کے ریاضی نمونے پر تبصرہ کیا جائے گا۔ یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ بر قیات کو سمجھے بغیر کمپیوٹر کی مدد سے کسی صورت کام کرتا ہوا دور تخلیق دینا ناممکن ہے۔

شکل 2.76 میں ڈائیڈ کا سپائٹ ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جو کہ وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔ اس ریاضی نمونے میں ڈائیڈ کے ثابت اور منفی خطوط کے مزاحمت کو  $R_S$  کہا گیا ہے۔ اس کی قیمت اکائی تا دھائی کے حدود میں ہوتی ہے۔ یہ مزاحمت ڈائیڈ کی ناپسندیدہ خوبیوں میں سے ایک ہے۔

ڈائیڈ کے ساکن یا یک سمتی رو حال کو اس کے  $v_D - i_D$  مساوات سے ہی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ بدلتی رو حال میں ڈائیڈ کی تغیر پذیر کمپیشنس  $C_D$  بھی کردار ادا کرتا ہے۔ شکل میں  $i_D - v_D$  اور  $C_D$  کی مساواتیں دی گئی ہیں۔ باریک اشاراتی تجزیہ کے وقت سپائٹ پروگرام ڈائیڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  اور اس کی باریک اشاراتی کمپیشنس  $C_d$  اور  $C_j$  استعمال کرتا ہے۔

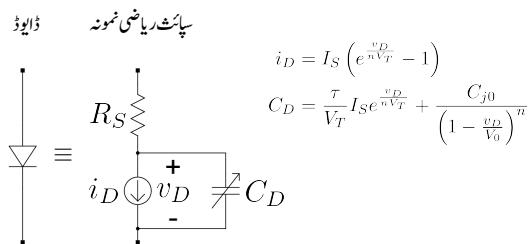
diode square law detector<sup>201</sup>

spice<sup>202</sup>

<sup>203</sup> پیپل سپائٹ کمپیوٹر پروگرام کیلئے فوریاً برقرار کے یونیورسٹی میں تیار کیا گیا۔

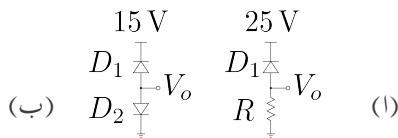
جدول 2.4: سپائٹ ریاضی نمونے کے جزو

ریاضی نمونے کے جزو کا نام	سپائٹ کا جزو	علامت	قیمت
لبرینزی برقی رو	$I_S$	$I_S$	$10^{-14} \text{ A}$
مزاحمت	$R_S$	$R_S$	$0 \Omega$
آخری جزو	$N$	$n$	1
اوسط دورانیہ عبور	$\tau_T$	$\tau_T$	0 s
صفر برقی دباؤ پارٹی کیمینس	$C_{j0}$	$C_{j0}$	0 F
جزو شرہ بندی	$M$	$m$	0.5
ناقابل برداشت برقی دباؤ	$V_{ZK}$	$V_{ZK}$	$\infty \text{ V}$
ناقابل برداشت برقی رو	$I_{ZK}$	$I_{ZK}$	$10^{-19} \text{ A}$
رکاوٹی برقی دباؤ	$V_0$	$V_0$	1 V



شکل 2.76: ڈائیوڈ کا سپائٹ ریاضی نمونہ

جدول 2.4 ڈائیوڈ کے سپائٹ ریاضی نمونے کے تمام اجزاء اور ان کے عمومی قیمتیں پیش کرتا ہے۔ اگر سپائٹ پروگرام استعمال کرتے وقت ان اجزاء کی قیمتیں فراہم نہ کی جائیں تو سپائٹ پروگرام جدول 2.4 میں دئے گئے قیمتیں استعمال کرتا ہے۔



شکل 2.77: اٹھ برقی رو کی ناپ

## سوالات

سوال 2.1: ایک ڈائیوڈ جس کا  $n = 1$  کے برابر ہے میں 1 mA برقی رو گزرتے وقت اس پر 0.61 V کا برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ اس ڈائیوڈ پر جب 0.66 V دباؤ پایا جائے تو اس میں برقی رو حاصل کریں۔ اس ڈائیوڈ کی  $I_S$  حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } I_S = 2.53 \times 10^{-14} \text{ A}, 7.389 \text{ mA}$$

سوال 2.2: ایک ڈائیوڈ کو 0.57 mA اور 8.167 mA پر چلاتے ہوئے اس پر 0.65 V اور 0.72 V برقی دباؤ پائے جاتے ہیں۔ اس ڈائیوڈ کی  $n$  اور  $I_S$  حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } I_S = 10^{-14} \text{ A}, n = 1.05$$

سوال 2.3: اٹھ مائل ڈائیوڈ سے رستا برقی رو کو ناپنے کے لئے شکل 2.77 اف میں دکھایا دور استعمال کرتے ہیں۔ اتنا حساس اشارہ ناپنے کی خاطر نہایت زیادہ داخلی مزاحمت رکھنے والا آہم استعمال کیا جاتا ہے۔  $30^\circ\text{C}$  پر شکل میں  $V_o = 0.2 \text{ V}$  ناپا جاتا ہے۔  $0^\circ\text{C}$  اور  $60^\circ\text{C}$  پر کیا ناپے جائیں گے۔  $R = 500 \text{ k}\Omega$  ہے۔

$$\text{جوابات: } 0.025 \text{ V}, 1.6 \text{ V}$$

سوال 2.4: شکل 2.77 ب میں دونوں ڈائیوڈ بالکل یکساں ہیں جن کا  $I_D = 10 \text{ mA}$  اور  $n = 1$  اور  $V_D = 0.62 \text{ V}$  ہے۔  $25^\circ\text{C}$  پر  $V_o = 0.11 \text{ V}$  ناپا جاتا ہے۔

- الٹا رستا برقی رو حاصل کریں۔

• الٹا رستا برقی رو لبریزی بر قی رو  $I_S$  کے کتنے گنا ہے۔

جوابات: 81.45, 13.8 pA

سوال 2.5: ایک ڈائیوڈ کی بر قی رو د گنی کر دی جاتی ہے۔  $n = 1$  اور  $n = 2$  کی صورت میں بر قی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 34.657 mV, 17.328 mV

سوال 2.6: ایک ڈائیوڈ کی بر قی رو دس گنا کر دی جاتی ہے۔  $n = 1$  اور  $n = 2$  کی صورت میں بر قی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 115 mV, 57.56 mV

سوال 2.7: ایک ڈائیوڈ میں یکدم 2 A گزارنے سے اس پر شروع میں  $V_D = 0.69$  V پائے جاتے ہیں جو کچھ دیر میں گھٹتے ہوئے 0.64 V ہو کر اسی قیمت پر رہتے ہیں۔ بر قی رو گزرنے سے ڈائیوڈ کی اندر وونی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔ گرم ہونے کے بعد ڈائیوڈ میں بر قی طاقت کا ضایع حاصل کریں۔ فی واث طاقت کے ضایع سے درجہ حرارت میں اضافہ حاصل کریں۔ اس کو ڈائیوڈ کی حراری مزاحمت<sup>204</sup> کہتے ہیں۔

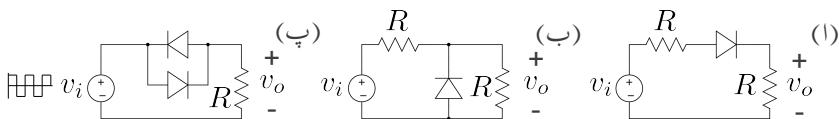
جوابات: 19.53  $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$  اور 1.28 W

سوال 2.8: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے مستطیل داخلي اشارہ  $v_i$  سے خارجي اشارہ  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلي اشارے کا حیطہ  $\pm 1\text{V}$  لیں۔

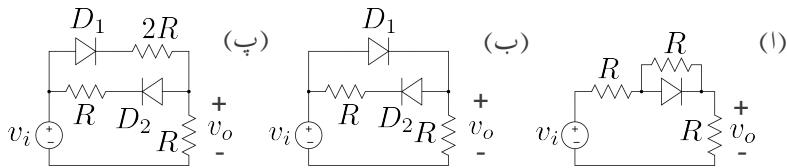
جوابات: الف) صرف ثبت 0.5 V حیطے کا مستطیل اشارہ۔ ب) صرف ثبت 0.5 V حیطے کا مستطیل اشارہ۔ پ) بالکل داخلي اشارے کی طرح  $\pm 1\text{V}$  کا مستطیل اشارہ۔

سوال 2.9: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں سیدھے ڈائیوڈ پر 0.7 V کا گھٹاوا لیتے ہوئے مستطیل داخلي اشارہ  $v_i$  سے خارجي اشارہ  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلي اشارے کا حیطہ  $\pm 1\text{V}$  لیں۔

جوابات: الف) مستطیل اشارہ جس کا ثبت حیطہ 0.15 V جبکہ منفی حیطہ صفر وولٹ ہے۔ ب) مستطیل جس کا ثبت حیطہ 0.5 V جبکہ منفی حیطہ 0.7 V ہے۔ پ) مستطیل 0.3 V  $\pm$  حیطہ۔



شکل 2.78: ڈائیوڈ کے سوالات



شکل 2.79: ڈائیوڈ کے دیگر سوالات

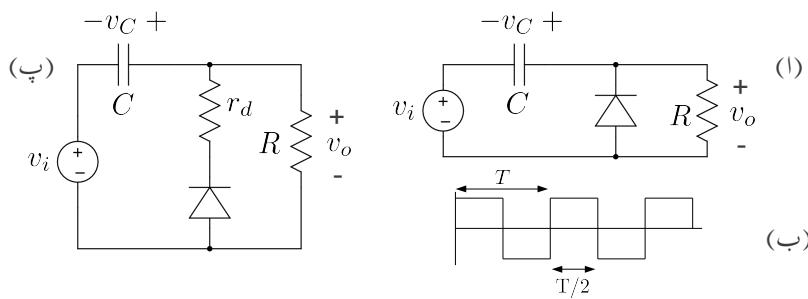
سوال 2.10: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے  $v_i$  کو سائن-نما لیتے ہوئے خارجی اشارے  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹے  $\pm 1V$  لیں۔

سوال 2.11: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں سیدھے مائل ڈائیوڈ پر  $0.7V$  بر قی دباؤ کا گھٹاؤ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے  $v_i$  کو سائن-نما لیتے ہوئے خارجی اشارے  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹے  $\pm 1V$  لیں۔

سوال 2.12: شکل 2.79 میں  $\pm 15V$  جیٹے کا مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارات حاصل کریں۔

حل: (ا) ثابت داخلی اشارے کی صورت میں ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو گا۔ یہ  $v_o = 7.5V$  ہو گا۔ منفی داخلی اشارے کے وقت ڈائیوڈ المزا 5V ہو گا لہذا  $v_o = 5V$  ہو گا۔ (ب) ثابت  $v_i$  کے وقت  $D_1$  سیدھا مائل اور یہ  $v_o = 15V$  ہو گا۔ منفی  $v_i$  کی صورت میں  $D_2$  سیدھا مائل ہو گا لہذا  $v_o = -7.5V$  ہو گا۔ (پ) ثابت  $v_i$  پر  $v_i = 5V$  جبکہ منفی  $v_i$  پر  $v_o = -7.5V$  ہے۔

سوال 2.13: شکل 2.80 اف میں شکنجه دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگاتار مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے جس کا جیٹے  $\pm 10V$  ہے۔  $RC = \frac{T}{2}$  کی صورت میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارے کا خط کچھیں۔



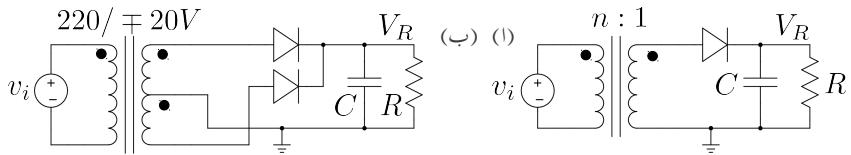
شکل 2.80: ٹکنیجہ

جواب: داخی اشارہ منفی ہوتے ہی خارجی اشارہ  $0\text{ V}$  ہو جاتا ہے جبکہ کپیسٹر جلدی سے  $v_C = 10\text{ V}$  پر پہنچتا ہے۔ داخی اشارہ ثابت ہوتے ہی خارجی اشارہ  $20\text{ V}$  ہو جاتا ہے جو  $T/2$  سینڈوں میں گھستے ہوئے 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 رہے۔ داخی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے جس کا حیطہ  $\pm 10\text{ V}$  ہے۔ اور  $RC \ll T$  اور  $RC = \frac{T}{2}$  ہے۔ اسے صورت میں خارجی اشارے کا خط کچھیں۔

جواب: پچھلے سوال کی طرح داخی اشارہ ثابت ہونے کے لمحے پر  $v_C = 10\text{ V}$  اور خارجی اشارہ  $20\text{ V}$  ہوتا ہے۔  $\frac{T}{2}$  سینڈ بعد خارجی اشارہ  $7.36\text{ V}$  جبکہ  $v_C = -2.64\text{ V}$  ہوتے ہیں۔ جیسی ہی داخی اشارہ منفی ہوتا ہے اس لمحے  $v_0 = -12.64\text{ V}$  ہو گا۔  $r_dC \ll T$  ہے اس لئے  $v_0 = 0\text{ V}$  ہونے کے ناطے یہ صورت زیادہ دیر نہیں پائی جائے گی اور جلد ہی کپیسٹر  $r_d$  کے راستے  $10\text{ V}$  پر پہنچ جائے گا جس سے  $v_0 = 0\text{ V}$  ہو جائے گا۔ یوں داخی اشارہ منفی ہونے کے لمحات پر خارجی اشارے پر منفی سوتی نما برقی دباؤ پایا جائے گا۔

سوال 2.15: شکل 2.81 میں گھریلے واپڈا<sup>205</sup> کی بجائی استعمال کرتے ہوئے بارہ ولٹ کی منیج بنائی گئی ہے۔  $R_L = 1.2\text{ k}\Omega$  ہے جبکہ یک سوتی برقی دباؤ میں بل  $\pm 1\text{ V}$  سے کم رکھنا ہے۔ ٹرانسفارمر کی شرح  $n : 1$  اور کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ واپڈا  $50\text{ Hz}$  تعدد کی  $\sqrt{2} \times 220 \cos \omega t$  ہے جس کی موثر<sup>206</sup> قیمت  $220\text{ V}$  ہے۔ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کے گھٹاؤ کو نظر انداز کریں۔



شکل 2.81: بادوولٹ کے برقی دباؤ کی منیع

جوابات:  $n = 23.93$  ،  $100 \mu\text{F}$ 

سوال 2.16: شکل 2.81 ب میں قدر مختلف ٹرانسفارمر استعمال کرتے ہوئے دو ڈائیوڈ کی مدد سے مکمل سمت کار حاصل کیا گیا ہے۔ ٹرانسفارمر کے داخلي جانب گزشتہ سوال کی طرح واپڈا کی بھلی فراہم کی گئی ہے۔ ٹرانسفارمر کے داخلي جانب 220 V موثر قیمت کا برقی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے۔ خارجی جانب ٹرانسفارمر کے درمیانے پنیا کو برقی زمین تصور کرتے ہوئے باقی دو پینیوں پر آپس میں الٹ بیس وولٹ حاصل ہوتے ہیں۔  $C = 4700 \mu\text{F}$  اور  $R = 50 \Omega$  کی صورت میں خارجی یک سستی برقی دباؤ  $V_R$  اور اس میں بل حاصل کریں۔ کامل ڈائیوڈ تصور کریں۔

جوابات: تقریباً 27.68 V ، تقریباً  $\pm 0.6$  V

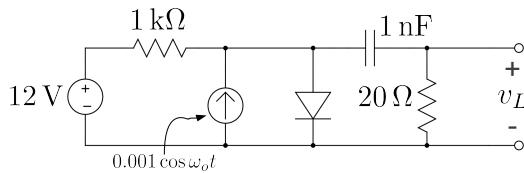
سوال 2.17:  $I_S = 5 \text{ fA}$  کے ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی رو کا خط کھپنیں۔ اس پر سے چالو کردہ برقی دباؤ کا تخمینہ لگائیں۔

سوال 2.18: ڈائیوڈ پر برقی دباؤ 50 mV بڑھانے سے برقی رو  $i_{D1}$  اور  $i_{D2}$  کی شرح حاصل کریں۔ یہی شرح 100 mV، 200 mV اور 500 mV کے لئے بھی حاصل کریں۔

سوال 2.19: برقی رو دس گناہ کرنے سے ڈائیوڈ کے برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔ برقی رو سو گناہ کرنے سے ڈائیوڈ کے برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 115 mV ، 57 mV

سوال 2.20: ڈائیوڈ کے مساوات  $i_D = I_0 e^{\frac{v_D}{V_T}}$  کا مکالارن سلسلہ<sup>207</sup> حاصل کریں۔ اگر  $v_D \ll V_T$  ہو تو اس سلسلہ کے صرف پہلے دو جزو لیتے ہوئے ثابت کریں کہ  $i_D \approx I_D + \frac{v_d}{r_d}$  لکھا جا سکتا ہے جہاں  $r_d = \frac{V_T}{I_D}$  کے برابر ہے۔



شکل 2.82: دہرانے کے طریقے کی مثال

سوال 2.21: شکل 2.82 میں ڈائیوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔  $I_S = 10 \text{ fA}$  اور  $V_T = 25 \text{ mV}$  لیتے ہوئے ڈائیوڈ میں یک سمتی برقی رو دہرانے کے طریقے<sup>208</sup> سے حاصل کریں۔

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۔ پوں اس آخری جواب کو یک سمتی برقی رو لیا جاتا ہے۔

سوال 2.22: مندرجہ بالا مثال کے نتائج استعمال کرتے ہوئے  $\omega_0 = 5 \times 10^8 \text{ rad/s}$ ،  $\omega_0 = 5 \times 10^6 \text{ rad/s}$ ،  $\omega_0 = 5 \times 10^{10} \text{ rad/s}$  پر شکل میں بدلتا برقی دباؤ  $v_L$  حاصل کریں۔

جوابات:

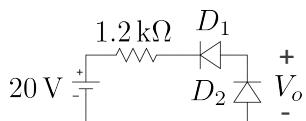
$$\begin{aligned} r_d &= 2.2 \Omega \\ 0.000044 \cos(5 \times 10^6 t + 1.55) \\ 0.0018 \cos(5 \times 10^8 t + 0.42) \\ 0.00198 \cos(5 \times 10^{10} t + 0.0045) \end{aligned}$$

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۔

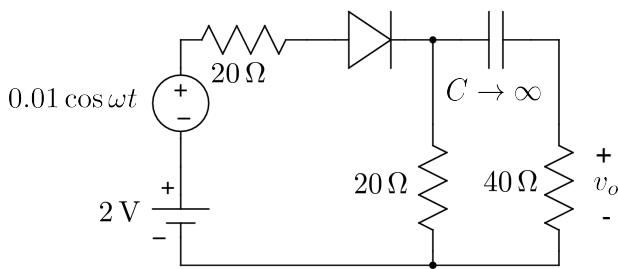
جواب:  $V_o = 10 - 600I_o$ 

سوال 2.24: شکل 2.84 میں  $I_D = 30 \text{ mA}$  پر ڈائیوڈ میں  $V_D = 0.68 \text{ V}$  گزارتا ہے۔

$$i_D = \begin{cases} 2 \times 10^{-3} v_D^2, & v_D \geq 0 \\ -I_o, & v_D < 0 \end{cases}$$



شکل 2.83: ڈائیوڈ کی مرجع مسادات



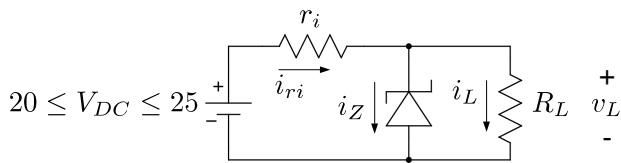
شکل 2.84: خط بوجھ کا سوال

1. ڈائیوڈ کے خط پر یک سمی خطا بوجھ کھینچ کر نقطہ مائل حاصل کریں۔
2. نقطہ مائل پر ڈائیوڈ کی مزاحمت  $r_d$  حاصل کریں۔
3. بدلتا بر قی دباؤ  $v_o$  حاصل کریں۔
4. نقطہ مائل پر بدلتی رو، خط بوجھ کھینپیں۔

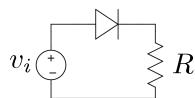
جوابات:  $0.0019 \cos \omega t$  ،  $36.7 \Omega$  ،  $(0.68 \text{ V}, 33 \text{ mA})$

سوال 2.25: شکل 2.85 میں دکھائے زیبر ڈائیوڈ پر اس وقت تک  $12 \text{ V}$  کا بر قی دباؤ برقرار رہتا ہے جب تک اس میں  $2 \text{ mA}$  تا  $200 \text{ mA}$  کا بر قی رو گزر رہا ہو۔  $R_L = 60 \Omega$  ہے۔

1.  $r_i$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر یک سمی بر قی دباؤ  $20 \text{ V}$  تا  $25 \text{ V}$  تبدیل کرتے ہوئے زیبر ڈائیوڈ پر  $12 \text{ V}$  برقرار رہیں۔



شکل 2.85: زیز ڈائیوڈ کا سوال



شکل 2.86: زیز ڈائیوڈ کی برقراری

2. زیز ڈائیوڈ میں زیادہ سے زیادہ طاقت کا خیال حاصل کریں۔

جوابات: جب تک زیز پر بارہ ولٹ رہیں تب تک  $i_L = \frac{12}{60} = 0.2 \text{ A}$  رہے گا۔ لہذا داخلی برقی دباؤ تبدیل کرنے سے صرف زیز ڈائیوڈ میں برقراری رو تبدیل ہوتا ہے۔  $20 \text{ V}$  پر زیز میں کم سے کم  $2 \text{ mA}$  رکھتے ہوئے  $i_{ri} = 0.202 \text{ A}$  ہو گا جس سے  $r_i = 39.6 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ داخلی برقی دباؤ  $30 \text{ V}$  کرنے کے لئے  $i_Z = 0.3282 \text{ A}$  ہو گا۔ یہ  $i_{ri} = \frac{25-12}{39.6} = 0.3282 \text{ A}$  اور طاقت کا خیال  $1.5384 \text{ W}$  ہو گا۔

سوال 2.26: شکل 2.85 میں بدلتے مزاحمت  $R_L$  اور بدلتے داخلی برقی دباؤ کی صورت میں  $v_L$  کو زیز ڈائیوڈ کے مدد سے برقرار رکھا گیا ہے۔ اس سوال میں  $R_L$  کی قیمت  $150 \Omega$  تا  $1200 \Omega$  جبکہ داخلی برقی دباؤ  $20.2 \text{ V}$  تا  $20.2 \text{ V}$  تبدیل ہو سکتے ہیں۔ گزشتہ سوال میں اس زیز ڈائیوڈ کے خصوصیات بیان کئے گئے ہیں۔

1. درکار  $r_i$  کی قیمت حاصل کریں۔

2. حاصل کردہ  $r_i$  کو استعمال کرتے ہوئے  $150 \Omega$  بوجھ اور  $20.2 \text{ V}$  داخلی برقی دباؤ پر  $i_L$  اور  $i_Z$  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  $i_L$ ،  $i_{ri}$  اور  $i_Z$  حاصل کریں۔

جوابات:

$$r_i = 100 \Omega .1$$

$$i_L = 80 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 82 \text{ mA}, \quad i_Z = 2 \text{ mA} .2$$

$$i_L = 80 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 130 \text{ mA}, \quad i_Z = 50 \text{ mA} .3$$

$$i_L = 10 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 82 \text{ mA}, \quad i_Z = 72 \text{ mA} .4$$

$$i_L = 10 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 130 \text{ mA}, \quad i_Z = 120 \text{ mA} .5$$

سوال 2.26: 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 گھنے 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 بروافت کر سکتا ہے۔ مزاحمت کی کم سے کم تر 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۔



## الباب 3

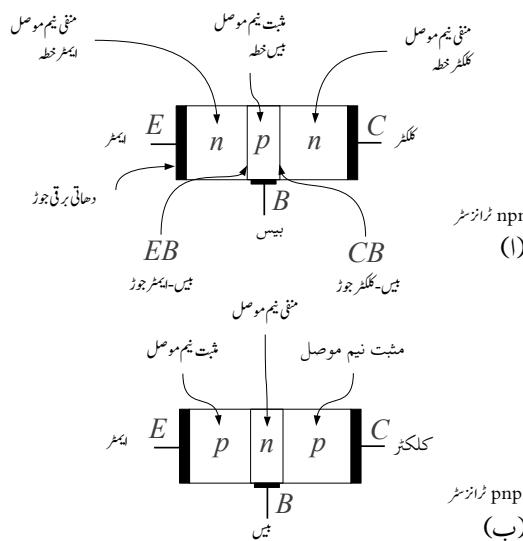
### ٹرانزسٹر (دوجو ٹرانزسٹر)

برقیات میں دو اقسام کے پر زہ جات پائے جاتے ہیں۔ ان میں مزاحمت، کپیسٹر، امالہ اور ڈائیوڈ کو غیر عامل<sup>1</sup> پر زہ جات پکارا جاتا ہے جبکہ ٹرانزسٹر<sup>2</sup> کے دیگر اقسام کو عامل<sup>3</sup> پر زہ جات پکارا جاتا ہے۔ بر قیات کی ترقی ٹرانزسٹر کی ایجاد کی وجہ سے ہے۔ اس باب میں دو جوڑے والے ٹرانزسٹر پر غور کیا جائے گا۔ دو جوڑے والے ٹرانزسٹر کو عموماً صرف ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ اگلے باب میں بر قی میدان سے چلنے والے ٹرانزسٹر پر غور کیا جائے گا۔ بر قی میدان سے چلنے والے ٹرانزسٹر کو اس کتاب میں میدانی 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 بناءٹ دکھائی گئی ہے۔ شکل الف میں دو منفی نیم موصل خطوں کے مابین ایک ثابت نیم موصل خطہ سمیتا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر یا *npn* ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ ان تین نیم موصل خطوں کو ایٹھ خطي<sup>5</sup>، بیس خطي<sup>6</sup> اور کلکٹر خطي<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>

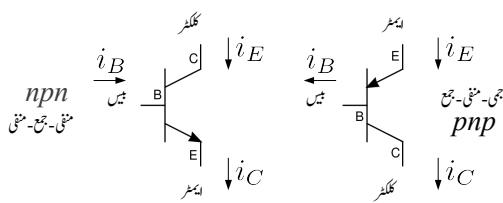


شکل 3.1: منقی-جمع-منقی ٹرانزسٹر اور جمع-جمع ٹرانزسٹر کی بناؤ۔

ہے۔ اس کے برعکس شکل ب میں دو مشتبہ نیم موصل خطوں کے مابین ایک منقی نیم موصل خط سمیانا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو جمع-منقی-جمع ٹرانزسٹر یا  $pnp$  ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ منقی-جمع ٹرانزسٹر کے تین بر قی سرے ہیں جنہیں ایمٹر<sup>8</sup>, بیس<sup>9</sup> اور کلکٹر<sup>10</sup> کہتے ہیں۔ اس ٹرانزسٹر میں منقی نیم موصل  $n$  اور مشتبہ نیم موصل  $p$  خطوں کے درمیان دو  $p - n$  جوڑ ہیں جنہیں بیس-ایمٹر  $BE$  جوڑ اور بیس-کلکٹر  $BC$  جوڑ کہتے ہیں۔

شکل 3.2 میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے دو اقسام کے علامات دکھائے گئے ہیں۔ بیس-ایمٹر جوڑ پر تیر کا نشان ٹرانزسٹر میں اس جوڑ سے گزرتی بر قی رو کی صحیح سمت دکھلاتا ہے۔ یوں  $pnp$  ٹرانزسٹر میں ایمٹر سرے سے بر قی رو  $i_E$  باہر کی جانب کو جکہ باقی دو سروں پر بر قی رو ٹرانزسٹر کے اندر جانب کو ہو گی۔  $pnp$  ٹرانزسٹر میں ایمٹر سرے پر بر قی رو اندر جانب جکہ باقی دو سروں پر بر قی رو کی سمت ٹرانزسٹر کے باہر جانب کو ہو گی۔ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ اور بیس-کلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل یا الٹا مائل کر کے ٹرانزسٹر کو تین مختلف طریقوں پر چلایا جا سکتا ہے۔ جدول 3.1

emitter<sup>8</sup>  
collector<sup>9</sup>  
base<sup>10</sup>



شکل 3.2: ٹرانزسٹر کے علامات

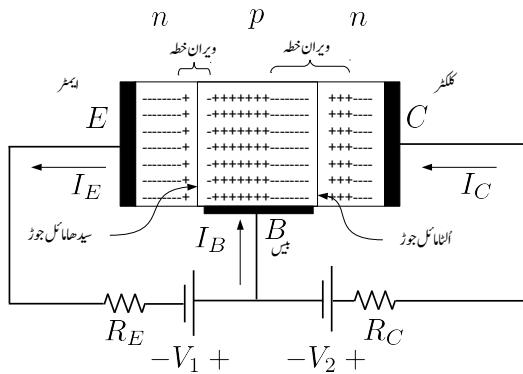
## جدول 3.1: ٹرانزسٹر کے تین مختلف انداز کا کارکردگی

انداز کا کارکردگی	بیس-ایمپر جوڑ	بیس-کلکٹر جوڑ
افراستنہ حال	سیدھا مائل	غیر چالو یا انمائی
غیر افراستنہ حال	سیدھا مائل	چالو
موقطع حال	انمائی	انمائی

میں ٹرانزسٹر مائل کرنے کے تین ممکنہ طریقے دکھائے گئے ہیں۔ ٹرانزسٹر کو بطور ایک پیغامبر استعمال کرنے کی خاطر اسے افراستنہ حال میں رکھا جاتا ہے۔ عددی ادوار<sup>11</sup> میں ٹرانزسٹر کے غیر افراستنہ حال اور موقطع حال دونوں استعمال ہوتے ہیں۔

3.2 افراستنہ حال منفی-جمع-منفی  $npn$  ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل 3.3 میں منفی-جمع-منفی  $npn$  ٹرانزسٹر کو اس طرح بر قی دباو مہیا کئے گئے ہیں کہ اس کا بیس-ایمپر BE جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا بیس-کلکٹر BC جوڑ انمائی مائل ہو۔ یوں بیس-ایمپر BE جوڑ پر پیدا ویران خطے کی لمبائی کم ہو جائے گی جبکہ بیس-کلکٹر BC جوڑ پر پیدا ویران خطے کی لمبائی بڑھ جائے گی۔ شکل میں منفی-جمع-منفی  $npn$  ٹرانزسٹر کے بر قی سروں پر بر قی رو کی سمتیں دکھائی گئی ہیں۔ شکل میں میں خطے کے لمبائی کو بڑھا چوڑھا کر دکھایا گیا ہے۔  $npn$  ٹرانزسٹر کی کارکردگی کا دار و مدار دو  $n$  خطوں کا انتہائی قریب قریب ہونے پر ہے۔ یوں حقیقت میں بیس 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۔ بیس-ایمپر جوڑ بالکل ڈائیوڈ کی مانند عمل کرتا ہے۔ یہ ورنی بر قی دباو کی وجہ سے آزاد الیکٹران ایمپر خطے سے



شکل 3.3: میں۔ ایمپر جوڑ سیدھا مائل جبکہ میں۔ گلفر جوڑ آنما مائل کیا گیا ہے

میں خطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان الکٹرانوں کو شکل میں مداخل الیکٹران<sup>12</sup> کہا گیا ہے۔ اسی طرح میں خطے سے آزاد خول ایمپر خطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان خولوں کو شکل میں مداخل خول<sup>13</sup> کہا گیا ہے۔ مقنی۔ جمع۔ مقنی ٹرانزسٹر کی کارکردگی مداخل الکٹرانوں پر مخصوص ہوتی ہے جبکہ مداخل خول اس میں کوئی کردار ادا نہیں کرتے۔ چونکہ مداخل الکٹرانوں کی تعداد ایمپر خطے میں ملاوی ایٹیوں کی تعدادی کثافت<sup>14</sup>  $N_D$  پر مخصوص ہے جبکہ مداخل خولوں کی تعداد میں ملاوی ایٹیوں کی تعدادی کثافت  $N_A$  پر مخصوص ہے لہذا ٹرانزسٹر کے ایمپر خطے میں  $N_D$  کی قیمت میں خطے میں  $N_A$  کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل 3.5 میں مقنی۔ جمع۔ مقنی  $n-p-n$  ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ رواتی برقی رو اور الکٹران کے بہاو کی سمیتیں آپس میں الٹ ہوتی ہیں لہذا اس ٹرانزسٹر کے ایمپر سرے پر الکٹران کا بہاد اندر کی جانب ہو گا۔ فرض کریں کہ ایمپر سرے پر ہر ہیئتہ  $x$  الکٹران ٹرانزسٹر میں داخل ہوتے ہیں۔ الکٹران کا برق 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 دہاو میں۔ ایمپر جوڑ کو سیدھا مائل کئے ہوئے ہے۔ یوں اس جوڑ میں بالکل سیدھے مائل ڈایوڈ کی طرح برقی رو کا گزر ہو گا اور تمام کے تمام  $x$  الکٹران میں خطے میں پہنچ جائیں گے۔<sup>16</sup> میں خطے میں مداخل

injected electrons<sup>12</sup>

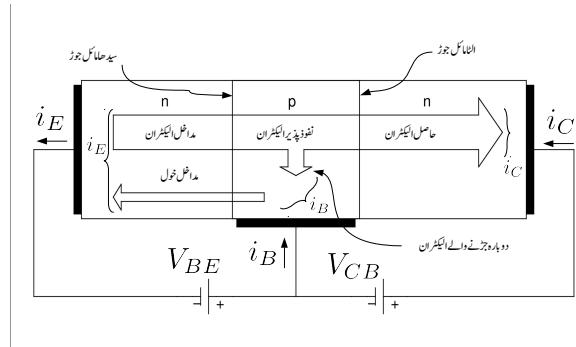
injected holes<sup>13</sup>

number density<sup>14</sup>

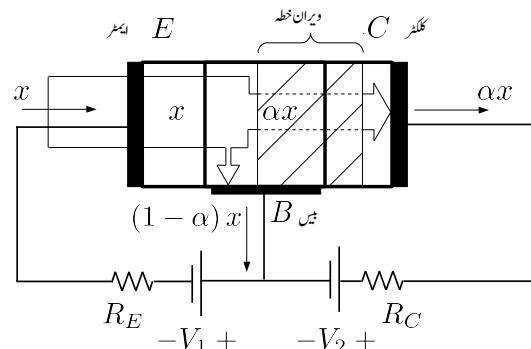
charge<sup>15</sup>

<sup>16</sup> یہاں خول کے بہاو کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس کی بات آگے چاکر ہو گی

### 3.2. انفرادیہ حل مقی-جع-مغی $n-p-n$ ٹرانزسٹر کی کارکردگی



شکل 3.4: npn ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت



شکل 3.5: npn ٹرانزسٹر میں ایکٹرانوں کا بھاؤ

الیکٹران ہر جانب نفوذ پذیر ہوں گے۔ جیسا پہلے ذکر ہوا میں خطے کا بیشتر حصہ ویران خطے بن چکا ہے۔ میں خطے میں مداخل 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  $V_I$  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 ٹکڑوں میں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$(3.7) \quad I_C = \alpha I_E$$

$$(3.8) \quad \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$(3.9) \quad I_E = (\beta + 1)I_B$$

چونکہ  $1 \approx \alpha$  ہوتا ہے لہذا مساوات 3.7 سے ظاہر ہے کہ  $I_C$  کی قیمت تقریباً  $I_E$  کے برابر ہو گی۔ مساوات 3.8 سے ظاہر ہے کہ  $\beta$  ٹرانزسٹر کی افواش برق رو<sup>17</sup> ہے۔

مساوات 3.6 کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں

$$(3.10) \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

مثال 3.1: مندرجہ ذیل کے لئے  $\beta$  حاصل کریں۔

$$\alpha = 0.9 .1$$

$$\alpha = 0.99 .2$$

$$\alpha = 0.999 .3$$

: حل

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.9}{1-0.9} = 9 .1$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.99}{1-0.99} = 99 .2$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.999}{1-0.999} = 999 .3$$

current gain<sup>17</sup>

مثال 3.2: مثال کے لئے  $\alpha = 74$  : 3.2 حاصل کریں۔

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{74}{74+1} = 0.987$$

مثال 3.3: ایک ٹرانزسٹر میں ہر سینٹ 6  $\times 10^{15}$  الیکٹرون میں۔ ایکٹر جوڑ سے گزرتے ہیں۔ اگر  $\alpha = 0.993$  ہو تو اس کے بر قی سروں پر بر قی رو حاصل کریں۔

حل: الیکٹران 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 بر قی رو بیس سرے کے بر قی رو کے  $\beta$  گناہ ہے۔ یوں اگر  $\beta$  کی قیمت 35 ہو تو بیس کے بر قی رو کم یا زیادہ کرنے سے گلکٹر سرے پر بر قی رو کی قیمت 35 گناہم یا زیادہ ہو گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس سرے پر تھوڑی مقدار میں بر قی رو گلکٹر سرے پر زیادہ مقدار کے بر قی رو کو قابو کرتی ہے۔ اس عمل کو افراش <sup>18</sup> کہتے ہیں۔ یوں  $\beta$  کو ٹرانزسٹر کی افراش بر قی رو <sup>19</sup> کہیں گے۔ ٹرانزسٹر کے افراش کی صلاحیت ہی کی وجہ سے بر قیات کے میدان کا وجود ہے۔

<sup>18</sup> gain  
<sup>19</sup> current gain

ٹرانزسٹر کا جوڑ  $BE$  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 جاسکتا 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 جاسکتا ہے۔ اس کتاب میں مساوات 3.12 ہی استعمال کئے جائیں گے۔ آپ نے دیکھا کہ  $I_B$  کم یا زیادہ کرنے سے  $I_C$  کمی کم یا زیادہ ہوتی ہے۔ حقیقت میں  $V_{BE}$  کم یا زیادہ کرنے سے  $I_B$  کم یا زیادہ کیا جاتا ہے۔ بیس۔ ایکٹر جوڑ پر بر قی دباؤ  $V_{BE}$  کم یا زیادہ کرنے سے  $I_E$  مساوات 3.12 کے تحت کم یا زیادہ ہو گی اور  $I_B$  بھی کم یا زیادہ ہو گی۔ اور  $I_B$  کی شرح  $\beta$  رہے گا۔

اب تک کی گفتگو سے ظاہر ہے کہ  $n-p-n$  ٹرانزسٹر میں مداخل خلوں کا  $I_C$  کے پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اسی لئے جیسا شروع میں ذکر ہوا مداخل خلوں کی تعداد کم سے کم رکھی جاتی ہے۔

مندرجہ بالا گفتگو میں میں۔ لکھر جوڑ کو اکٹ مائل رکھا گیا۔ اُنھے مائل ڈائیوڈ کی طرح اس جوڑ میں اٹی جانب بر قی رو  $I_S$  گزرے گی۔ ڈائیوڈ کی طرح حقیقت میں اٹی بر قی رو کی اصل قیمت تجویز سے حاصل  $I_S$  کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے اور اس کی قیمت اٹی بر قی دباؤ پر مختص ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر میں اس بر قی رو کو  $I_{CBO}$  لکھا

جاتا ہے۔  $I_{CB0}$  سے مراد ایمپٹر سرے کو کھلے سرے رکھتے ہوئے ہیں۔ لگنڈر 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 گنی ہوتی ہے۔ جدید ٹرانزسٹروں میں  $I_{CB0}$  قبل نظر انداز ہوتا ہے لہذا اس کتاب میں ہم  $I_{CB0}$  کو نظر انداز کریں گے۔

$npn$  ٹرانزسٹر اسی صورت افراشندہ رہتا ہے جب اس کے ہیں۔ ایمپٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ اس کے ہیں۔ لگنڈر جوڑ کو غیر چالو رکھا جائے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افراشندہ حال رکھنے کی خاطر اس کے ہیں۔ لگنڈر جوڑ پر برقی دباؤ  $V_{BE}$  ثابت رکھی جاتی ہے جبکہ اس کے ہیں۔ لگنڈر جوڑ پر برقی دباؤ  $V_{BC}$  کو یا تو منفی رکھا جاتا ہے اور یا اسے چالو کر دہ برقی دباؤ یعنی  $0.5\text{V}$  سے کم رکھا جاتا ہے۔ سیدھے مائل ہیں۔ ایمپٹر جوڑ پر کسی بھی سیدھے مائل جمع۔ جمع۔ 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 منحصر 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۔

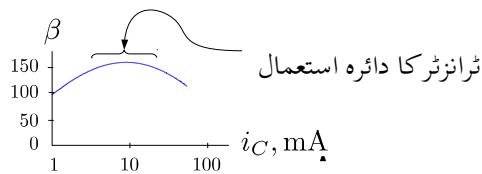
$\beta$  دو یک سمتی برقی رو یعنی  $I_C$  اور  $I_B$  کی شرح ہے جسے عموماً  $h_{FE}$  بھی لکھا جاتا ہے یعنی

$$(3.14) \quad \beta = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

ٹرانزسٹر کو اشارے کی افراش کے لئے استعمال کیا جاتا ہے جو کہ یک سمتی نہیں بلکہ بدلتا برقی دباؤ یا بدلتی برقی رو ہوتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے ہمیں اس کے  $\frac{i_c}{i_b}$  یعنی  $\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$  سے زیادہ دلچسپی ہے۔ اس شرح کو  $h_{fe}$  کہتے ہیں یعنی

$$(3.15) \quad h_{fe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{i_c}{i_b}$$

یوں  $h_{FE}$  کو ٹرانزسٹر کا یک سمتی افراش برقی رو جبکہ  $h_{fe}$  کو اس کا بدلتا افراش برقی رو کہا جاتا ہے۔ اگرچہ  $h_{FE}$  اور  $h_{fe}$  کے قیمتیں مختلف ہوتی ہیں لیکن ان میں فرق بہت زیادہ نہیں ہوتا۔ اس کتاب میں  $h_{FE}$  اور  $h_{fe}$  میں فرق کو نظر انداز کرتے ہوئے انہیں ایک ہی قیمت کا تصور کرتے ہوئے  $\beta$  سے ظاہر کیا جائے گا۔



شکل 3.6: افراش بالقابل برقی دباؤ

### 3.3 غیر افزائندہ کردہ برقی دباؤ

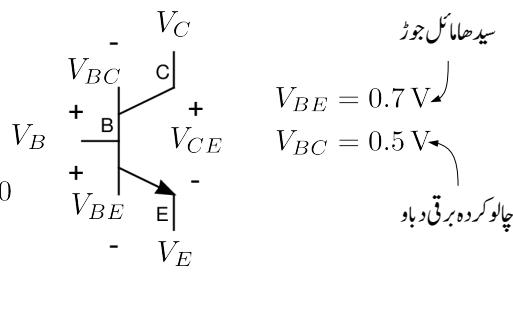
شکل 3.7 میں ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایکٹر جوڑ پر  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  جبکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ پر  $V_{BC} = 0.5\text{V}$  دکھائے گئے ہیں۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے اس صورت میں برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت  $0.2\text{V}$  ہوتی ہے۔ اگر بیس-کلکٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو اس حد (یعنی چالو کردہ برق دباؤ) سے بڑھایا جائے تو  $V_{CE}$  کی قیمت  $0.2\text{V}$  سے کم ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر غیر افزائندہ صورت اختیار کر لے گا۔ لہذا افزائندہ حال ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت  $0.2\text{V}$  سے زیادہ رہتی ہے۔  $V_{CE}$  کے اس قیمت کو ٹرانزسٹر کا غیر افزائندہ برق دباؤ غیر افزائندہ  $V_{CE, \text{off}}$  کہتے ہیں<sup>20</sup> یعنی

$$(3.16) \quad V_{CE, \text{off}} = 0.2\text{V}$$

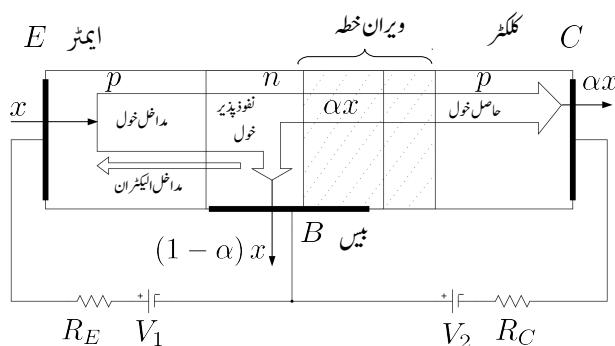
### 3.4 افزائندہ حال جمع-منفی-جمع ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل 3.8 میں  $pnp$  ٹرانزسٹر کے بیس-ایکٹر جوڑ کو سیدھا مائل کر جائے۔ کلکٹر جوڑ کو الٹا مائل کرتے ہوئے اسے افزائندہ ننطے میں رکھا گیا ہے۔  $pnp$  ٹرانزسٹر کی کارکردگی باکل  $npn$  ٹرانزسٹر کی طرح ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ  $pnp$  ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں الیکٹرانوں کی حرکت سے ہوتا ہے جبکہ  $pnp$  ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں خولوں کی حرکت سے ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned}
 V_{BC} &= V_B - V_C \\
 V_{BE} &= V_B - V_E \\
 V_{CE} &= V_C - V_E \\
 V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} &= 0 \\
 V_{CE} &= V_{BE} - V_{BC} \\
 &= 0.7 - 0.5 \\
 &= 0.2 \text{ V}
 \end{aligned}$$



شکل 3.7: ٹرانزسٹر کی غیر افراہنده کردہ برقی دباؤ



شکل 3.8: pnp ٹرانزسٹر میں خول کا بہاؤ

جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، بیروفنی لا گو برقی دباؤ  $V_1$  ایکٹر-بیس جوڑ کو سیدھا مائل کرتا ہے جس سے ایکٹر سے بیس خطے میں خول داخل ہوتے ہیں اور بیس خطے سے ایکٹر خطے میں ایکٹران داخل ہوتے ہیں۔ چونکہ بیس خطے میں ایکٹران کی تعدادی کشافت ایکٹر میں خول کی تعدادی کشافت سے کئی درجے کم کھی جاتی ہے لہذا ایکٹر سے بیس خطے میں داخل ہونے والے خولوں کی تعداد بیس سے ایکٹر داخل ہونے والے ایکٹرانوں 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 پیشتر حصہ بیس۔ کلکٹر جوڑ پر پائے جانے والے ویران خطے تک پہنچتا ہے۔ ویران خطے میں خول داخل ہوتے ہیں پہلا پائے جانے والے برقی میدان کی وجہ سے کلکٹر میں دھکیل دئے جاتے ہیں۔ یوں ایکٹر سے بیس میں خارج کئے جانے والے خولوں کا پیشتر حصہ کلکٹر پہنچ کر  $I_C$  پیدا کرتا ہے۔ کلکٹر کے دھاتی جوڑ پر پہنچنے والا ہر خول، ٹرانزسٹر میں باہر سے آنے والے ایکٹران کے ساتھ مل کر ختم ہوتا ہے۔ یوں بیروفنی دور میں برقی رو ایکٹران کے حرکت سے جبکہ  $pnp$  کے اندر برقی رو خول کے حرکت سے پیدا ہوتا ہے۔

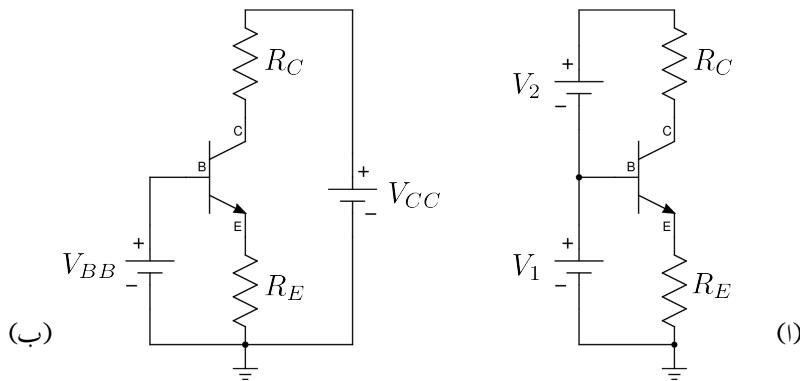
$$V_{EC} \text{ اور } V_{EB} \text{ کے } pnp \quad 3.4.1$$

$pnp$  ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس۔ ایکٹر جوڑ پر  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  پایا جاتا ہے اور  $V_{CE} = 0.2\text{V}$  غیر افزائندہ ہو جاتا ہے۔  $pnp$  ٹرانزسٹر میں بھی ایسا ہی ہوتا ہے پس جوڑ کے نام لئے لکھنے پڑتے ہیں لیکن  $pnp$  کے سیدھے مائل ایکٹر۔ بیس جوڑ پر  $V_{EB} = 0.7\text{V}$  پایا جاتا ہے اور  $V_{EC} = 0.2\text{V}$  غیر افزائندہ ہو جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو جاتا ہے۔

### 3.5 نقطہ کارکردگی اور یک سمی ادوار کا تحلیلی تجزیہ

ٹرانزسٹر کے ساتھ مزاحمت (مزاجتیں) اور یک سمی میون برقی رو (برقی رو) منسلک کر کے اسے تین مختلف طرز پر چلایا جا سکتا ہے۔ ان تین طریقوں کو جدول میں بیان کیا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی (نقطہ مائل) پر اس کے یک سمی برقی رو کو  $I_E$ ,  $I_C$ ,  $I_B$  اور یک سمی برقی رو دباؤ کو  $V_{CE}$ ,  $V_{BE}$ ,  $V_{BC}$  لکھتے ہیں۔ ڈائیوڈ کے نقطہ مائل کی طرز پر ان قیتوں کے لکھنے کا درست انداز  $I_{BQ}$ ,  $I_{EQ}$ ,  $I_{CQ}$  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 سمی ادوار حل کرنے پر غور کیا جائے گا جہاں ٹرانزسٹر کے مختلف حال یعنی افزائندہ حال، غیر افزائندہ حال اور منقطع حال باری باری دیکھے جائیں گے۔



شکل 3.9: ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال مکن کرنے کے طریقے

### 3.5.1 افزائندہ ٹرانزسٹر کے یک سمجھی ادوار کا حل

ٹرانزسٹر کی علامت استعمال کرتے ہوئے شکل 3.5 کو شکل 3.9 الف میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.9 الف کو شکل 3.9 ب کے طرز پر بھی بنایا جاسکتا ہے جہاں  $V_1$  کی جگہ  $V_{BB}$  لکھا گیا ہے اور  $(V_1 + V_2)$  کی جگہ  $V_{CC}$  لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً شکل ب کی طرز پر بنایا جاتا ہے۔

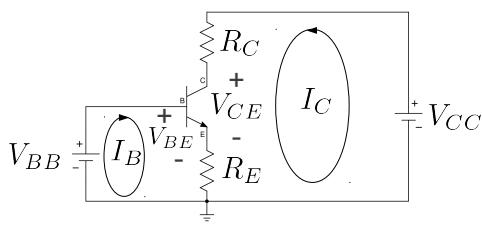
مثال 3.4: شکل 3.9 الف میں  $V_1$  کی قیمت تین ولٹ اور  $V_2$  کی قیمت آٹھ ولٹ ہونے کی صورت میں اس کے مساوی دور شکل 3.9 ب میں  $V_{BB}$  اور  $V_{CC}$  کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل:

$$(3.17) \quad V_{BB} = V_1 = 3 \text{ V}$$

$$(3.18) \quad V_{CC} = V_1 + V_2 = 3 + 8 = 11 \text{ V}$$

لہذا  $V_{BB}$  کی قیمت تین ولٹ جبکہ  $V_{CC}$  کی قیمت گیارہ ولٹ ہے۔



$$\begin{aligned}V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\&= V_{BE} + I_E R_E \\I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C \\V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\&\approx I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\V_{CE} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E)\end{aligned}$$

### شکل 3.10: ٹرانزسٹر کا بندی دوسرے

شکل 3.10 میں ٹرانزسٹر کا دوسرے دکھایا گیا ہے۔ داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ہم ٹرانزسٹر میں برقی رو  $I_C$  یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\(3.19) \quad I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\I_C &= \alpha I_E \\I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1}\end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر  $I_B + I_C = I_E$  لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے عموماً  $I_C$  کو کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایمپٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو  $V_{BE}$  لکھا جاتا ہے جس کی عمومی قیمت کسی بھی سیدھے مائل ڈائوڈ کی طرح  $0.7\text{V}$  تصور کی جاتی ہے۔ یعنی

$$(3.20) \quad V_{BE} = 0.7\text{V}$$

اسی طرح خارجی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ٹرانزسٹر کے گلٹر-ایمپٹر سروں کے مابین برقی دباؤ  $V_{CE}$  یوں حاصل کی جاتی ہے۔

$$\begin{aligned}(3.21) \quad V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C)R_E \\V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)\end{aligned}$$

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 افزائندہ ہو گا اور مندرجہ بالا جوابات درست نہیں ہوں گے۔ اس صورت حال پر آگے جا کر تجزیہ کیا جائے گا۔

---

### مثال 3.5 میں شکل 3.10 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

ہونے کی صورت میں برقی رو  $I_C$  اور برقی دباد  $V_{CE}$  حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.19 کی مدد سے

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 0.5 \text{ mA}$$

اور مساوات 3.21 کی مدد سے

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C(R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.5 \times 10^{-3}(10000 + 1000) \\ &= 6.5 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

---

مثال 3.6: مثال 3.5 میں ٹرانزسٹر کی افرائش برقی رو  $I_C = \beta V_{CE}$  تصور کرتے ہوئے برقی رو  $I_C$  اور برقی دباد  $V_{CE}$  کی اصل قیمتیں حاصل کریں۔ ان قیمتوں کا گزشتہ مثال میں حاصل کی گئی قیمتوں سے موازنہ کریں۔

حل: مساوات 3.10 میں  $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{99}{99+1} = 0.99$  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 زیادہ ہے لذا ٹرانزسٹر افراہنده حال 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 اندازہ کرتے ہوئے  $I_C$  کی قیمت 0.495 mA کے بجائے 0.5 mA حاصل ہوتی ہے۔ دونوں جوابات میں صرف 1.01% فرق ہے یعنی

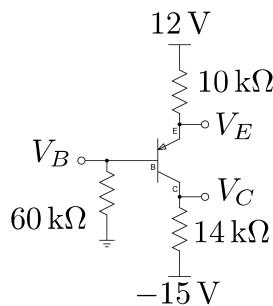
$$\left| \frac{0.495 \times 10^{-3} - 0.5 \times 10^{-3}}{0.495 \times 10^{-3}} \right| \times 100 = 1.01 \%$$

اسی طرح دونوں مثالوں میں حاصل کئے گئے بر قی دباؤ  $V_{CE}$  میں 0.76 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 تیجتاً  $I_E$  کی جگہ  $I_C$  ہی کی قیمت استعمال کی جاتی ہے۔  $I_B$  لینے کا مطلب  $I_E$  کو اندازہ کرنا ہے۔

مثال 3.7: شکل 3.11 میں  $V_E = 2.584 \text{ V}$  اور  $V_B = 1.884 \text{ V}$  کا ٹرانزسٹر کا  $\beta$  حاصل کریں۔ مزید  $V_C$  کا بھی تخمینہ لگائیں۔



شکل 3.11: تراز ستر کا حصول۔

حل: شکل کو دیکھ کر

$$I_B = \frac{1.884}{60000} = 31.4 \mu\text{A}$$

$$I_E = \frac{12 - 2.584}{10000} = 0.942 \text{ mA}$$

لکھے جاسکتے ہیں جن سے

$$\beta + 1 = \frac{I_E}{I_B} = \frac{0.942 \text{ mA}}{31.4 \mu\text{A}} = 30$$

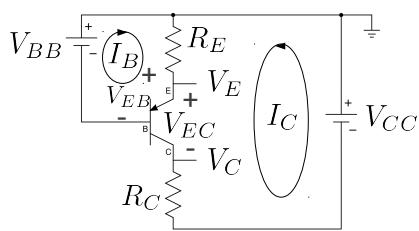
یعنی  $\beta = 29$  حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$I_C = \beta I_B = 29 \times 31.4 \mu\text{A} = 0.91 \text{ mA}$$

اور

$$V_C = 0.91 \times 10^{-3} \times 14000 - 15 = -2.26 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔



$$V_{BB} = (I_B + I_C) R_E + V_{EB}$$

$$= I_E R_E + V_{EB}$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} \approx I_C$$

$$V_{CC} = I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C$$

$$\approx I_C R_E + V_{EC} + I_C R_C$$

$$V_{EC} = V_{CC} - I_C (R_E + R_C)$$

شکل 3.12: جمع منفی جمع را زسٹر کا سادہ دور

مثال 3.8: شکل 3.12 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔  $I_C$  اور  $V_{EC}$  حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$V_{BB} = (I_B + I_C) R_E + V_{EB}$$

$$= I_E R_E + V_{EB}$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر  $I_E$  کو لکھا گیا ہے۔ یہاں

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 0.5 \text{ mA}$$

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 مقابل 3.5 کے ساتھ موازنہ کریں۔

---



---

مثال 3.9: شکل 3.13 میں دکھائے گئے ٹرانزسٹر دور میں

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 15 \text{ V} \\V_{BB} &= 1.1 \text{ V} \\R_C &= 5.6 \text{ k}\Omega \\R_E &= 900 \Omega \\\beta &= 36\end{aligned}$$

ہیں۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے  $I_E$  حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\&= \frac{1.1 - 0.7}{900} \\&= 0.44 \text{ mA}\end{aligned}$$

عموماً  $I_C$  کو  $I_E$  کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے لیکن چونکہ 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۔

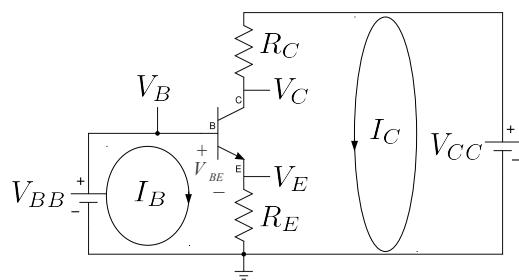
ٹرانزسٹر کے سروں پر بر قی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\ &= 15 - 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\ &= 12.581 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_E &= I_E R_E \\ &= 0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\ &\approx 0.4 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_B &= V_E + V_{BE} \\ &= 0.4 + 0.7 \\ &= 1.1 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CE} &= V_C - V_E \\ &= 12.581 - 0.4 \\ &= 12.181 \text{ V}\end{aligned}$$



$$V_{BB} = V_{BE} + (I_B + I_C) R_E$$

$$= V_{BE} + I_E R_E$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

$$V_E = I_E R_E$$

$$V_B = V_E + V_{BE}$$

$$= I_E R_E + V_{BE}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

$$= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

شکل 3.13: ٹرانزسٹر دور کی مثال

چونکہ ٹرانزسٹر کے میں پر 1.1 V لاگو کیا گیا ہے لہذا میٹر 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: شکل 3.12 میں دکھائے گئے ٹرانزسٹر دور میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

$$\beta = 36$$

ہیں۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر بر قی دباؤ اور بر قی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے  $I_E$  حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} \\I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} \\&= \frac{1.1 - 0.7}{900} \\&= 0.44 \text{ mA}\end{aligned}$$

عموماً  $I_C$  اور  $I_E$  کے ٹھیک ٹھیک قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\&= \frac{36}{36 + 1} \\&= 0.97297\end{aligned}$$

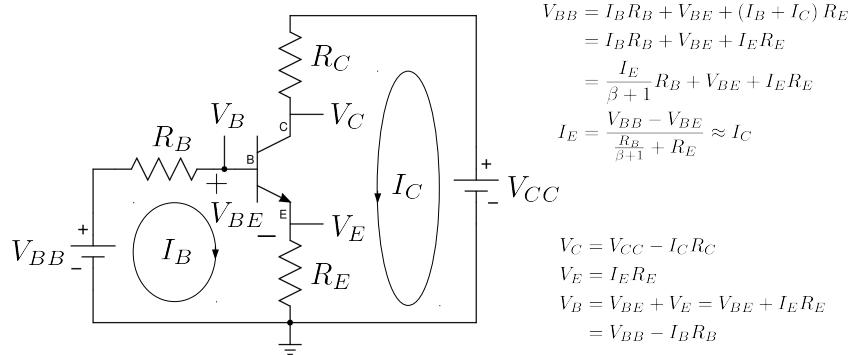
$$\begin{aligned}I_C &= \alpha I_E \\&= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\&= 0.432 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\&= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\&= 12.01 \mu\text{A}\end{aligned}$$

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: براز سٹر دور جہاں تینوں سروں کے ساتھ مزاحمت مسلک 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  $V_E = V_B + V_{EB} = -1.1 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = -1.8 \text{ V}$  لگ کر بھی حاصل کیا جاسکتا ہے لہذا اس کو کیا گیا ہے یعنی

$$V_E = V_B + V_{EB} = -1.1 + 0.7 = -0.4 \text{ V}$$

شکل 3.14 میں دکھائے دور کے داخلی جانب  $R_B$  نصب کیا گیا ہے۔ اس دور کو بھی گزشتہ دوروں کی طرح

حل کیا جاتا ہے۔ داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$(3.22) \quad \begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ V_{BB} &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح دور کے خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.23) \quad V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E$$

$$(3.24) \quad V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$(3.25) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$(3.26) \quad V_{CE} \approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

مثال 3.11: شکل 3.15 میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

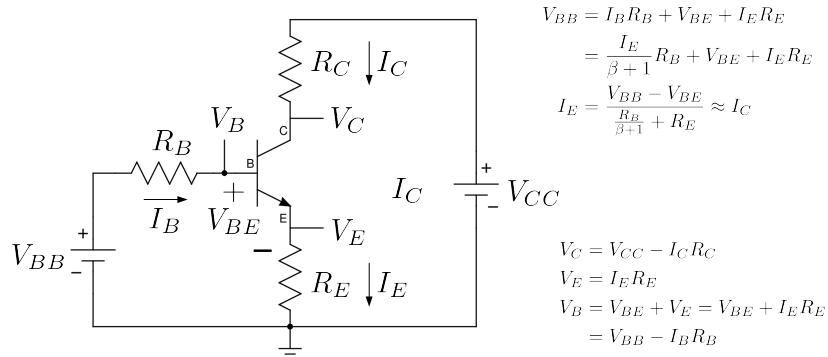
$$R_B = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 36$$

ہونے کی صورت میں  $I_C$  اور  $V_{CE}$  حاصل کریں۔

حل: شکل میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر ٹرانزسٹر کے برقی روکھے گئے ہیں۔ یوں میں جانب

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \left( \frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \left( \frac{R_B}{\beta + 1} \right) I_E + V_{BE} \end{aligned}$$



: 3.15

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$I_E = \frac{1.1 - 0.7}{\frac{3300}{36+1} + 900} = 0.404 \text{ mA} \approx I_C$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

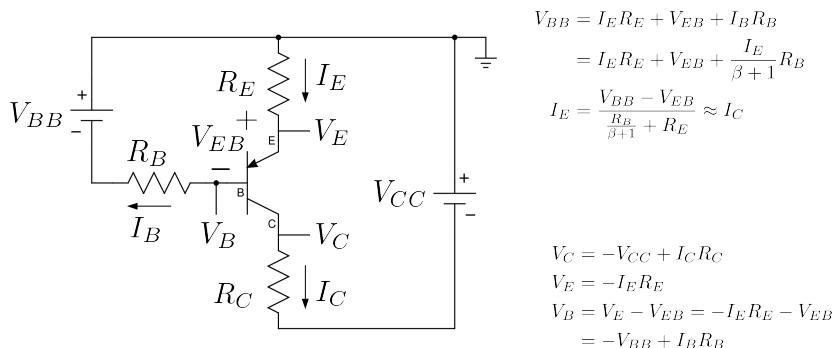
$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$\approx (R_C + R_E) I_C + V_{CE}$$

۔

$$V_{CE} = 15 - 4.04 \times 10^{-4} \times (5600 + 900) = 12.374 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $V_{CE} < V_{CE_{ذینہ}}$  ہے لہذا ترانزستر افراہندہ حال ہے اور  $V_{CE}$  کا یہی درست جواب ہے۔



: 3.16

مثال 3.16 کے : 3.12 کے میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 2.8 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 27$$

ہونے کی صورت میں  $V_{EC}$  اور  $I_C$  حاصل کریں۔

عمل: بیس جانب

$$V_{BB} = I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B$$

$$= I_E R_E + V_{EB} + \left( \frac{I_E}{\beta+1} \right) R_B$$

$$= V_{EB} + \left( R_E + \frac{R_B}{\beta+1} \right) I_E$$

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 ڈی 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-کلکٹر 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 اف میں داخلی جانب  $R_1$  اور  $R_2$  نصب کئے گئے ہیں۔ شکل 3.17 ب میں اسی دور کو قدر مختلف طرز پر بنایا گیا ہے جہاں داخلی جانب کے حصے کو نقطے دار لکیر سے گھیرا گیا ہے۔

مسئلہ تھونن کے مطابق کسی بھی خطی دور کا مساوی تھونن دور حاصل کیا 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 منع 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 گیرے حصے کا مساوی تھونن دور شکل 3.17 ث میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.17 الف میں داخلی جانب اس مساوی تھونن دور کے استعمال سے شکل 3.17 ث حاصل ہوتا ہے جو کہ ہو بہو شکل 3.14 میں دکھایا گیا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ  $R_{th}$  کو  $V_{th}$  اور  $R_B$  کو  $V_{BB}$  لکھا گیا ہے۔

شکل ث میں دکھائے دور کو باکل 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

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

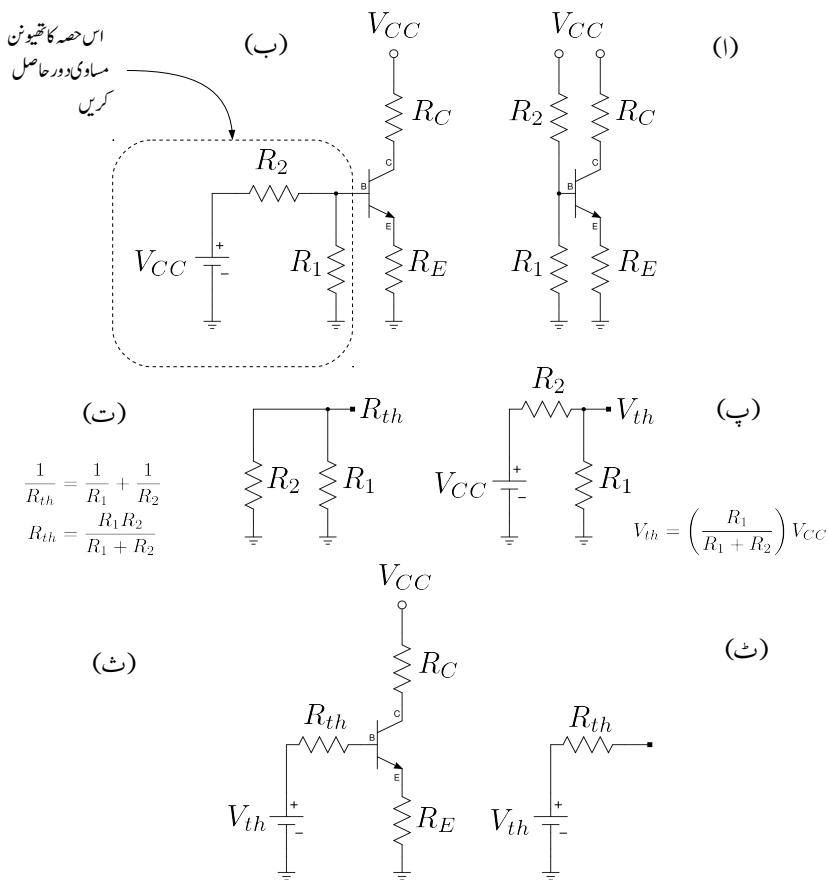
$$R_E = 820 \Omega$$

$$R_1 = 8.9 \text{ k}\Omega$$

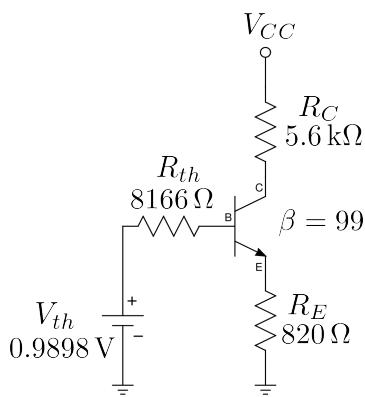
$$R_2 = 99 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 100$$

<sup>21</sup> اندر وہی منع برقی روک کھلے سرے کیا جاتا ہے۔



حکل 3.17: ایک عدد منج برتی دبا کی مدد سے ٹرانزسٹر کا مکمل کرنا



$$\begin{aligned}
 V_{th} &= I_B R_{th} + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_{th} + V_{BE} + I_E R_E \\
 I_E &= \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta + 1} + R_E} \\
 &= \frac{0.9898 - 0.7}{\frac{8166}{99+1} + 820} = 0.3214 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\
 &\approx I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\
 V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\
 &= 12 - 0.3214 \times 10^{-3} \times (5600 + 820) \\
 &= 9.9366 \text{ V}
 \end{aligned}$$

شكل 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

$$R_{th} = \frac{8900 \times 99000}{8900 + 99000} = 8166 \Omega$$

ان مساوی تھوڑے مقداروں کو استعمال کرتے ہوئے شکل 3.18 میں مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے حل کر کے  $I_C = 0.3214 \text{ mA}$  اور  $V_{CE} = 9.9366 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE\text{افراہندہ}}$  سے زیاد ہے لذا اثر انزٹر افراہندہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

**مثال 3.14:** شکل 3.19 اف میں

$$V_{CC} = 20 \text{ V}, \quad R_C = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_B = 200 \text{ k}\Omega$$

$$R_F = 100 \Omega, \quad \beta = 99$$

ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: بڑا نزٹر 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

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{20 - 0.7}{10000 + \frac{200000}{99+1} + 100} \\ &= 1.595 \text{ mA} \end{aligned}$$

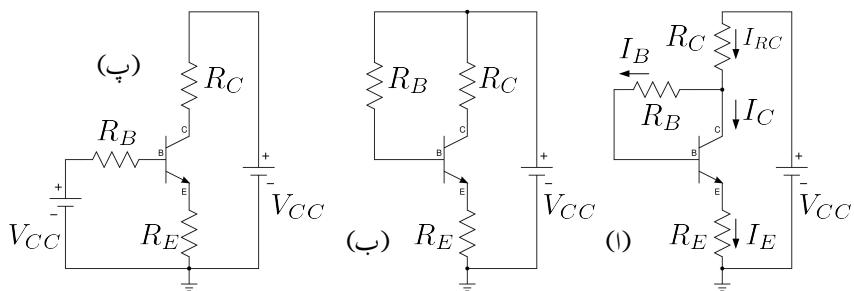
حاصل ہوتا ہے۔ کر خوف کے قانون برائے برقی دباو کو خارجی جانب یوں لکھا جاسکتا ہے

$$V_{CC} = I_E R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

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 منبع برقی دباؤ کے استعمال سے نقطہ کارکردگی کے دیگر اشکال

مثال 3.15: شکل 3.19 ب میں

$$V_{CC} = 20 \text{ V}, \quad R_C = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_B = 500 \text{ k}\Omega \\ R_E = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

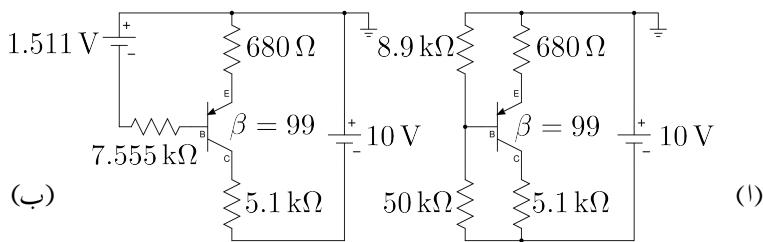
ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اسی کو دوبارہ بنایا گیا ہے جہاں داخلی اور خارجی جانب بالکل علیحدہ واضح نظر آتے ہیں۔ داخلی جانب 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

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \\ = \frac{20 - 0.7}{\frac{500000}{99 + 1} + 1000} \\ = 3.21 \text{ mA}$$



: 3.20

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

لیتے ہوئے  $I_C \approx I_E$  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  $V_{EC}$  اور  $I_C$  حاصل کریں۔

حل: مسئلہ تھونن کی مدد سے شکل 3.20 ب حاصل ہوتا ہے جس میں

$$\begin{aligned} V_{th} &= \frac{-10 \times 8900}{8900 + 50000} = -1.511 \text{ V} \\ R_{th} &= \frac{8900 \times 50000}{8900 + 50000} = 7.555 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

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۔

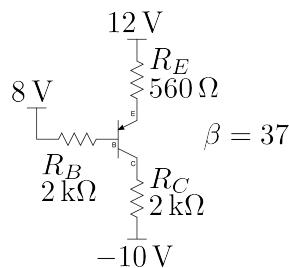
مثال 3.17: شکل 3.21 میں ٹرانزیستر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ حاصل کریں۔

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۔

$$4 = \frac{I_E}{37+1} \times 2000 + 0.7 + I_E \times 560 \\ I_E = 5.39 \text{ mA}$$



: 3.21 ٹکل

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 مزاجمت میں برقی طاقت کا ضیاء حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑ پر بھی طاقت کا ضیاء حاصل کریں۔

حل: مزاجمت  $R_E$  میں  $0.3214 \text{ mA}$  برقی رو سے اس میں برقی طاقت کا ضیاء  $P_{RE} = I_E^2 R_E$  یعنی  $578 \mu\text{W}$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح  $I_C = I_E = 84.7 \mu\text{W}$

ٹرانزسٹر کے لیٹر سرے پر برقی دباؤ  $V_E$  کی قیمت  $I_E R_E = 0.26 \text{ V}$  اور یوں اس کے بیس سرے پر  $0.26 + 0.7 = 0.96 \text{ V}$  ہو گا۔ یوں  $R_1$  میں طاقت کا ضیاء  $\frac{0.96 \times 0.96}{8900} = 104 \mu\text{W}$  یعنی  $1.23 \text{ mW}$  ہو گا۔

ٹرانزسٹر کے مکٹر پر  $V_C = 12 - 0.3214 \text{ mA} \times 5.6 \text{ k}\Omega = 10.2 \text{ V}$  ہے لہذا اس کا بیس-مکٹر 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-مکٹر جوڑ پر بر قی  $I_E$  کے برابر ہی لیا گیا ہے۔ بیس-مکٹر 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-مکٹر 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-مکٹر جوڑ کو ٹھنڈا رکھنے کی خاطر مکٹر 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 سوکار<sup>22</sup> کے ساتھ جوڑا جاتا ہے جس سے گرمی کی منتقلی مزید بڑھ جاتی ہے۔

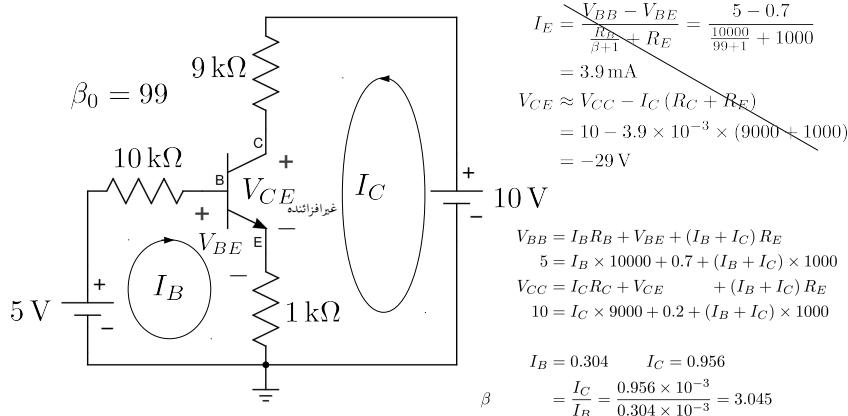
جب بھی کوئی دور بنایا جائے، اس میں استعمال تمام اجزاء میں طاقت کا ضایع حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر کسی پر زے میں طاقت کا ضایع اس پر زے کی برداشت حد سے تجاوز کر جائے تو ایسا پر زہ جل کر تباہ ہو جائے گا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر یا تو ڈیزائن کو تبدیل کیا جائے گا اور یا پھر زیادہ برداشت والا پر زہ استعمال کیا 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 ایتیں وولٹ 29V۔ حاصل ہوتی ہے جو کہ غیر افزائندہ  $V_{CE}$  سے کم ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افزائندہ تصور کرنا درست نہیں اور اس جواب کو رد کرنا ہو گا۔ شکل میں اس جواب پر 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 ٹرانزسٹر کا حل

غیر افزائندہ ٹرانزسٹر پر پائے جانے والے برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت غیر افزائندہ 0.2 V یعنی 0.2 V ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ مساوات 3.7 اور مساوات 3.8 وغیرہ صرف افزائندہ حال ٹرانزسٹر کے لئے بیان کئے گئے۔ ان حقائق کو 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  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  اور  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  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  $3.045 = \frac{I_C}{I_B}$  غیر افزائندہ حاصل کی گئی ہے جو کہ اس کے دئے گئے افزائش  $\beta_0 = 99$  سے نہیات کم ہے۔

اگر دور حل کرنے سے پہلے ہی 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۔ تخلیق کار قبل از تخلیق فیصلہ کرتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو کس حد تک غیر افزائندہ کیا جائے گا۔

مثال 3.19: شکل 3.22 میں

$$V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta_0 = 99$$

ہی رکھتے ہوئے  $V_{BB}$  کی وہ قیمت دریافت کریں جہاں ٹرانزسٹر افراستنہ حال سے نکل کر غیر افراستنہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

حل: جس لمحہ ٹرانزسٹر افراستنہ سے غیر افراستنہ صورت حال اختیار کرتا ہے اس وقت دور حل کرنے کی خاطر اس کی عمومی افراش  $\beta_0$  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۔

مثال 3.20: شکل 3.22 میں

$$V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 5 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta_0 = 90$$

رکھتے ہوئے  $R_B$  کی وہ قیمت دریافت کریں جس سے ٹرانزسٹر اس حد تک غیر افزائندہ صورت اختیار کر لے گا کہ اس کی  $\beta = 30$  ہو۔ اس کو یوں بھی بیان کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو تین گنا غیر افزائندہ کریں یعنی  $\beta_0$  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

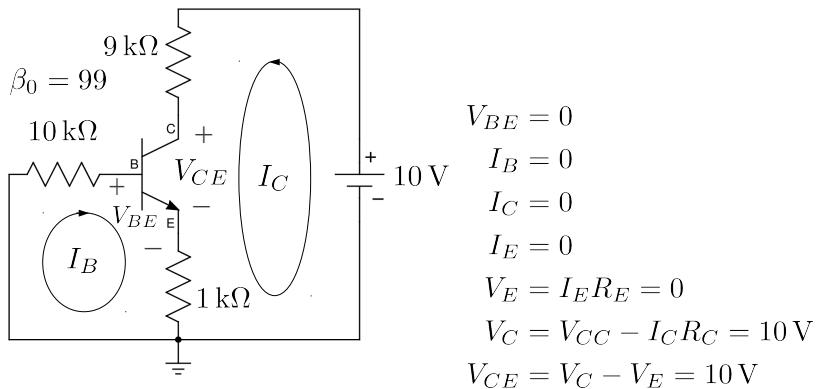
$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left( \frac{R_B}{\beta_0} + R_E \right)$$

$$5 = 0.7 + 1.009 \times 10^{-3} \times \left( \frac{R_B}{30} + 1000 \right)$$

$$R_B = 101.1 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔



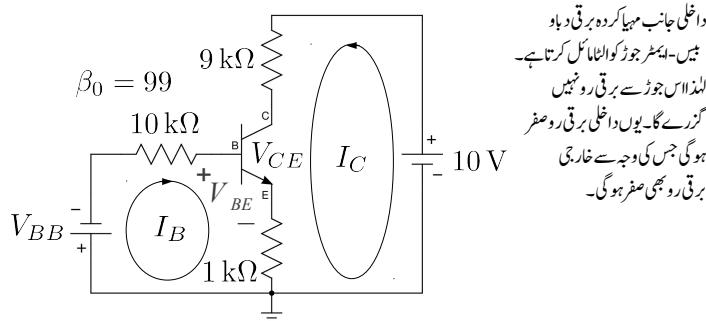
شکل 3.23: منقطع حال ٹرانزسٹر۔ بیس-ایمپٹ جوڑ سیدھا مکل نہیں ہے

### 3.5.3 منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل

جدول کے تحت بیس-ایمپٹ جوڑ کو غیر-چالو کرنے سے ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹر کو منقطع کرنے کی خاطر اس کے بیس-ایمپٹ جوڑ کو عموماً الثامائل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرتے وقت اس بات کا دھیان رکھا جاتا ہے کہ الٹ برقی دباؤ اس جوڑ کے قابل برداشت الٹ برقی دباؤ کی حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ عموماً الٹ برقی دباؤ کی قیمت چند ولٹ ہی ہوتی ہے۔

منقطع ٹرانزسٹر بالکل ایک منقطع برقی سوچ کی طرح عمل کرتا ہے یعنی اس میں سے کوئی برقی رو نہیں گزرتی۔ عموماً یہ صورت، دور کو دیکھتے ہی واضح ہو جاتی ہے جیسے شکل 3.23 میں ہے۔ اس شکل میں داخلی جانب کوئی برقی دباؤ مہیا نہیں کیا گیا۔ یوں ٹرانزسٹر کا بیس-ایمپٹ جوڑ غیر چالو ہو گا۔ لہذا داخلی جانب برقی رو  $I_B$  کی قیمت صفر ہو گی۔  $I_B$  صفر ہونے کی وجہ سے ٹرانزسٹر کے باقی دو سروں پر بھی برقی رو کی قیمت صفر ہو گی۔ جیسا شکل میں حل کر کے دکھایا گیا اس صورت میں  $V_{CE} = V_{CC}$  ہو گا۔

مثال 3.21: شکل 3.24 میں داخلی جوڑ الثامائل ہے اور یوں ٹرانزسٹر منقطع ہو گا۔ اگرچہ اس دور کو دیکھتے ہی آپ کہہ سکتے ہیں کہ یہ منقطع ہے، ہم پھر بھی اسے حل کر کے دیکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ ٹرانزسٹر



شکل 3.24: الٹا مکن داخلی جوڑ

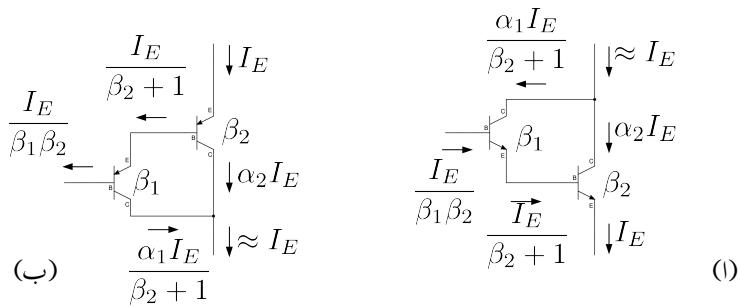
افرا کندہ حال ہے۔ یوں آپ  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  میں گے۔

$$V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B + I_E R_E$$

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \\ &= \frac{-3 - 0.7}{\frac{10000}{100} + 1000} \\ &= -3.36 \text{ mA} \end{aligned}$$

ہے جاتا کیا رد کو جواب ملکن نا اس

یہاں دھیان رہے کہ  $V_{BB} = -3 \text{ V}$  ہے۔ حاصل جواب متفہی ہونے کا مطلب ہے کہ برقی رو کی سمت عمومی سمت کے الٹ ہے۔ جب بھی ٹرانزسٹر میں الٹی جانب یک سمتی برقی رو پیدا کرنے کی کوشش کی جائے یہ منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے لذ اس جواب کو رد کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کو منقطع تصور کیا جائے گا اور اس کے تمام سروں پر برقی رو کی قیمت صفر تصور کی جائے گی۔ یوں  $V_{CE} = 10 \text{ V}$  ہو گا۔



### شکل 3.25: ڈار لنگشن جوڑیاں

3.6 ڈار لنگٹن جوڑی

شکل 3.25 اف میں دو عدد  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کو مخصوص طرز پر جوڑا گیا ہے جسے  $n-p-n$  ڈارلنگٹن جوڑی<sup>23</sup> یا ڈارلنگٹن ٹرانزسٹر<sup>24</sup> کہتے ہیں۔ شکل ب میں  $p-n-p$  ڈارلنگٹن جوڑی دکھائی گئی ہے۔

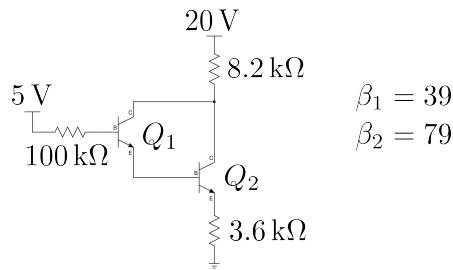
شکل الف میں اگر  $Q_2$  کے ایمپر پر  $I_E$  بر قی رو پایا جائے تو اس کے کلکٹر پر  $\alpha_2 I_E$  اور اس کے بیس پر بر قی رو پایا جائے گا۔  $Q_2$  کے بیس پر بر قی رو  $Q_1$  کے ایمپر پر بر قی رو ہی ہے لہذا  $Q_1$  کے ایمپر پر  $\frac{I_E}{\beta_2 + 1}$  ہی پایا جائے گا۔ یوں  $Q_1$  کے کلکٹر پر  $\alpha_1 \frac{I_E}{\beta_2 + 1}$  اور اس کے بیس پر  $\frac{I_E}{(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)}$  پایا جائے گا جو تقریباً  $\frac{I_E}{\beta_1 \beta_2}$  کے برابر ہے۔ یہ تمام شکل پر بھی دکھائے گئے ہیں۔ یوں اس جوڑی کو از خود ٹرانزسٹر تصور کیا جا سکتا ہے جس کی افزائش  $\beta_1 \beta_2$  کے برابر ہے۔ اسی طرز پر تین ٹرانزسٹر جوڑ کر  $\beta_1 \beta_2 \beta_3$  حاصل ہو گا۔ یقیناً زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر زیادہ  $\beta$  حاصل کرنا ممکن ہے۔

**مثال 3.22:** شکل 3.26 کو حل کریں۔

حل: بیس جانب کر خوف کے قانون پرائے پرتوں دباؤ سے

$$5 = I_{B1} \times 100000 + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2} \times 3600$$

جناب سُدُنی ڈارلنگٹن نے اس شکل کو دریافت کیا۔<sup>23</sup>  
npn darlington pair<sup>24</sup>



شکل 3.26: دو جوڑ تراز سٹر

لکھا جائے 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

$$I_{B2} = I_{E1} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1} = \frac{0.991 \times 10^{-3}}{79 + 1} = 12.39\text{ }\mu\text{A}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1 + 1} = \frac{12.39 \times 10^{-6}}{39 + 1} = 309.7\text{ nA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

## 3.7. تعین نقطے سے 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 قسم کے تمام ٹرانزسٹروں کے  $\beta$  کی قیمت یکساں ہو۔ ان کے تمام تر کوششوں کے باوجود ایسا ممکن نہ ہو سکا ہے اور کسی بھی ایک قسم کے ٹرانزسٹروں کے عمومی  $\beta_0$  کی قیمت دو حدود کے مابین رہتی ہے یعنی

$$(3.28) \quad \beta_{\text{بذریعہ}} \approx 3 \times \beta_{\text{پذیرہ}}$$

مزید یہ کہ  $\beta_{\text{بذریعہ}}$  کی قیمت  $\beta_{\text{پذیرہ}}$  کے تقریباً تین گناہ ہوتی ہے یعنی

$$(3.29) \quad \beta_{\text{بذریعہ}} = 3 \times \beta_{\text{پذیرہ}}$$

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

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

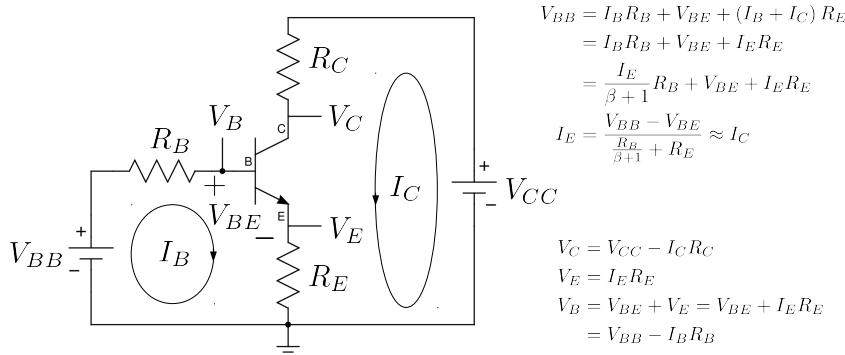
$$V_{BB} = 2.7 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 100 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ مزید یہ کہ اس دور میں استعمال کئے جانے والے ٹرانزسٹر کے عمومی اندازش برتنی رو  $\beta_0$  کی قیمت ایک سو ہے (یعنی  $\beta_0 = 100$ )۔



مکمل 3.27: مثال 3.23 کا دور

1. اس صورت میں عمومی نقطہ کار کردگی پر برقی رو  $I_{CQ}$  اور برقی دباؤ  $V_{CEQ}$  حاصل کریں۔

2. سائز  $\beta$  اور پلٹر  $\beta$  پر بھی  $I_C$  اور  $V_{CEQ}$  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  $V_{CE_{max}}$  سے زیاد ہے لہذا ترانزستر افراستنڈہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

2. آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\beta = 50$  اور  $\beta = 150$  بلدر  $\beta$  کے برابر ہیں چونکہ ان دو حدود کے مابین عمومی قیمت 100 ہے یعنی

$$\beta_0 = \frac{\beta_{بلدر} + \beta}{2} = \frac{150 + 50}{2} = 100$$

اور آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\beta \approx \beta_{بلدر}$  بھی ہے۔

$\beta$  کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{بلدر} + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{50+1} + 1000} \\ &= 0.6755 \text{ mA} \end{aligned}$$

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  $\beta$  استعمال کرتے ہوئے جوابات تبدیل ہو گئے ہیں۔ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لہذا انزٹر اب بھی افزائندہ حال ہو گا۔

$\beta_{بلدر}$  کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{بلدر} + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{150+1} + 1000} \\ &= 1.2032 \text{ mA} \end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned}
 V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\
 &= 12 - 1.203 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\
 &= -0.03 \text{ V} \quad \text{ہے جاتا کیا رد کو جواب ممکن نہ اس} \\
 &= 0.2 \text{ V} \quad \text{ہے یہ جواب درست لہذا}
 \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے کم ہے لہذا ٹرانزسٹر غیر افزائندہ حال ہو گا اور یہ بطور ایک پلیناٹر کام نہیں کرے گا۔

---

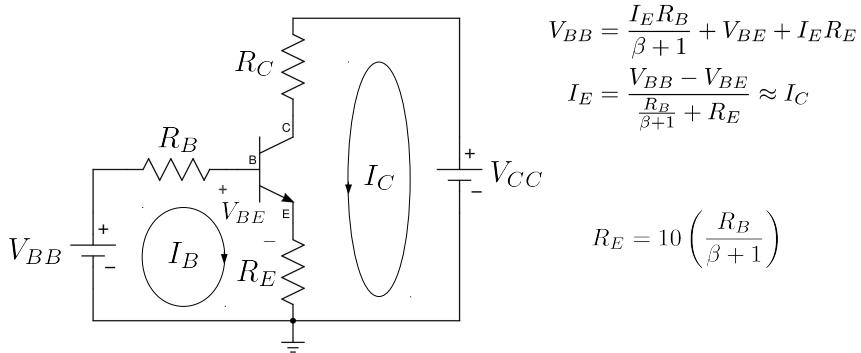
مثال 3.23 سے ایک اہم حقیقت سامنے آتی ہے۔ چونکہ ایک ہی قسم کے دو عدد ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کی قیمتیں اس کے عمومی قیمت  $\beta_0$  سے انحراف کر سکتے ہیں لہذا و بالکل ایک ہی طرح بنائے گئے ادوار میں ٹرانزسٹروں کے نقطہ کار کردنے کی اپنی معین جگہ سے سرک سکتی ہے۔ جیسا اس مثال میں دکھایا گیا، عین ممکن ہے کہ کسی ایک دور میں ٹرانزسٹر افزائندہ حال اور دوسرے میں غیر افزائندہ حال ہو۔

آج کل لاتعداد بر قیانی آلات مثلاً موبائل فون وغیرہ بنائے جاتے ہیں اور ایسے ہر ایک عدد آلمہ میں لاتعداد ٹرانزسٹر استعمال ہوتے ہیں۔ ان آلات کے درست کار کردنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ان میں استعمال کئے گئے ٹرانزسٹر، ڈیزائن کردہ نقطہ کار کردنے کی پرہیز رہیں۔ آئیں دیکھئے ہیں کہ ایسا کس طرح ممکن بنایا جاسکتا ہے۔

شکل 3.28 میں مزاحموں 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۔

$$\begin{aligned}
 (3.30) \quad V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\
 I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (3.31) \quad V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\
 V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\
 &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)
 \end{aligned}$$



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 جا سکتا مگر  $R_E$  کی قیمت کو  $\frac{R_B}{\beta + 1}$  کے قیمت سے بڑھا کر اس اثر کو کم سے کم کرنا ممکن ہے یعنی

$$(3.32) \quad R_E \gg \frac{R_B}{\beta + 1}$$

عموماً شکل 3.28 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

$$(3.33) \quad R_E = \frac{10R_B}{\beta_0 + 1}$$

3.33 شکل کے دس گناہ قیمت سے مزید بڑھانے سے دیگر معاملات متاثر ہوتے ہیں۔ مساوات  $R_E$  کے قیمت کو  $\frac{R_B}{\beta + 1}$  میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔ مساوات 3.33 کو تبدیلی  $\beta$  سے لاحق مسائل استوار نے ٹرانزسٹر ادوار تخلیق دینے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔ مساوات 3.33 کے تحت بنائے گئے دور کی مثال دیکھیں۔

مثال 3.24: 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  $R_E$  اور  $R_B$  کے قیمتیں مساوات 3.33 کے عین مطابق ہیں۔ جیسا مثال 3.23 میں دیکھا گیا کہ  $\beta = 50$  اور  $\beta_{\text{بر}} = 150$  ہیں۔

پر برقی رو اور برقی دباد 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 انداشت  $\beta = 50$  پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{بر}} + 1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{50+1} + 1000} = 0.918 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned}V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\&= 12 - 0.918 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\&= 2.82 \text{ V}\end{aligned}$$

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  $I_{EQ} = 150 \text{ mA}$  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 یعنی

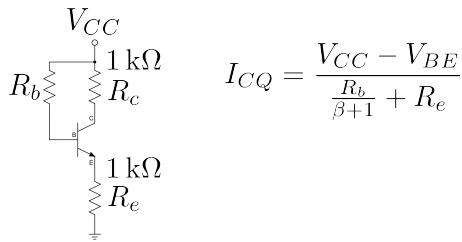
$$\frac{1.031 \times 10^{-3} - 1 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \times 100 = 3.1\%$$

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۔ منبع برقی دباؤ اور مزاجتوں کے استعمال سے ٹرانزسٹر مائل کرتے ہوئے تخلیق کار مساوات 3.33 کو بروئے کار لائکر اس بات کو یقینی بناتا ہے کہ ٹرانزسٹر تخلیق کردہ نقطہ کار کردگی سے زیادہ تجاوز نہیں کرے گا۔ بعض اوقات ٹرانزسٹر استعمال کرنے سے پہلے اس کا  $\beta$  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  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ،  $R_b = 150 \text{ k}\Omega$ ،  $V_{CEQ}$  اور  $I_{CQ}$  حاصل کریں۔

حل: داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے مطابق

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_B R_b + V_{BE} + I_E R_e \\ &= V_{BE} + I_E \left( \frac{R_b}{\beta + 1} + R_e \right) \end{aligned}$$



: 3.29

ہے جہاں دوسرا نامہ کا استعمال کیا گیا۔ یوں  $I_E = (\beta + 1) I_B$  لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} I_E &\approx I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_b}{\beta+1} + R_e} \\ &= \frac{12 - 0.7}{\frac{150000}{49+1} + 1000} \\ &= 2.825 \text{ mA} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_{CQ} R_c + V_{CEQ} + I_{EQ} R_e \\ &\approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_c + R_e) \end{aligned}$$

جس سے

$$V_{CEQ} = 6.35 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

3.7.2  $V_{BE}$  سے نقطہ کار کر دیگی کا سرک جانا

ڈائیوڈ کے باب میں صفحہ 99 پر شکل 2.4 میں درجہ حرارت کے تبدیلی سے سیدھے مائل ڈائیوڈ کی برقی دباؤ  $V_D$  کا تبدیل ہونا دکھایا گیا۔ اس باب کے حصہ 3.9 میں آپ دیکھیں گے کہ ٹرانزسٹر کا  $V_{BE}$  بھی بالکل اسی طرح درجہ

حرارت کے ساتھ تبدیل ہوتا ہے۔ مساوات 3.30 پر دوبارہ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ  $V_{BE}$  کے تبدیل ہونے سے  $I_C$  تبدیل ہو گا اور یوں نقطہ 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 برقی رو  $I_{C1}$  اور  $I_{C2}$  حاصل ہوں گے جہاں

$$(3.34) \quad I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$(3.35) \quad I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

برقی رو کی تبدیلی حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.36) \quad \Delta I_C = I_{C2} - I_{C1} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = - \left( \frac{\Delta V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right)$$

جہاں  $(V_{BE2} - V_{BE1})$  کو  $\Delta V_{BE}$  لکھا گیا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر کا یہ دور مساوات 3.33 پر پورا اترتا ہو تو بمندرجہ بالا مساوات میں  $R_E$  کی قیمت  $\frac{R_B}{\beta+1}$  کے قابل تغیر 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 پوچھ کیا جاسکتا ہے۔ کوئی بھی تابع تفاضل مثلاً  $I_C(\beta, V_{BE}, \dots)$  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  $\Delta V_{BE}$ ,  $\Delta \beta$ , ... کی تبدیلی پیدا ہو تو تابع تعامل کی قیمت میں کل باریک تبدیلی یوں حاصل کی جائے گی۔

$$(3.38) \quad \Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta} \Delta \beta + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \Delta V_{BE} + \dots$$

اس مساوات میں

$$(3.39) \quad S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$$

$$(3.40) \quad S_{V_{BE}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$$

⋮

لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.41) \quad \Delta I_C = S_\beta \Delta \beta + S_{V_{BE}} \Delta V_{BE} + \dots$$

جہاں  $S_\beta$ ،  $S_{V_{BE}}$  وغیرہ کو نقطہ کارکردگی کے سوارنے کے اسباب<sup>25</sup> کہا جائے گا۔ آئیں ان اسباب کا تخمینہ لگائیں۔

مساوات 3.37 سے

$$(3.42) \quad S_{V_{BE}} = - \left( \frac{1}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right) \approx - \frac{1}{R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 3.39 میں نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب کو تفرق کے ذریعہ سمجھایا گیا ہے۔ جہاں متغیرات میں کم تبدیلی پائی جائے وہاں تفرق لیتے ہوئے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ ٹرانزسٹر کے  $\beta$  میں تبدیلی کو کم تصور نہیں کیا جا سکتا لہذا  $S_\beta$  حاصل کرتے وقت دو مختلف  $\beta$  پر  $I_C$  حاصل کرتے ہوئے برقی رو 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۔ آئیں 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 رو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.43) \quad I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_1 + 1} + R_E} \approx \frac{\beta_1 (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_1 + 1) R_E}$$

$$(3.44) \quad I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_2 + 1} + R_E} \approx \frac{\beta_2 (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E}$$

مندرجہ بالا مساوات میں دوسری مساوات سے پہلی مساوات منفی 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) منفی کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \frac{I_{C2}}{I_{C1}} &= \left( \frac{\beta_2 (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right) \times \left( \frac{R_B + (\beta_1 + 1) R_E}{\beta_1 (V_{BB} - V_{BE})} \right) \\ &= \frac{\beta_2 [R_B + (\beta_1 + 1) R_E]}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ \frac{I_{C2}}{I_{C1}} - 1 &= \frac{\beta_2 [R_B + (\beta_1 + 1) R_E] - \beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} &= \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \frac{\beta_2 R_B + \beta_2 \beta_1 R_E + \beta_2 R_E - \beta_1 R_B - \beta_1 \beta_2 R_E - \beta_1 R_E}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} &= \frac{(\beta_2 - \beta_1) (R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ &= \frac{(R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \Delta \beta \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر  $\Delta \beta$  کو  $\Delta \beta = (\beta_2 - \beta_1)$  سے حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.45) \quad S_\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[ \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right]$$

اسی طرز پر آپ  $V_{BB}$  میں تبدیلی سے پیدا  $S_{V_{BB}}$  حاصل کر سکتے ہیں وغیرہ وغیرہ۔

مساوات 3.41 میں مساوات 3.42 اور مساوات 3.45 استعمال کرتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.46) \quad \Delta I_C = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[ \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right] \Delta \beta - \frac{1}{R_E} \Delta V_{BE} + \dots$$

تمام نقطہ کارکردگی سوارنے کے اس باب 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 اس باب کی قیمتیں قابو کرتے ہوئے اس تبدیلی کو قابل قبول حد کے اندر رکھا جاتا ہے۔

### 3.8 مزاحمت کا عکس

شکل 3.30 الف 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 الف میں ہے 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

$$(3.49) \quad R'_B = \frac{R_B}{\beta+1}$$

ہو تو

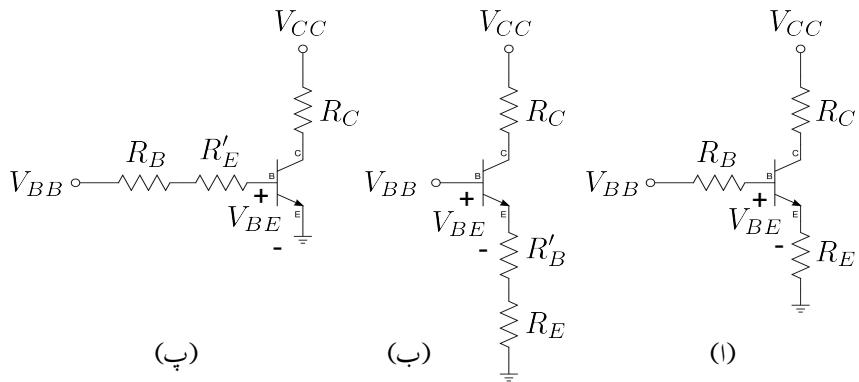
$$(3.50) \quad I_{Ca} = I_{Cb}$$

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: مزاہت کے عکس

کرتے ہیں۔ یہاں  $R_B$  اور  $R'_E$  سلسلہ وار جڑے ہیں اور ان کا کردار بالکل ایک ایسے مزاہت  $R''_B$  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

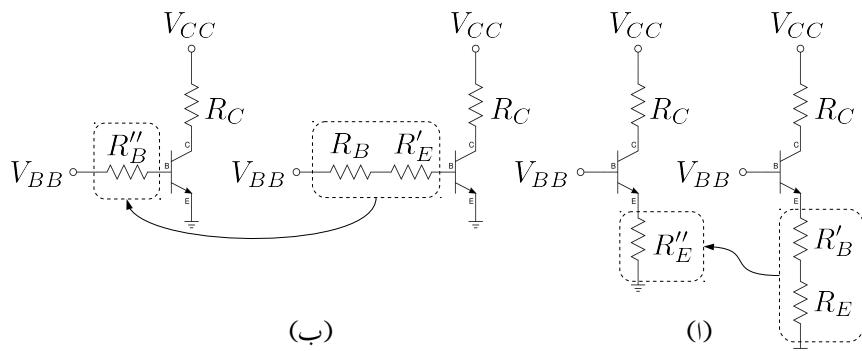
$$(3.52) \quad \frac{R'_E}{\beta+1} = R_E$$

ہو تو

$$(3.53) \quad I_{Cc} = I_{Ca}$$

ہوں گے، اگرچہ مساوات 3.52 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.54) \quad R'_E = (\beta + 1) R_E$$



شکل 3.31: مزاحمت کے عکس

**مثال 3.26:** شکل 3.30 اف میں

$$\beta = 99$$

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 6.2 \text{ V}$$

$$R_C = 5\text{ k}\Omega$$

$$R_F = 5\text{ k}\Omega$$

$$R_B = 50 \text{ k}\Omega$$

- ۶

1. شکل 3.30 الاف 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 الاف کی برقی رو کے برابر ہو گی۔
  3. شکل پ میں  $R'_E$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے اس شکل پ کی برقی رو شکل الاف کے برقی رو کے برابر ہو گی۔

حل:

.1

$$I_{Ca} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{6.2 - 0.7}{\frac{50000}{99+1} + 5000} = 1 \text{ mA}$$

.2

$$R'_B = \frac{R_B}{\beta+1} = \frac{50000}{99+1} = 500 \Omega$$

اس قیمت کی مزاجمت 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

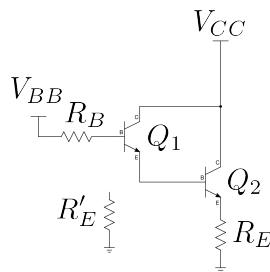
$$R''_B = R_B + R'_E = 50 \text{ k}\Omega + 500 \text{ k}\Omega = 550 \text{ k}\Omega$$

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۔ ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر دیکھتے ہوئے  $R_E$  کا کردار بالکل ایسا ہوتا ہے جیسے بیس سرے کے ساتھ مزاجمت  $R'_E$  جڑا ہو۔ اس تمام کو یوں بھی کہا جا سکتا ہے کہ ٹرانزٹر پر جڑے



شکل 3.32: ڈار لائشن میں مزاحمت کا عکس

مزاحمت  $R_E$ ، ٹرانزسٹر کے بیس سرے سے بالکل  $R'_E$  معلوم ہوتا ہے۔ اسی لئے  $R_E$  کو  $R'_E$  کا عکس کہا جاتا ہے۔

اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس سرے کے ساتھ جڑتے مزاحمت  $R_B$  کو اگر ٹرانزسٹر کے ایمپٹ سرے سے دیکھا جائے تو یہ بالکل ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ایمپٹ سرے کے ساتھ مزاحمت  $R'_B$  جڑا ہے۔ اسی لئے  $R_B$  کو  $R'_B$  کا عکس کہا جاتا ہے۔

مندرجہ بالا کا نجوڑی یہ ہے کہ ٹرانزسٹر ادوار میں برقی رو  $I_C$  حاصل کرتے وقت، ایمپٹ 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 ایمپٹ جانب منتقل کیا جا سکتا ہے۔ یاد رہے کہ یہ صرف اور صرف حساب کتاب آسان بنانے کا ایک گرہ ہے۔ اصل ٹرانزسٹر دور کی جگہ کبھی بھی عکس استعمال کرتے حاصل دور کام نہیں کرے گا۔

مثال 3.27: شکل 3.32 میں بیس جانب  $R_E$  کا عکس حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ 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 بیس جانب برقی رو  $I_{B1}$  دو مزاحمت سے گزرتی ہے۔ پہلا مزاحمت  $R_B$  اور دوسرا  $R'_E$  ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے بیس جانب مزاحمت  $R'_E$  نظر آتا ہے اور یہی  $R_E$  کا بیس جانب عکس ہے۔

---

### 3.9 ٹرانزسٹر کے خط

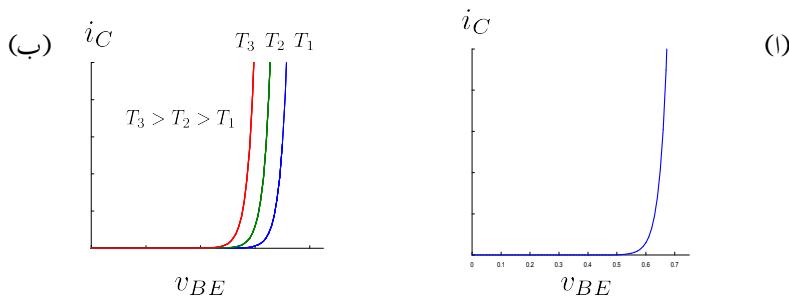
ٹرانزسٹر کے تین سرے ہونے کی بدولت اس کے تین برقی رو اور تین برقی دباؤ ممکن ہیں۔ ان میں کسی دو کو آپس میں گراف کیا جا سکتا ہے۔

$i_C - v_{BE}$  3.9.1 خط

شکل 3.33 میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کا  $i_C - v_{BE}$  بال مقابل  $v_{BE}$  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 مقاطع اور اس پر درج حرارت کے اثرات

جنہیں 1 کی صورت میں عموماً  $e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$   $\gg 1$

$$(3.57) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

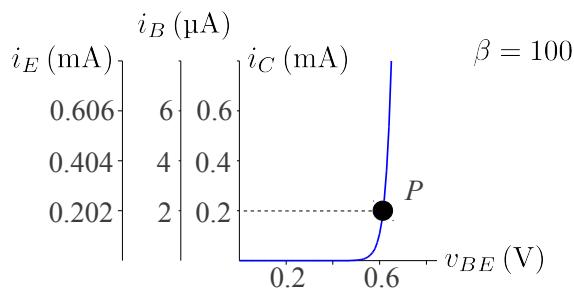
$$(3.58) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{EB}}{V_T}}$$

لکھا جاتا ہے۔ چونکہ  $i_C = \alpha i_E$  اور  $i_E - v_{BE}$  ہوتے ہیں لہذا  $i_B - v_{BE}$  اور  $i_C = \beta i_B$  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 افقی محدود ہے جو  $v_{BE}$  کو ظاہر کرتا ہے جبکہ عمودی محدود کی تعداد تین ہے جو  $i_E$ ،  $i_C$  اور  $i_B$  کو ظاہر کرتے ہیں۔  $v_{BE}$  کی پیمائش ولٹ V میں دی گئی ہے جبکہ  $i_C$  اور  $i_E$  کی  $i_B$  میں اور  $i_B$  کی  $\mu A$  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 اشد درستگی درکار نہ ہو وہاں، ٹرانزسٹر کے ادوار کے یک سنتی حل حاصل کرتے وقت سیدھے مائل ہیں۔ ٹرانزسٹر 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: بر قی رہ بال مقابل بر قی دباد

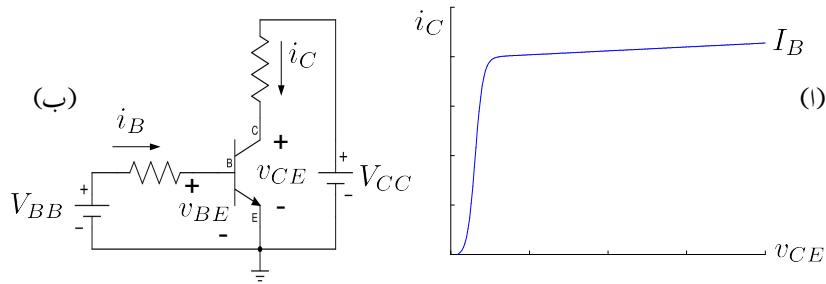
با کل ڈائیوڈ کی طرح  $i_C$  برقرار رکھتے ہوئے، ایک ڈگری سنٹی گریڈ درجہ حرارت بڑھانے سے  $v_{BE}$  کی قیمت 2 mV گھٹتی ہے یعنی

$$(3.61) \quad \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$$

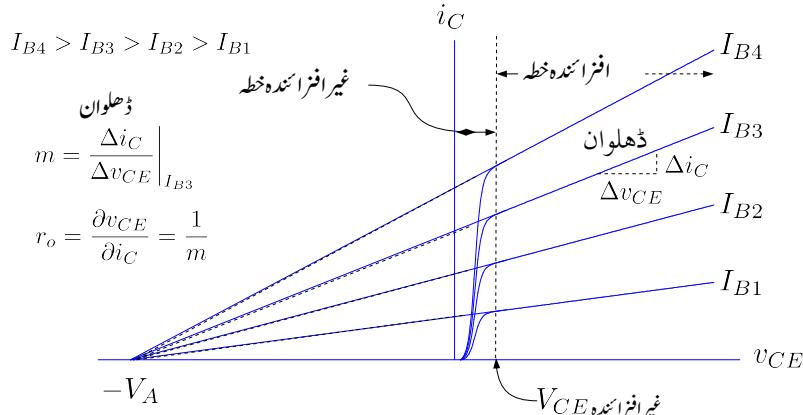
شکل 3.35 میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کا  $v_{EB}$  سے حرارت سے حرارت کے ساتھ گھٹتا ہے۔

$$i_C - v_{CE} \quad 3.9.2$$

شکل 3.35 میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کے  $i_C$  بال مقابل  $v_{CE}$  کا گراف دکھایا گیا ہے جسے حاصل کرتے وقت  $i_B$  کو کسی ایک مقررہ قیمت  $I_B$  پر رکھا گیا۔ شکل 3.35 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  $I_B$  پر رکھنے کی خاطر  $V_{BB}$  کو اس کے بعد تبدیل نہیں کیا جاتا۔ اس کے بعد گراف حاصل کرنے کی خاطر  $V_{CC}$  کو قدم با قدم صفر وولٹ 0V سے بڑھایا جاتا ہے اور ہر قدم پر ٹرانزسٹر کی بر قی رو  $i_C$  اور بر قی دباد  $v_{CE}$  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  $i_B$  کو مختلف قیتوں 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  $v_{CE}$  کی قیمت



شکل 3.35: npn تراز ستر



شکل 3.36: npn تراز ستر کے خطوط اور ارلی برقی دیاگرام

بذریعہ کم کرتے ہوئے ایک مقام آتا ہے جہاں  $i_C$  کی قیمت نہایت تیزی سے گئنے شروع ہوتی ہے۔ اس مقام سے کم  $v_{CE}$  کے نقطے کو غیر افزائندہ خطہ<sup>26</sup> جبکہ اس سے زیادہ  $v_{CE}$  کے نقطے کو افزائندہ خطہ<sup>27</sup> کہتے ہیں۔ اس حصہ میں ہم افزائندہ خطے پر غور کریں گے۔

افزائندہ نقطے 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 منفرد  $v_{CE}$  کے جانب فرضی طور نقش کیا جائے تو یہ ایک ہی نقطہ پر جامٹے ہیں جہاں  $v_{CE} = V_A$  ہوتا ہے۔ اس فرضی نقش کو نقطہ دار لکیروں سے دکھایا گیا ہے۔ کسی بھی ٹرانزسٹر کے  $V_A$  کی قیمت کو بطور ثابت عدد کے بیان کیا جاتا ہے جسے ارلی بوق دباؤ<sup>28</sup> کہتے ہیں۔<sup>29</sup> دوجوڑ والے ٹرانزسٹروں کا ارلی برقی دباؤ پچاس وولٹ تا سو وولٹ ہوتا ہے۔ یہ معلومات ٹرانزسٹر بنانے والے صنعت کار مہیا کرتے ہیں۔

شکل 3.36 میں کسی ایک نقطہ پر خط کی ڈھلوان  $m$  دکھائی ہے یعنی

$$m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \Big|_{I_B}$$

ٹرانزسٹر کے خارجی جانب خارجی مزاحمت  $r_o$  کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned} r_o &= \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \Big|_{I_B} \\ &= \frac{1}{m} \\ &= \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \Big|_{I_B}^{-1} \end{aligned}$$

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

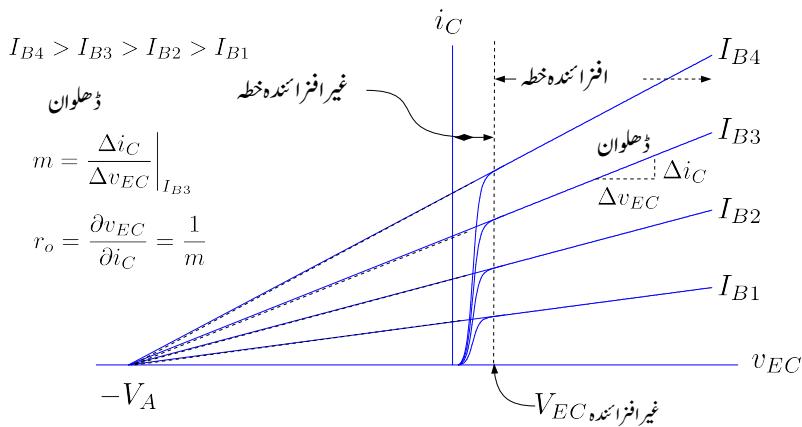
$$(3.62) \quad r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$$

saturation region<sup>26</sup>

active region<sup>27</sup>

Early voltage<sup>28</sup>

<sup>29</sup>



شکل 3.37:  $i_C - v_{EC}$  کے خطوط pnp ٹرانزسٹر

حقیقت میں افرا سندھ خط کے نچلے حصے پر (یعنی غیر افرا سندھ خط کے بالکل قریب) کی قیمت استعمال کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(3.63) \quad r_o \approx \frac{V_A}{I_C}$$

اگرچہ افرا سندھ خط میں  $v_{CE}$  کے تبدیلی سے  $I_C$  کی قیمت تبدیل ہوتی ہے مگر اس تبدیلی کو یک سمتی مطالعہ کے دوران نظر انداز کیا جاتا ہے۔ البتہ بدلتے رو مطالعہ میں  $r_o$  اہمیت رکھتا ہے۔

شکل 3.37 میں pnp ٹرانزسٹر کے  $i_C - v_{EC}$  خطوط دکھائے گئے ہیں۔  $V_{EC} = 0.2 \text{ V}$  ہے غیر افرا سندھ خط کے ہیں۔ اس سے کم  $v_{EC}$  پر ٹرانزسٹر غیر افرا سندھ جبکہ اس سے زیادہ پر افرا سندھ ہوتا ہے۔

مثال 3.28: ایک ایسے npn ٹرانزسٹر جس کی اولیٰ برقی دباؤ کی قیمت پچاس ولٹ  $V_A = 50 \text{ V}$  ہے کی خارجی مزاحمت  $10 \text{ mA}$  اور  $1 \text{ mA}$ ،  $100 \mu\text{A}$  کی برقی روپ 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 سمی ادوار کا ترسمی تجزیہ

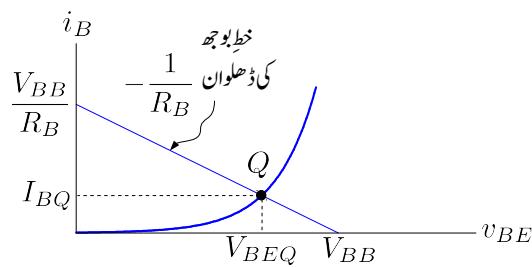
اگرچہ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً الجرائی طریقہ سے حل کیا جاتا ہے مگر گراف کے استعمال سے بہت گہری سمجھ پیدا ہوتی ہے۔ اس طریقہ کو سمجھنے کے بعد ٹرانزسٹر ادوار تحقیق دینے میں آسانی پیدا ہوتی ہے۔ آئیں شکل 3.39 میں دئے دور کو گراف کی مدد سے حل کرتے ہیں۔

#### 3.10.1 یک سمی رونظیر بوجھ

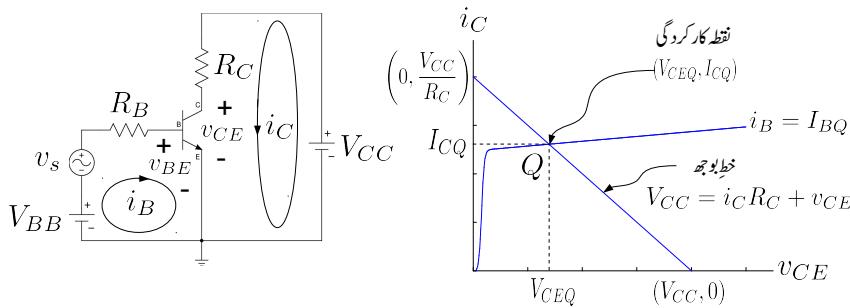
شکل 3.39 میں، بدلتے اشارہ  $v_s$  کو نظر انداز کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر دور کے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.64) \quad V_{BB} = i_B R_B + v_{BE}$$

چونکہ ٹرانزسٹر کا میں۔ ایک جوڑ بالکل ایک ڈائیوڈ کی مانند ہوتا ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو داخلی جانب کا یک سمی بوجھ کا خط کہا جاسکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے  $i_B - v_{BE}$  خط پر اس کو مساوات کو کھینچنے سے نقطہ ماکل حاصل ہوتا ہے جس سے  $V_{BEQ}$  اور  $I_{BQ}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یہ عمل شکل 3.38 میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح، بدلتے اشارات



شکل 3.38: داخلی جانب کے نقطہ مائل کا حصول



شکل 3.39: یک سمتی خط بوجھ۔

کو 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۔ بوچھ 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 ماہینے برقی دباؤ کی قیمت  $V_{CEQ}$  ہو گی۔

### 3.10.2 باریک اشارات

آنئیں اپ 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 خط بوچھ کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.66) \quad V_{BB} + v_s = i_B R_B + v_{BE}$$

خط بوچھ کی یہ مساوات  $i_B - v_{BE}$  کے گراف پر کھینچنے گئی شکل 3.40 میں دکھائی گئی ہے جہاں

$$(3.67) \quad v_s = V_p \sin \omega t$$

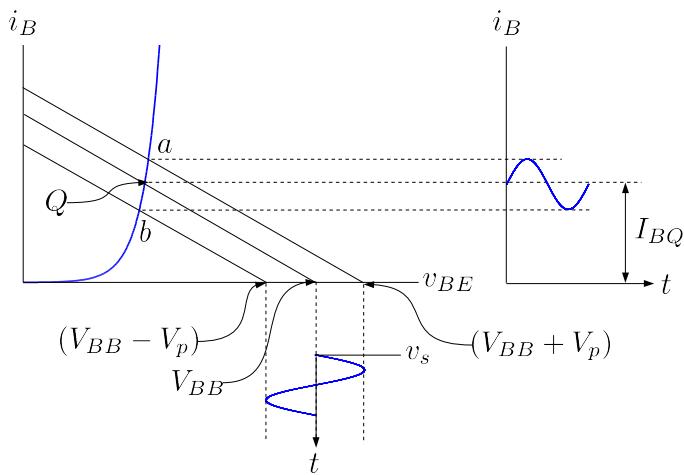
تصور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خط بوچھ اپنی جگہ سے ہلاتا ہے جس کی وجہ سے نقطہ کارکردگی  $i_B - v_{BE}$  کے قریب قریب رہتے ہوئے  $a$  اور  $b$  کے درمیان چال قدیمی کرتا ہے جس سے  $i_B$  کی قیمت بھی  $I_{BQ}$  سے انحراف کرتی ہے۔  $i_B$  کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.68) \quad i_B = I_{BQ} + I_p \sin \omega t$$

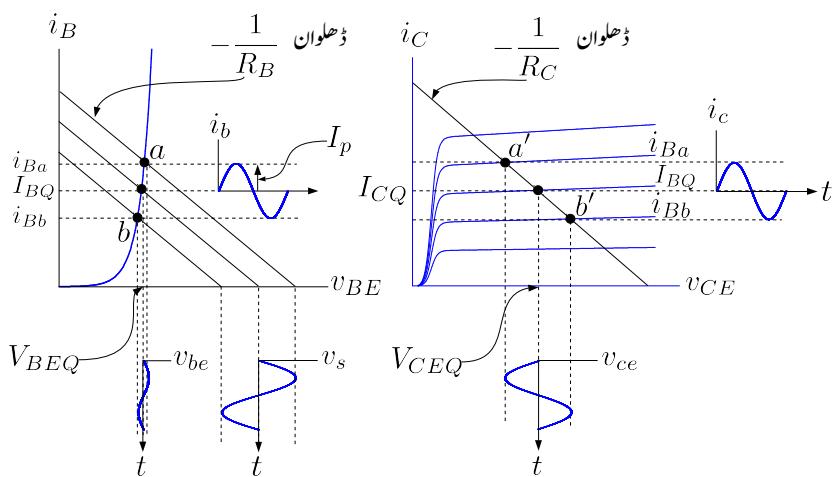
جہاں نقطہ کارکردگی کے قریب  $i_B - v_{BE}$  خط کو سیدھا تصور کیا گیا ہے۔ شکل 3.41 میں باریک اشارہ  $v_s$  اور اس کے پیدا کرده  $i_c, i_b, v_{be}, v_{ce}$  اور  $v_{ce}$  اشارات دکھائے گئے ہیں۔  $i_b, v_s, i_c$  اور  $v_{be}$  ہم زاویہ ہیں جبکہ  $v_{ce}$  ان سب سے 180 کے زاویہ پر ہے۔ یاد رہے کہ تمام اشارات کا دوری عرصہ کیساں ہے چونکہ ایمپلیٹیٹر اشارے کے تعدد کو تبدیل نہیں کرتا۔

### 3.10.3 برقی دباؤ $V_{CC}$ اور مزاحمت $R_C$ کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

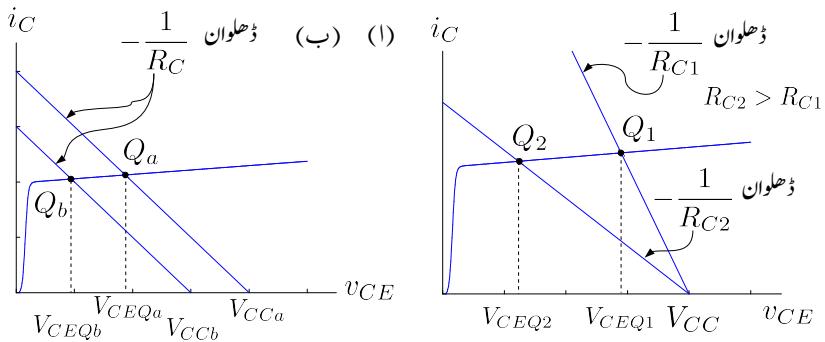
شکل 3.39 میں ایک مرتبہ  $R_{C1}$  کی قیمت  $R_{C1}$  رکھی گئی اور دوسرا مرتبہ اسے  $R_{C2}$  رکھا گیا جبکہ بقاہی دور میں کوئی تبدیلی نہیں کی گئی۔  $R_{C2}$  کی قیمت  $R_{C1}$  سے زیادہ ہے۔ ان دونوں صورتوں کو شکل 3.42 الف میں دکھایا گیا ہے۔  $R_{C1}$  کی صورت میں خط بوچھ ٹرانزسٹر کے  $i_C - v_{CE}$  خط کو  $Q_1$  پر لکھتا ہے اور یوں



شکل 3.40: یک اشارات بزریه گراف



شکل 3.41: یک اشارات



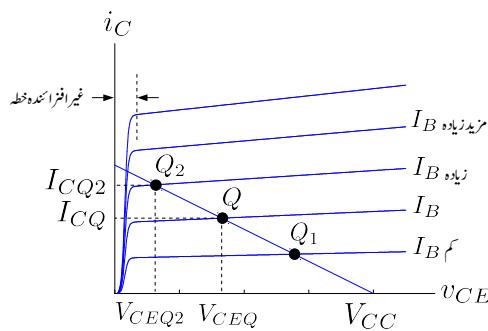
شکل 3.42: نقطہ کارکردگی پر منج بر قی دباؤ اور مزاحمت کے اثرات

ٹرانزسٹر کے اس نقطہ کارکردگی پر بر قی دباؤ  $v_{CE}$  کی قیمت  $V_{CEQ1}$  کی صورت میں خطِ بوجھ کی ڈھلوان کم ہو گئی ہے اور یہ  $i_C - v_{CE}$  خط کو  $Q_2$  پر لکھ رہا ہے جہاں  $v_{CE}$  کی قیمت  $V_{CEQ2}$  ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خطِ بوجھ کے مساوات (یعنی مساوات 3.65) میں صرف مزاحمت تبدیل کرنے سے خطِ بوجھ کی ڈھلوان تبدیل ہوتی ہے جس سے ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تبدیل ہوتا ہے۔ ان دونوں صورتوں میں خطِ بوجھ بر قی دباؤ کے محور کو  $V_{CC}$  پر ہی لکھ رہتے ہیں۔

شکل 3.42 ب میں صرف بر قی دباؤ  $V_{CC}$  کے تبدیل ہونے کے اثرات کو دکھایا گیا ہے جہاں  $V_{CCa}$  کی قیمت  $V_{CCb}$  سے زیادہ رکھی گئی ہے۔  $V_{CC}$  کو  $V_{CCa}$  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 داخلی بر قی رو کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

شکل 3.43 میں خطِ بوجھ مختلف داخلی بر قی رو  $I_B$  پر  $i_C - v_{CE}$  خطوط پر نقش کیا گیا ہے۔ اگر داخلی بر قی رو کو  $I_B$  سے بڑھا کر  $I_{BQ2}$  کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی  $Q$  سے  $Q_2$  منتقل ہو جائے گا۔ یوں بر قی رو  $I_{CQ}$  سے بڑھ کر  $I_{CQ2}$  ہو جائے گی جبکہ بر قی دباؤ  $V_{CEQ}$  سے کم ہو کر  $V_{CEQ2}$  ہو جائے گا۔ اگر  $I_B$  کو مزید بڑھا کر مزید  $I_{BQ}$  کیا جائے تو نقطہ کارکردگی غیر افزائندہ خطے میں داخل ہو جاتا ہے جہاں  $v_{CE}$  کی قیمت



شکل 3.43: نقطہ کار کردگی بالمقابل داخلی برقی رو

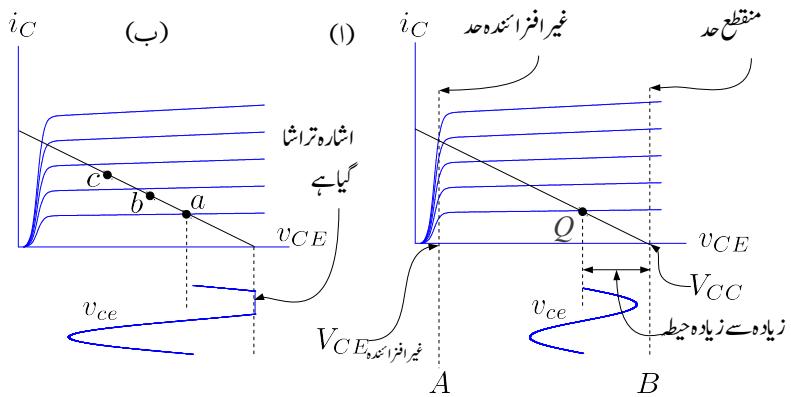
$V_{CE}$  یعنی  $0.2\text{V}$  سے بھی کم ہو جاتی ہے۔  $I_B$  کو مزید بڑھانے سے نہ تو  $i_C$  اور نہ ہی  $v_{CE}$  کی قیمت میں خاطر خواہ تبدیلی رو نما ہوتی ہے۔ یہی وجہ ہے کہ اس نقطے کو غیر افزائندہ خط کہتے ہیں۔

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 برقی رو  $I_{CQ}$  کی قیمت تقریباً  $\frac{V_{CC}}{R_C}$  ہی رہتی ہے۔ غیر افزائندہ خطے میں داخل ہونے کے بعد  $I_B$  بڑھانے سے ٹرانزسٹر غیر افزائندہ خطے کے مزید گہرائی میں چلا جاتا ہے۔ اس خطے میں ٹرانزسٹر مکمل طور چالو ہوتا ہے اور یہ چالو برقی سوچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ یہ صورت حال شکل 3.43 میں دکھایا گیا ہے۔

اس کے برعکس اگر  $I_B$  کی قیمت بترنچ کم کی جائے تو نقطہ کار کردگی 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 کار کردگی افقی محور سے کلکرا جائے گا جہاں  $V_{CEQ} = V_{CC}$  اور  $I_{CQ} = 0\text{A}$  ہو گا۔ اس نقطے پر ٹرانزسٹر مکمل منقطع صورت اختیار کئے ہوتا ہے اور یہ ایک منقطع برقی سوچ کا کردار ادا کرتا ہے۔

### 3.10.5 خارجی اشارہ کے حدود

مندرجہ بالا حصے میں ہم نے دیکھا کہ  $I_B$  کو بڑھا کر ٹرانزسٹر کو غیر افزائندہ کیا جا سکتا ہے جبکہ اسے گھٹا کر ٹرانزسٹر کو منقطع کیا جا سکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کو بطور ایکلیفائر استعمال کرتے ہوئے اس بات کو یقینی رکھنا ضروری ہے کہ



شکل 3.44: خارجی اشارہ کے حدود

ٹرانزسٹر افراکندہ خطے میں ہی رہے۔ نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے پچھے 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 ایمپلیفیائر کا خارجی اشارہ  $v_{ce}$  دکھایا گیا ہے۔ اگر ایمپلیفیائر کا داخلی اشارہ  $v_s$  مزید بڑھ جائے تو ظاہر ہے کہ  $v_{ce}$  بھی بڑھنے کی کوشش کرے گا لیکن جیسے شکل ب سے واضح ہے کہ ایسا نہیں ہو گا۔ اگرچہ  $v_{ce}$  کا آدھا لہر صحیح بڑھ گیا ہے لیکن اس کا دوسرا حصہ تراشناگی ہے۔ اگر نقطہ کارکردگی کو  $a$  سے قدر بائیں نقطہ  $b$  پر منتقل کر دیا جائے تو موجودہ  $v_{ce}$  بغیر تراشے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ آپ یہ بھی دیکھ سکتے ہیں کہ اگر نقطہ کارکردگی کو مزید بائیں، نقطہ  $c$  پر منتقل کر دیا جائے تو  $v_{ce}$  کا دوسرا جانب تراشنا شروع ہو جائے گا۔ جیسے شکل 3.44 الف میں دکھایا گیا ہے کہ افراکندہ ٹرانزسٹر کے  $v_{CE}$  کی کم سے کم ممکنہ قیمت غیر افراکندہ حدود  $V_{CE,sat}$  ہے جبکہ اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت  $V_{CC}$  ہے۔ ان حدود کو A اور B نوٹے دار لکیروں سے دکھایا گیا ہے۔  $v_{CE}$  ان حدود سے تجاوز نہیں کر سکتا لہذا نقطہ کارکردگی Q کے ایک جانب خارجی اشارے کی چوٹی A تک اور دوسری جانب B تک بغیر تراشے بڑھائی جاسکتی ہے۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے یوں ہم سائیں۔ نما خارجی اشارہ  $v_{ce}$  کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کی حد کا تعین اس شکل سے کر سکتے ہیں۔

## 3.10.6 بدلتی رو، خطِ بوجہ

ٹرانزسٹر ادوار 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 ایمپلیفیٹر کی افراش کم ہو جاتی ہے۔ نقطہ کارکردگی یک سمتی رو سے تعین کیا جاتا ہے جبکہ افراش کا تعلق بدلتے اشارات کے ساتھ ہے۔ یوں اگر کسی طرح یک سمتی رو کے نقطہ نظر سے  $R_E$  دور میں پایا جائے جبکہ بدلتے اشارے کے نقطہ نظر سے  $R_E$  کی قیمت صفر کر دی جائے تو دونوں واجبات پورے ہوں گے۔ شکل 3.45 الف میں  $R_E$  کے متوازی لامدد قیمت کا کپیسٹر نسب کیا گیا ہے۔ یک سمتی رو کپیسٹر سے نہیں گزرتی، لہذا نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت کپیسٹر کو نظر انداز کیا جائے گا۔ لامدد کپیسٹر کی برقی رکاوٹ صفو اہم ہے جو  $R_E$  کے متوازی گڑا ہے۔ یوں بدلتا اشارہ  $R_E$  سے ہر گز نہیں گزرے گا بلکہ یہ کپیسٹر کے راستے گز رے گا۔ بدلتی رو کو مزاحمت کے مقابل راستہ فراہم کرنے والا کپیسٹر قصری کپیسٹر<sup>30</sup> پکارا جاتا ہے۔ مدد کپیسٹر کے کارکردگی پر باب 6 میں غور کیا جائے گا۔ اس حصے میں لامدد کپیسٹر نسب کرنے کے اثرات پر غور کیا جائے گا۔ اس کتاب کے حصہ 2.12.1 میں ڈائیوڈ ادوار کے بدلتی رو، خطِ بوجہ پر غور کیا گیا۔ آئین ٹرانزسٹر کے بدلتی رو، خطِ بوجہ پر غور کریں۔

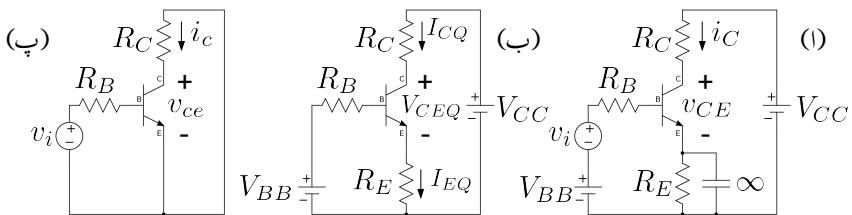
شکل 3.45 الف کے خارجی جانب

$$(3.69) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E \\ \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{بوجہ خطرو، سمتی یک}$$

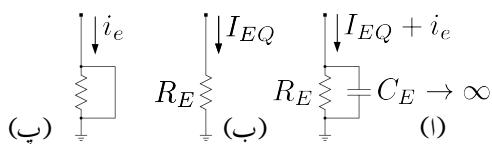
ہے جہاں  $i_C \approx i_E$  لیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کی طرح یہاں مندرجہ بالا مساوات کو یک سمتی رو، خطِ بوجہ پکارا جاتا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف یک سمتی خطِ بوجہ<sup>31</sup> کہتے ہیں۔ شکل 3.46 الف میں  $i_E$  کو یک سمتی  $I_{EQ}$  اور بدلتے  $i_e$  حصوں میں لکھا گیا ہے۔ یک سمتی اشارے کے لئے کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا، جیسے شکل 3.46 ب میں دکھایا گیا ہے،  $I_{EQ}$  صرف مزاحمت  $R_E$  سے گز رے گا۔ یوں ٹرانزسٹر کے ایمپلیسٹر پر  $V_{EQ} = I_{EQ} R_E$  ہو گا۔ کپیسٹر پر بھی یہی یک سمتی برقی دباؤ پایا جائے گا۔

جیسے شکل 3.46 پ میں دکھایا گیا ہے، بدلتے اشارے کے لئے لامدد کپیسٹر کی برقی رکاوٹ  $\frac{1}{j\omega C_E} = 0$  ہو گی اور یوں  $i_e$  کپیسٹر کے راستے گز رے گا۔ اس طرح ٹرانزسٹر کے ایمپلیسٹر پر برقی دباؤ پیدا کرنے میں  $i_e$  کوئی کردار ادا نہیں کرے گا۔ صرف  $I_E$  کے بدولت ایمپلیسٹر پر برقی دباؤ  $V_{EQ} = I_{EQ} R_E$  پیدا ہو گا۔ ان حقائق کو استعمال کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات میں متغیرات کو یک سمتی اور بدلتے حصوں میں لکھتے ہیں

bypass capacitor<sup>30</sup>  
DC load line<sup>31</sup>



شکل 3.45: کپیسٹر اور بدلی رو، خطِ بوجہ۔



شکل 3.46: یک سمتی اور بدلی رو کی علیحدگی

$$(3.70) \quad V_{CC} = (I_{CQ} + i_c) R_C + (V_{CEQ} + v_{ce}) + I_{EQ} R_E$$

بدلتے اشارات کے عدم موجودگی میں مساوات 3.70 کو یوں لکھا جا سکتا ہے

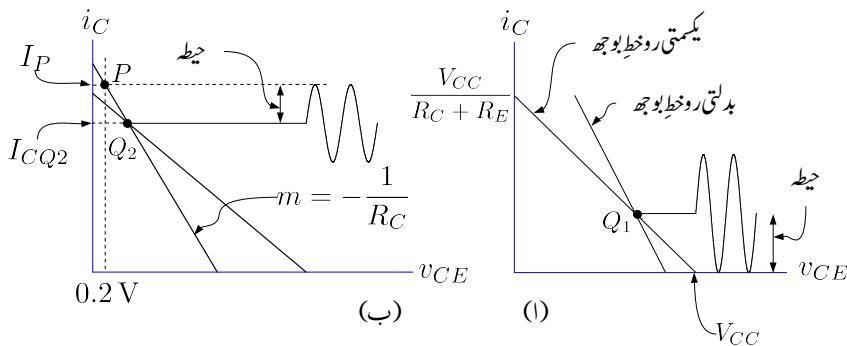
$$(3.71) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

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 سمتی رو، خطِ 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 اف کا مساوی یک سمتی دور ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یک سمتی دور حاصل کرنے کی خاطر کپیسٹر کو کھلے سرے اور بدلتے اشارہ  $v_i$  کو صفر کرتے ہوئے بقایا دور لیا جاتا ہے۔

بدلتے اشارے کے موجودگی میں مساوات 3.70 کے یک سمتی اجزاء کو مساوات کے ایک جانب جگہ 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: بدلتی رو، خط بوجھ پہنچ دی

مساویات 3.71 کو  $V_{CC} - I_{CQ}R_C - V_{CEQ} - I_{CQ}R_E = 0$  لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مندرجہ بالا مساویات میں مساوی نشان کے دائیں جانب صفر کھا جا سکتا ہے لہذا اس سے

$$(3.73) \quad i_c R_C + v_{ce} = 0 \quad \text{بوجھ خڑرو، بدلتی}$$

حاصل ہوتا ہے جو بدلتی رو، خط بوجھ ہے جسے عموماً بدلتی رو خط بوجھ<sup>32</sup> لکھا جاتا ہے۔ شکل 3.45 پ سے بھی یہی مساویات حاصل ہوتا ہے۔ بدلتی رو، مساوی شکل حاصل کرتے وقت تمام یک سمتی برقی دباؤ کی منبع اور تمام کپیسٹروں کو قصر دور کرتے ہوئے دور کا بقايا حصہ لیا جاتا ہے۔

مساویات 3.71 سے بک سمتی خط بوجھ کی مزاحمت  $R = R_C + R_E$  یکتی رج ہے۔ مساویات 3.73 سے بدلتی رو خط بوجھ کی مزاحمت  $R = R_E$  ہے۔ یہ ایک دلچسپ صورت ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں دور کا نقطہ کار کر دگی یک سمتی رو خط بوجھ پر پایا جائے گا جبکہ بدلتے اشارے کے موجودگی میں دور بدلتی رو خط بوجھ پر پہنچ دی کرے گا۔

شکل 3.47 الف میں یک سمتی رو خط بوجھ پر  $Q_1$  نقطہ کار کر دگی ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں ٹرانزسٹر اسی نقطے پر رہے گا۔ بدلتی رو، خط بوجھ اسی نقطے پر کھینچا جاتا ہے۔ یک سمتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان  $m = -\frac{1}{R}$  ہے۔ اسی طرح بدلتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان  $m = -\frac{1}{R}$  ہے۔

بدلتے اشارے کے موجودگی میں ٹرانزسٹر بدلتی رو، خطِ بوجہ پر چہل قدمی کرے گا۔ سائنس 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 منقی حصہ تراشنا جائے 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 سمتی رو خطِ بوجہ پر  $Q_2$  نقطہ کارکردگی ہے۔ سائنس نما بدلتے اشارے کے موجودگی میں  $i_C$  دکھایا گیا ہے۔ غیر افزائندہ  $V_{CE}$  یعنی  $0.2\text{ V}$  پر نقطے دار عمودی لکیر لگائی گئی ہے جسے بدلتی رو، خطِ بوجہ  $P$  پر مکررا ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر غیر افزائندہ  $V_{CE}$  سے کم برتنی دباؤ پر قوت افزائش کو 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۔

آئیں بدلتی رو خطِ بوجہ کے خط کی مساوات حاصل کریں۔  $x - y$  محدود پر  $m$  ڈھلوان اور نقطے  $(x' - y')$  سے گزرتے خط کی مساوات  $(x - x') - y - y' = m(x - x')$  میں موجودہ مسئلہ میں  $i_C - v_{CE}$  محدود پر نقطے  $(V_{CEQ}, I_{CQ})$  پر بدلتی رو خطِ بوجہ کی مساوات درکار ہے۔ بدلتی رو خطِ بوجہ کے خط کی ڈھلوان  $\frac{1}{R_c} -$  ہے لہذا اس کی مساوات

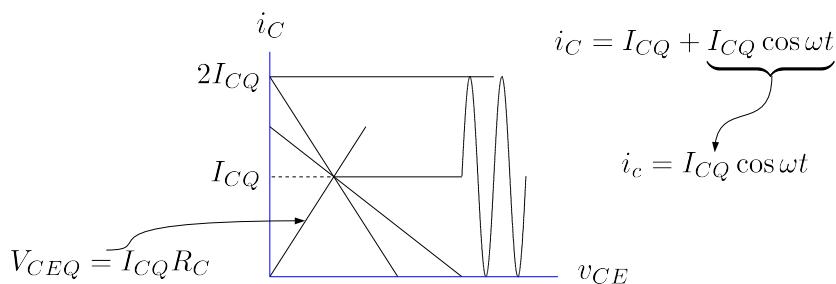
$$(3.74) \quad i_C - I_{CQ} = -\frac{1}{R_c} (v_{CE} - V_{CEQ})$$

شکل 3.47 میں نقطہ کارکردگی کو  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان یوں رکھا جا سکتا ہے کہ  $i_C$  کا جیٹہ دونوں جانب برابر تراشنا جائے۔ 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 سمتی رو، خطِ بوجہ اور بدلتی رو، خطِ بوجہ دکھائے گئے ہیں۔ غیر افزائندہ  $V_{CE}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اگر بدلتی رو، خطِ بوجہ عمودی محدود کو  $2I_{CQ}$  پر چھوئے تب  $i_C$  کے دونوں جانب نا تراشنا جیٹے  $I_{CQ}$  ہو گا۔ مساوات 3.74 میں یوں  $v_{CE} = 0$  پر  $i_C = 2I_{CQ}$  ہے۔

$$2I_{CQ} - I_{CQ} = -\frac{1}{R_c} (0 - V_{CEQ})$$

یعنی

$$(3.75) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_c$$



شکل 3.48: زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیط حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کو بھی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ جہاں یہ مساوات اور یک سمتی روختہ بوجھ آپس میں ملتے ہیں وہ درکار نقطہ کار کردگی ہے۔ مساوات 3.71 میں  $I_{CQ} \approx I_{EQ}$  لکھتے ہوئے اس میں مساوات 3.75 پر کرتے ہوئے دونوں جانب زیادہ سے زیادہ جیط حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی پر برقی رو

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_C + R_E}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات میں  $R = R_C + R_E$  اور  $R = R_C + R_E$  پر بھی لکھتے ہوئے ایسا مساوات حاصل ہوتا ہے جو یاد رکھنے کے لئے زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے یعنی

$$(3.76) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{\frac{R}{\text{بھی}} + R_E}$$

اس مساوات کو مساوات 3.75 کے ساتھ ملاتے ہوئے

$$(3.77) \quad V_{CEQ} = \frac{\frac{R}{\text{بھی}} V_{CC}}{\frac{R}{\text{بھی}} + R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 3.76 اور مساوات 3.77 زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیط کا خارجی بدلتا اشارہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی دیتے ہیں۔

مثال 3.29: شکل 3.45 الف میں میں کسی سسٹم

کی قیمت کو لا محدود تصور کرتے ہوئے بدلتے اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.76 اور مساوات 3.77 میں  $R = 1000 + 200 = 1200$  اور  $\beta = 1000$  پرستی استعمال کرتے ہوئے

$$I_{CQ} = \frac{12}{1200 + 1000} = 5.45 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = \frac{12 \times 1000}{1200 + 1000} = 5.45 \text{ V}$$

نقطہ کارکردگی حاصل ہوتا ہے۔ یوں خارجی برقی روکا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھ 5.45 mA ہے۔

---



---

مثال 3.30: مندرجہ بالا مثال میں  $\beta = 37$  لیتے ہوئے  $R_B$  اور  $V_{BB}$  حاصل کریں۔

حل:  $R_E = \frac{10R_B}{\beta+1}$  کے استعمال سے  $R_B = 760 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left( \frac{R_B}{\beta+1} + R_E \right)$$

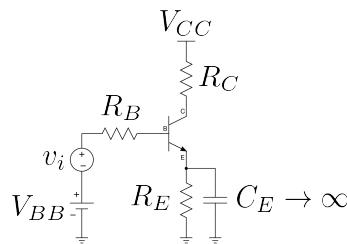
$$= 0.7 + 5.45 \times 10^{-3} \left( \frac{760}{37+1} + 200 \right) = 1.899 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

---



---



شکل 3.49: بدلتی رو، خط بوجھ کی مثال

مثال 3.31: شکل 3.49 میں  $V_{CC} = 17\text{V}$ ،  $R_C = 1.2\text{k}\Omega$ ،  $v_i$  جبکہ کپیسٹر کی قیمت لامحدود ہے۔ ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کی قیمت 50 تا 150 جبکہ  $V_{BE}$  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۔ یک سمتی رو، خط بوجھ افٹی محور کو  $V_{CC}$  پر جبکہ عمودی محور کو  $\frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$  پر چھوتا ہے۔ بدلتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان  $\frac{1}{R_C}$  ہے۔ جب تک بدلتی رو، خط بوجھ  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان یک سمتی رو، خط بوجھ کو تکرارئے اس وقت تک  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  ممکن ہے۔  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان کسی اور مقام پر بدلتی رو، خط 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 بدلتی رو، خط بوجھ کی صورت میں  $i_C$  کا حیطہ  $I_{CQ1}$  کے برابر ہو گا۔ اگر  $i_C$  کی قیمت  $4\text{mA}$  ہوتب  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  ممکن ہو گا۔ یوں

$$(3.78) \quad I_{CQ1} = 4\text{mA}$$

$Q_2$  پر پائے جانے والا بدلتی رو، خط بوجھ، غیر افزائندہ  $V_{CE}$  پر عمودی کھینچے خط کو نقطے P پر ٹکراتا 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  $i_C$  ہوتب  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  ممکن ہو گا۔

کسی بھی سیدھے خط کی مساوات (3.49) کے جا سکتے ہیں۔ بدلتی رو، 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)

$$V_{CEQ2} = 5 \text{ V}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یک سمتی رو، خط بوجھ کی مساوات شکل 3.49 کے خارجی جانب کر خوف کے قانون سے یوں لکھی جا سکتی ہے

(3.80)

$$V_{CC} = V_{CEQ2} + I_{CQ2} (R_C + R_E)$$

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 اتنا لازم ہے۔

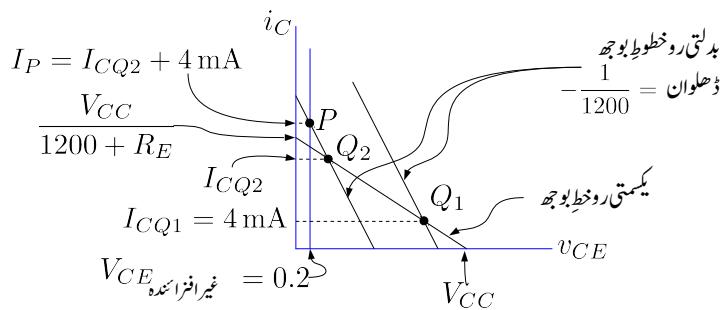
(3.82)

$$I_{CQ1} < I_{CQ} < I_{CQ2}$$

$$4 \text{ mA} < I_{CQ} < \frac{12}{1200 + R_E}$$

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



: 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

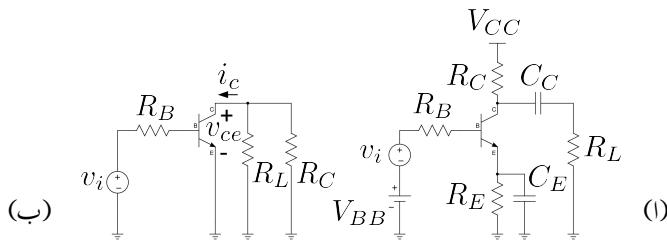
$$I_{CQ} = \frac{5.2 - 0.6}{\frac{5100}{150+1} + 1000} = 4.45 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$  پر مساوات 3.82 سے  $I_{CQ2} = 5.45 \text{ mA}$  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 الف میں  $C_C$  کے ذریعہ ایمپلیفیئر کو برقی بوجھ  $R_L$  کے ساتھ واپسہ کیا گیا ہے۔ ایسا کپیسٹر جو دو حصوں کی واپسی پیدا کرتے ہوئے ایک حصے سے دوسرے حصے میں اشارے کی منتقلی کرے جفی کپیسٹر<sup>33</sup> لپکا جاتا ہے۔ شکل میں  $i_C$  کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ اور اس کے لئے درکار نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔ کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: یک سمتی رو کے لئے کپیسٹروں کو کھلے سرے کرتے ہوئے یک سمتی رو، خط بوجھ کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.85) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E$$

$$(3.86) \quad \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{بوجھ خطی رو، سمتی یک}$$

بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.87) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E) \quad \text{بوجھ خطی رو، سمتی یک}$$

شکل ب میں بدلتی رو، خطِ بوجھ حاصل کرنے کی خاطر  $V_{CC}$  اور  $V_{BB}$  اور کپیسٹروں کو قصر دور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بدلتے اشارے کے نقطہ نظر سے  $R_L$  اور  $R_C$  متوازی جڑے ہیں۔ اس دور سے بدلتی رو، خطِ بوجھ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.88) \quad v_{ce} + i_c \left( \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \right)$$

چونکہ  $i_c = I_{CQ} + i_c$  ہوتے ہیں لہذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.89) \quad i_c - I_{CQ} = - \left( \frac{R_C + R_L}{R_C R_L} \right) (v_{CE} - V_{CEQ}) \quad \text{بوجھ خط رو، بدلتی}$$

جو کہ درکار بدلتی رو، خطِ بوجھ ہے۔ یہ مساوات 3.74 کے طرز کی مساوات ہے لہذا مساوات 3.75 کی طرز پر یہاں بھی مساوات 3.87 اور

$$(3.90) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{بجھ}} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

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

$$(3.91) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{بجھ}} + R_{\text{کم سق}}}$$

$$(3.92) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{بجھ}} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_E}{R_{\text{بجھ}}}}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ زیادہ سے زیادہ مکمل حیطہ 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 حیطہ مندرجہ بالا مساوات میں دئے  $I_{CQ}$  کے برابر ہو گا۔ چونکہ  $i_c$  متوازی جڑے  $R_C$  اور  $R_L$  سے گزرتا ہے لہذا تقسیم برتنی رو سے  $R_L$  میں برتنی رو  $i_{RL}$  کی قیمت ہو گی۔ سائن نما اشارے کی صورت میں یوں

$$(3.93) \quad i_{RL} = \frac{R_C}{R_L + R_C} I_{CQ} = \frac{R_C}{R_L + R_C} \left( \frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} \right)$$

ہو گی۔

مثال 3.33: شکل 3.51 میں  $R_E = 400\Omega$ ,  $V_{CC} = 12V$  اور  $R_C = R_L = 2k\Omega$  ہیں۔ زیادہ سے زیادہ جیٹے کا  $i_C$  حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کروگی حاصل کریں۔

حل: چونکہ  $R_C = \frac{1}{R_E + R_B}$  جبکہ  $R_B = 1k\Omega$  ہے لہذا مساوات 3.91 کے تحت نقطہ کار کروگی

$$I_{CQ} = \frac{12}{2400 + 1000} = 3.529 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = 3.529 \times 10^{-3} \times 1000 = 3.529 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $i_c$  کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹے 3.529 mA اور  $R_L$  سے گزرتے برقی رو  $i_{RL}$  کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹے 1.765 mA ہو گا۔

### 3.11 ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے وسیع اشارات

تلمیں و کاغذ استعمال کرتے ہوئے ٹرانزسٹر اوداں کے قابل قبول حل حاصل کرنے کے طریقوں پر گزشتہ حصوں میں تبصرے ہوئے۔ ان طریقوں سے حاصل جوابات سے بہتر نتائج حاصل کرنے کی خاطر نسبتاً بہتر ریاضی نمونہ استعمال کئے جاتے ہیں۔ آئیں ایسے چند ریاضی نمونوں پر غور کرتے ہیں۔

## 3.11.1 ایبر-مال ریاضی نمونہ

ایبر-مال ریاضی نمونہ ٹرانزسٹر کو افزاں کرنا، غیر افزائشی اور منقطع تینوں خطوں میں نہیں۔ 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 سپائٹ<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 لکھنے سرے پر برقی روکی 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۔

$$(3.97) \quad i_{BF} = I_S \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

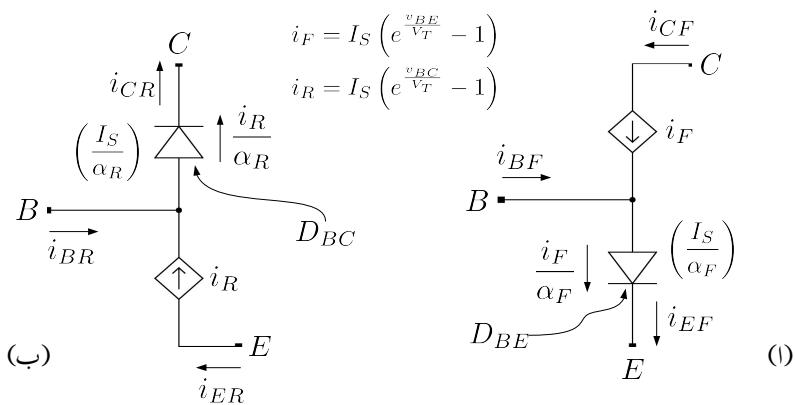
جہاں

$$(3.98) \quad \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) = \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} = \frac{1}{\beta_F}$$

کا استعمال کیا گیا۔

ان مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $i_{CF} = \beta_F i_{EF}$  اور  $i_{CF} = \alpha_F i_{BF}$  ہیں جو کہ ٹرانزسٹر کے جانے پچانے مساوات ہیں۔ یوں شکل 3.52 اف عمومی طرز پر مائل  $n-p-n$  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

<sup>34</sup> spice



شکل 3.52: npn ٹرانزسٹر کے ایبر-مال ریاضی نمونہ کا حصول

کے مساوات ہیں۔ ایک ایسا دور جس کے تین سرے ہوں اور جسے حل کر کے اس کے سروں پر یہی تین مساوات حاصل ہوں کو ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جاتا ہے۔

شکل 3.52 الف میں تابع منبع رو<sup>35</sup> کا استعمال کیا گیا ہے جس کی قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.99) \quad i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس کے علاوہ اس شکل میں ایک عدد ڈائیڈ استعمال کیا گیا ہے۔ جیسا کہ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپٹ جوڑ کا ڈائیڈ  $D_{BE}$  ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈائیڈ کے لبریزی برقی رو کو یہاں  $I_{SBE}$  لکھتے ہوئے اس ڈائیڈ میں برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.100) \quad i_D = I_{SBE} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

جہاں  $I_{SBE}$  بیس-ایمپٹ جوڑ کے ڈائیڈ کا لبریزی برقی رو ہے جس کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.101) \quad I_{SBE} = \frac{I_S}{\alpha_F}$$

dependent current source<sup>35</sup>

شکل میں  $I_{SBE}$  کی اس قیمت کو یاد دہانی کی خاطر ڈائیوڈ کے قریب قوسین میں بند لکھا گیا ہے۔

آئیں 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 ہپھٹرانزسٹر 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 کا ریاضی نمونہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

اب تصور کریں کہ ٹرانزسٹر کے ایمپٹر اور ٹلکٹر سروں کو استعمال کے نقطہ سے آپس میں بدل دیا جائے یعنی بیس-ایمپٹر جوڑ کو غیر چالو جکہ بیس-ٹلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل کر دیا جائے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جو غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ ہے۔ شکل ب میں  $i_{CR}$ ،  $i_{ER}$  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 ٹلکٹر سروں پر برقی رو کی سمتیں الٹی ہوں گی۔

شکل ب میں بیس-ٹلکٹر 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 منج رو<sub>R</sub> 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<sub>CR</sub> ہے لہذا

$$(3.108) \quad i_{CR} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اسی طرح i<sub>ER</sub> دراصل i<sub>R</sub> 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<sub>BR</sub> 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 گے۔ اس آخری مساوات کو مزید حل کر کے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

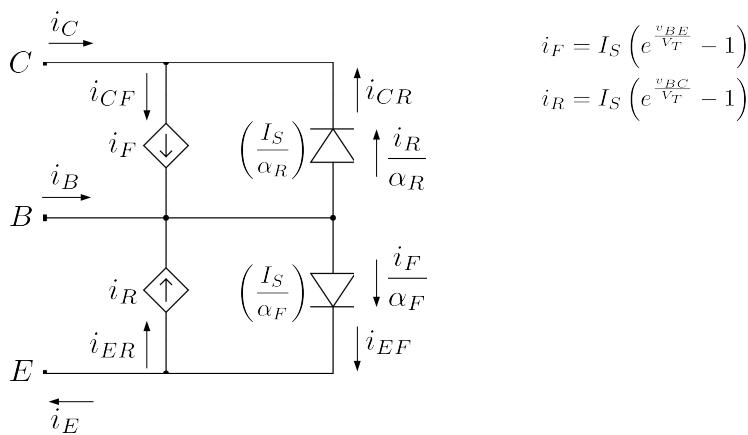
$$(3.111) \quad i_{BR} = I_S \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

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 npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی کو افزاں نہ، غیر افزاں نہ اور منقطع تینوں خطوں میں بیان کرنے کی خاطر شکل اور شکل ب کے ادوار آپس میں متوالی جوڑ کر شکل 3.53 حاصل کیا جاتا ہے جو npn ٹرانزسٹر کا ایک-مال ریاضی نمونہ ہے۔ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کا بیس-ایکٹر جوڑ سیدھا مائل (یعنی v<sub>BE</sub> ≥ 0 V) ہوتا ہے جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ غیر چالو (یعنی v<sub>BC</sub> ≤ 0.5 V) ہوتا ہے۔ یوں مثلاً اگر v<sub>BE</sub> = 0.65 V اور



شکل 3.53: npn کا ٹرانزسٹر کا بیر-مال ماذل

$v_{BC} = -0.5\text{ V}$  ہوں تو  $i_F = 1.957 \text{ mA}$  لیتے ہوئے  $i_R \approx I_S = 10^{-14} \text{ A}$  اور  $i_E = 1.957 \text{ mA}$  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 npn 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  $I_S = 10^{-14} \text{ A}$  ہیں۔ اس ٹرانزسٹر کو عمومی طرز پر

$$V_{BE} = 0.65 \text{ V}$$

پر مائل کیا جاتا ہے۔ یوں

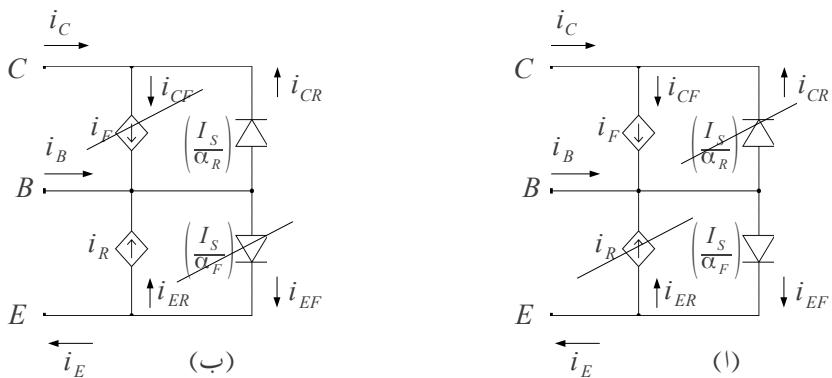
$$I_F = 1.9573 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$I_C = 1.9573 \text{ mA}$$

$$I_E = 1.9771 \text{ mA}$$

$$I_B = 19.573 \mu\text{A}$$



شکل 3.54: npn ایونال ریاضی نمونہ کی کارکردگی

حاصل ہوتے ہیں۔ اس کے برعکس اگر اسی ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر

$$V_{BC} = 0.65 \text{ V}$$

پر مائل کیا جائے تو

$$I_R = 1.9573 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ (ٹرانزسٹر کے سروں کے نام تبدیل کئے بغیر) اس سے

$$I_E = -1.9573 \text{ mA}$$

$$I_C = -195.73 \text{ mA}$$

$$I_B = 197.76 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ فرق صاف ظاہر ہے۔

غیر افزائندہ خطے میں میں۔ ایمپٹر جوڑ اور میں۔ کلکٹر جوڑ دونوں سیدھے مائل ہو سکتے ہیں۔ ایسی صورت میں  $i_F$  اور  $i_R$  دونوں کی قیمتیں ناقابل نظر انداز ہوں گی اور پورا ریاضی نمونہ استعمال ہو گا۔ شکل 3.53 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 جاسکتا ہے۔

$$(3.116) \quad i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.117) \quad \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$$

اسی طرح مساوات 3.113 کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.118) \quad i_E \approx \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$$

اس طرح مساوات 3.115 سے حاصل ہوتا ہے

$$(3.119) \quad \begin{aligned} i_B &\approx \left( \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \left( I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) \\ &= \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \\ &= \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \frac{I_S}{\beta_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \end{aligned}$$

مساوat 3.116 میں  $e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$  کو تو سین 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 برقی دباؤ کے ماہین تعلق یابان کیا گیا ہے یعنی

$$(3.121) \quad v_{CE} = v_{BE} - v_{BC}$$

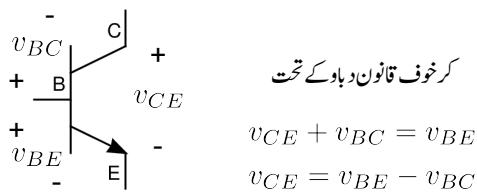
جسے استعمال کرتے ہم اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$(3.122) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)$$

یہی طریقہ مساوات 3.119 پر استعمال کرتے ہیں یعنی

$$(3.123) \quad i_B = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( \frac{e^{\frac{v_{BE}-v_{BC}}{V_T}}}{\beta_R} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$

$$(3.124) \quad = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( \frac{e^{\frac{v_{CE}}{V_T}}}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$



شکل 3.55: ٹرانزسٹر پر بر قی دباؤ کا آپس میں تعلق

مساوات 3.122 کو مساوات 3.123 پر تقسیم کرنے سے حاصل ہوتا ہے

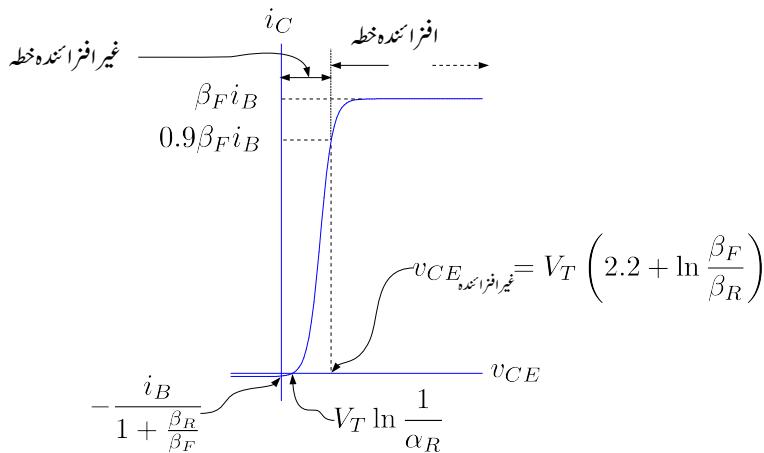
$$(3.125) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \frac{\left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{\left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} + \frac{1}{\beta_F} \right)} = \beta_F \frac{\left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{\left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} + \frac{\beta_F}{\beta_R} \right)}$$

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 انجبرا سے ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے ایکٹر اور کلکٹر سروں کو آپس میں بدلنا جاسکتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹر یوں بنائے جاتے ہیں کہ عموماً  $\alpha_F \approx 0.01$  اور  $\alpha_R \approx 0.01$  کے برابر ہوتے ہیں۔ یوں  $\beta_F$  کی 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 بر قی رو  $i_C$  بڑھتے بڑھتے برقرار قیمت  $(\beta_F i_B)$  حاصل کر لیتی ہے۔ شکل میں افراہندہ اور غیر افراہندہ خطوطوں کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ شکل میں ان دو خطوطوں کے سرحد کو طے کرنا دکھایا گیا ہے۔ جہاں  $i_C$  کی قیمت اس کے بلند تر قیمت کے نوے فی صد ہو (یعنی جہاں  $i_C = 0.9\beta_F i_B$  ہو) یہی ان دو خطوطوں کے مابین حد ہے۔ مساوات 3.126 سے اس حد پر بر قی دباؤ  $v_{CE}$  یوں حاصل کیا جاسکتا ہے

$$(3.127) \quad V_{CE} = V_{CE, \text{غیر افراہندہ}} = V_T \ln \left( \frac{\frac{1+\beta_R}{\beta_R} + \frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right)$$



شکل 3.56: ابیرز-مال ریاضی نمونہ سے حاصل کردہ ٹرانزسٹر کا خط

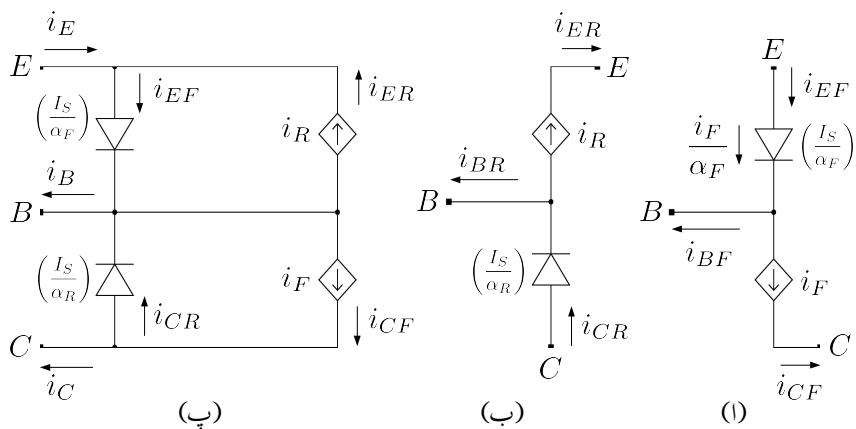
جسے  $V_{CE, \text{نہیں}} = V_{CE, \text{افزائشی}} - V_T \ln \frac{0.9\beta_F}{\beta_R}$  لکھتے ہیں۔ عموماً  $\beta_F$  کی قیمت  $\beta_R$  سے کئی گناہ زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو اس طرح بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.128) \quad V_{CE, \text{نہیں}} \approx V_T \ln \left( \frac{0.9\beta_F}{1 - 0.9} \right) = V_T \ln \frac{9\beta_F}{\beta_R} = V_T \left[ 2.2 + \ln \left( \frac{\beta_F}{\beta_R} \right) \right]$$

اگر  $\beta_F = 180$  اور  $\beta_R = 0.01$  تو  $V_{CE, \text{نہیں}} = 0.2995 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح اگر  $\beta_F = 100$  اور  $\beta_R = 0.15$  تو  $V_{CE, \text{نہیں}} = 0.21756 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اس کتاب میں جہاں خاص طور بتایا ہے جائے وہاں  $V_{CE, \text{نہیں}} = 0.2 \text{ V}$  لیا جائے گا۔

صفحہ 276 پر شکل 3.36 میں دئے خلودتے ہیں کہ  $v_{CE} = 0 \text{ V}$  پر  $i_C = 0 \text{ A}$  ہوتا ہے۔ شکل 3.56 سے صاف ظاہر ہے کہ ایسا ہر گز نہیں۔  $v_{CE} = V_T \ln \frac{1}{\alpha_R}$  پر  $i_C = 0 \text{ A}$  کے برابر ہوتا ہے۔ اسی طرح  $i_C$  کی قیمت بھی یہاں شکل پر دکھائی گئی ہے۔

کچھ ادوار مثلاً ٹرانزسٹر-ٹرانزسٹر 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۔



شکل 3.57: pnp ٹرانزسٹر کا ابیرز-مال مائل

شکل 3.57: pnp ٹرانزسٹر کا ابیرز-مال مائل 3.11.2

شکل 3.57 میں ابیرز-مال ریاضی نمونہ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل الف میں عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ان دونوں کو متوازی جوڑ کر شکل پ میں pnp ٹرانزسٹر کا مکمل ابیرز-مال ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ چونکہ عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر میں ایکٹر-بیس (E - B) جوڑ سیدھا مائل کیا جاتا ہے لہذا ٹرانزسٹر کے مساوات لکھتے وقت  $v_{EB}$  کا استعمال کیا جاتا ہے لہذا

$$i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{FB}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1 \right)$$

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 اف میں عمومی طرز پر مائل (یعنی سیدھا مائل)  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کا ایک اور ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جہاں  $i_{CF}$ ،  $i_{EF}$  وغیرہ لکھتے ہوئے ( $F$ ) کو بطور زیر نوشت استعمال کیا گیا ہے جو کہ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کو ظاہر کرتا ہے۔ عمومی طرز پر مائل کردہ (یعنی سیدھا مائل کردہ) ٹرانزسٹر کا میں۔ ایکٹر جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا میں۔ کلکٹر جوڑ غیر چالو رکھا جاتا ہے۔ اس شکل میں تابع منج رو  $i_F$  استعمال کیا گیا ہے۔  $i_F$  وہ برقی رو ہے جو ایکٹر خطے اور کلکٹر خطے کے مابین میں خطے کے ذریعہ باروں کی مال برداری سے پیدا ہوتا ہے۔ اسے سیدھے رخ مال برداری سے پیدا برقی رو کہ سکتے ہیں۔

اس ریاضی نمونہ میں ایک عدد ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے جو دراصل ٹرانزسٹر کے میں۔ ایکٹر جوڑ کے ڈائیوڈ  $D_{BE}$  کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈائیوڈ کے لبریزی برقی رو کو  $I_{SBE}$  لکھتے ہیں۔ موجودہ استعمال میں  $I_{SBE}$  کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.129) \quad I_{SBE} = \frac{I_S}{\beta_F}$$

شکل اف میں ڈائیوڈ  $D_{BE}$  کے قریب قوسین میں بند  $I_{SBE}$  کی قیمت  $\frac{I_S}{\beta_F}$  کو یاد دہنی 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 اف کو دیکھتے ہم لکھ سکتے ہیں

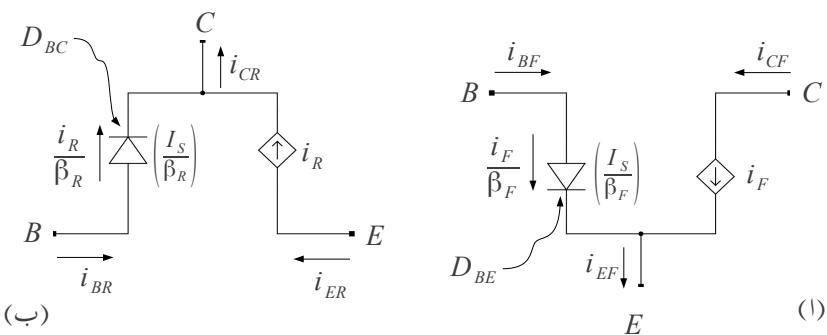
$$(3.131) \quad i_{CF} = i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.132) \quad i_{BF} = i_{DF} = \frac{i_F}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.133) \quad i_{EF} = i_{BF} + i_{CF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل 3.59 ب میں ٹرانزسٹر کے میں۔ کلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ میں۔ ایکٹر جوڑ کو غیر چالو رکھ کر ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر (یعنی الٹا) مائل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ڈائیوڈ  $D_{BC}$  استعمال کیا گیا ہے جو ٹرانزسٹر کے میں۔ کلکٹر جوڑ کے ڈائیوڈ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس ڈائیوڈ کے لبریزی برقی رو  $I_{SBC}$  کی قیمت مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.134) \quad I_{SBC} = \frac{I_S}{\beta_R}$$



شکل 3.58: npn ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

شکل (ب) میں یاد دہانی کی خاطر ڈائیوڈ کے قریب اس قیمت کو تو سین میں بند کھا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کے علاوہ ایک عدد قابو منج برقی رو  $i_R$  استعمال کیا گیا ہے جو ایکثر اور کلکھر خطوں کے مابین، بیس خطے کے ذریعہ، باروں کے مال برداری سے پیدا برقی رو کو ظاہر کرتا ہے۔ استعمال ہونے والے  $i_R$  کا قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.135) \quad i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل ب کو دیکھتے ہوئے برقی رو کے مساوات لکھتے ہیں۔

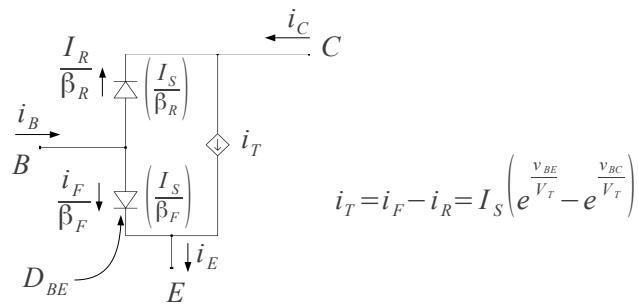
$$(3.136) \quad i_{ER} = i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.137) \quad i_{BR} = \frac{i_R}{\beta_R} = \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.138) \quad i_{CR} = i_{BR} + i_{ER} = \frac{i_R}{\alpha_R} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

ان مساوات میں ( $R$ ) کو بطور زیر نوشت استعمال کیا گیا ہے جو غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کو ظاہر کرتا ہے۔ یہاں بیس خطے میں غیر عمومی (یعنی الٹی) رخ باروں کے مال برداری سے حاصل برقی رو کو  $i_R$  کہا گیا ہے۔ یوں  $i_R$  کو الٹی رخ مال برداری سے پیدا برقی رو کہہ سکتے ہیں۔

شکل 3.58 میں ٹرانزسٹر کو افزائندہ، غیر افزائندہ 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



شکل 3.59: npn ٹرانزسٹر کا مال برداری مذہل

اٹھکاں کو متوازی جوڑتے وقت  $i_T$  اور  $i_R$  کے مجموعہ کو کہا گیا ہے یعنی

$$\begin{aligned}
 i_T &= i_F - i_R \\
 (3.139) \quad &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right)
 \end{aligned}$$

یوں  $i_T$  کو کسی بھی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر میں باروں کے مال برداری سے حاصل بر قی رو تصور کیا جاسکتا ہے۔ شکل 3.59 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 کئے جاسکتے ہیں۔ آئیں ان مساوات کو حاصل کریں۔ ایسا کرتے وقت دھیان رہے کہ  $i_{EF}$  کا رُخ ٹرانزسٹر کے سرے پر باہر جانب کو ہے،  $i_{ER}$  کا رُخ اندر کی جانب کو ہے،  $i_{CF}$  کا رُخ اندر جانب کو جبکہ  $i_{CR}$  کا رُخ باہر جانب کو ہے۔ یوں

$$(3.140) \quad i_C = i_{CF} - i_{CR}$$

$$(3.141) \quad i_E = i_{EF} - i_{ER}$$

$$(3.142) \quad i_B = i_{BF} - i_{BR}$$

$$\begin{aligned}
 i_C &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 (3.143) \quad &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( 1 + \frac{1}{\beta_R} \right) \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S - \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &\approx I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)
 \end{aligned}$$

اس مساوات کے حصول میں دوسری قدم پر  $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$  کا استعمال کیا گیا جس سے  $\alpha$  حاصل کر کے استعمال کیا گیا۔ مساوات کے حصول کے آخری قدم پر  $I_S$  کو نظر انداز کیا گیا۔

$$\begin{aligned}
 i_E &= \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 (3.144) \quad &= I_S \left( 1 + \frac{1}{\beta_F} \right) \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &\approx I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) + \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)
 \end{aligned}$$

مساوات 3.144 کے حصول میں دوسری قدم پر  $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$  کا استعمال کیا گیا جس سے  $\alpha$  حاصل کر کے استعمال کیا گیا۔ مساوات کے حصول کے آخری قدم پر  $I_S$  کو نظر انداز کیا گیا ہے۔

$$(3.145) \quad i_B = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 میں پہلی توسین میں خطے میں کل باروں کی مال برداری سے پیدا برتنی رو  $i_T$  کو ظاہر کرتا ہے جس کی قیمت شکل 3.58 الف اور شکل ب سے یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(3.146) \quad i_T = i_F - i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right)$$

یوں مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 کو اس طرح لکھا جا سکتا 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  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کے  $i_B$ ،  $i_C$  اور  $i_E$  برقی رو حاصل کریں۔

حل: شکل 3.59 کو دیکھتے ہوئے دو ڈائیوڈ کے برقی رو یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$i_{D_{BE}} = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$i_{D_{BC}} = \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اور یوں کر خوف کے قانون برائے برقی رو سے  $i_B$  حاصل کیا جاسکتا ہے یعنی

$$(3.149) \quad i_B = i_{D_{BE}} + i_{D_{BC}}$$

$$(3.150) \quad = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

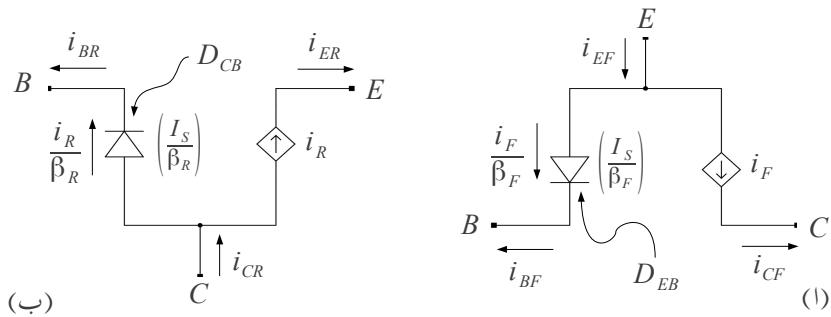
یہ بالکل مساوات 3.145 ہی حاصل ہوا ہے۔ اسی طرح ملکٹر اور ایمپٹر سروں پر کر خوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.151) \quad i_C = i_T - i_{D_{BC}} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.152) \quad i_E = i_T + i_{D_{BE}} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

یہ بالکل مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 کے جواب ہی ہیں۔

مشق 3.1: مشق: شکل 3.60 کی مدد سے  $p-n-p$  ٹرانزسٹر کے مساوات لکھیں اور ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ حاصل کریں جسے شکل 3.61 میں دکھایا گیا ہے۔

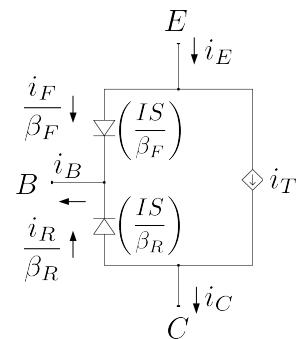


شکل 3.60: ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

ڈیوڈ کے لبرینی برقی رو  
مندرجہ ذیل ہیں

$$I_{SD_{EB}} = \frac{I_S}{\beta_F}$$

$$I_{SD_{CB}} = \frac{I_S}{\beta_R}$$



شکل 3.61: ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ

عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر میں ایمپلے-بیس جوڑ کو سیدھا مائل  $v_{EB} \geq 0V$  جبکہ لگکش-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 اللئے رُخ باروں کے مال برداری سے پیدا برتنی روکے مساوات مندرجہ ذیل ہوں گے۔

$$(3.153) \quad i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{EB}}{VT}} - 1 \right)$$

$$(3.154) \quad i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{CB}}{VT}} - 1 \right)$$

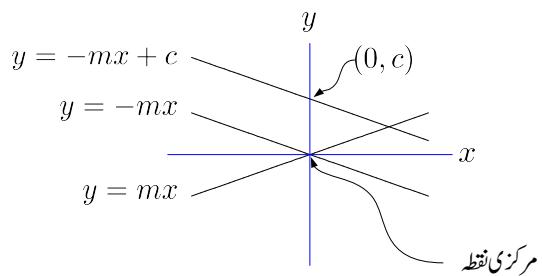
### نئی کار 3.12

شکل 3.62 میں چند خطوط دکھائے گئے ہیں۔ آپ  $y = mx$  کے خط سے بخوبی واقف ہیں۔ یہ خط کار تینی محدود کے مبدأ  $(0, 0)$  سے گزرتا ہے۔ اسی شکل میں  $-mx = y$  کو بھی دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $x$  محور میں  $y = mx$  کا عکس لینے سے  $y = -mx$  حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $y = mx$  کو  $(0, 0)$  سے  $(0, c)$  منتقل کیا جائے تو  $y = -mx + c$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح  $y = -mx$  کو  $(0, 0)$  سے  $(0, c)$  منتقل کرنے سے  $y = mx + c$  حاصل ہوتا ہے۔

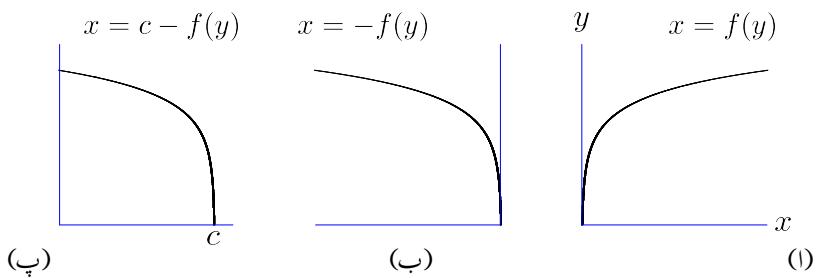
اسی طرح  $y = f(x)$  کا  $y$  محور میں عکس  $y = -f(x)$  ہو گا اور خط کو ثابت  $x$  جانب  $c$  اکائی منتقل کرنے سے  $x = f(y) + c$  حاصل ہوتا ہے۔ ان حقائق کو یوں بیان کیا جا سکتا ہے۔

$x = f(y)$  کا  $y$  محور میں عکس لینے سے  $x = -f(y)$  حاصل ہوتا ہے۔ •

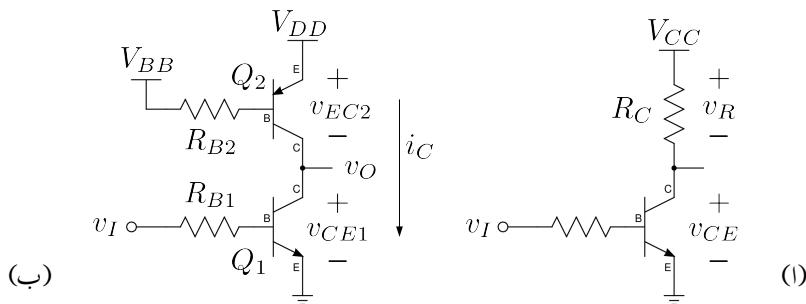
$x = f(y) + c$  کو  $x$  محور پر ثابت جانب  $c$  اکائی منتقل کرنے سے  $x = f(y)$  حاصل ہوتا ہے۔ •



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

شکل 3.63 الف میں  $f(y) = -f(x)$  جبکہ شکل ب میں اسی کا عمودی محور میں عکس  $x = -f(y)$  دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں عکس کو دائیں جانب c اکائی منتقل کرتے ہوئے  $x = c - f(y)$  حاصل کیا گیا ہے۔

ان معلومات کو مد نظر رکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ شکل 3.64 الف میں ٹرانزسٹر کا سادہ دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور پر ہم تفصیلیًّا بحث کر چکے ہیں۔ ایک اس کے خط بوجھ کھینچیں۔ اس دور کے لئے لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_{CE} = V_{CC} - v_R$$

یہاں  $v_R = i_C R_C$  کے برابر ہے لہذا اسی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$$

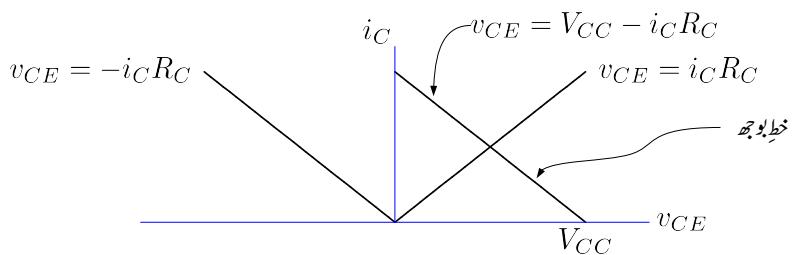
$v_{CE}$  کو افی محور اور  $i_C$  کو عمودی محور پر رکھتے ہوئے  $v_{CE} = f(i_C)$  کو شکل 3.62 کے طرز پر کھینچا جا سکتا ہے۔ عمودی محور میں اس خط کا عکس لینے سے  $v_{CE} = -i_C R_C$  حاصل ہوتا ہے جسے اکیاں افی محور پر دائیں منتقل کرتے ہوئے خط بوجھ کھینچیں۔ شکل 3.65 میں قدم با قدم ایسا کرنا دکھایا گیا ہے۔

ایک اب اصل موضوع پر خور 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 منج کو عموماً  $V_{DD}$  لکھا جاتا ہے۔ اسی لئے شکل میں  $V_{CC}$  یا  $V_{EE}$  کی جگہ  $V_{DD}$  لکھا گیا ہے۔ یہاں  $Q_2$  بطور برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

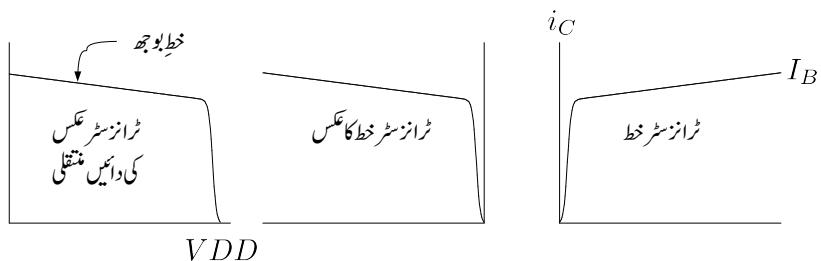
$$v_{CE1} = V_{DD} - v_{EC2}$$

---

NOT gate<sup>37</sup>  
digital circuits<sup>38</sup>



شکل 3.65: خط بوجہ کا حصول۔



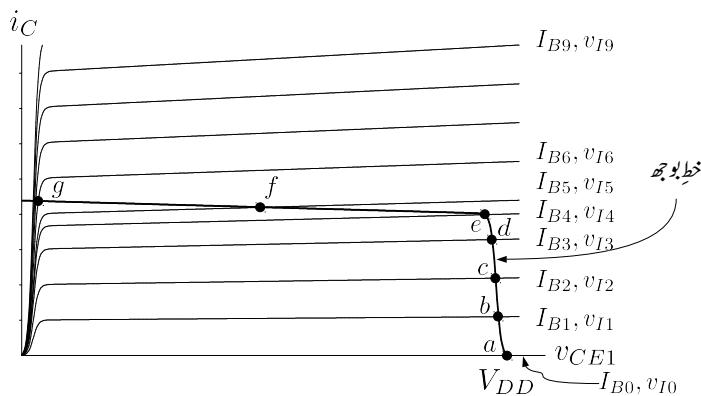
شکل 3.66: ٹرانزسٹر کے خط کی عمودی محور میں عکس اور افقي سمت میں منتقلی۔

لکھا جا سکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی خط بوجہ کی مساوات ہے۔ عمودی محور میں  $v_{EC2} = f(i_C)$  کے خط کے عکس کو افقي محور پر دائیں جانب  $V_{DD}$  منتقل کرنے سے مندرجہ بالا مساوات کھینچا جا سکتا ہے۔ اس عمل کو شکل 3.66 میں قدم با قدم دکھایا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے ایمپر اور بیس پر یہی سمتی بر قی دباؤ مہیا کئے گئے ہیں لہذا اس کے بیس پر بر قی رو  $I_B$  یہی سمتی ہو گی جسے شکل سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$I_B = \frac{V_{DD} - V_{EB} - V_{BB}}{R_{B2}}$$

ٹرانزسٹر کے  $v_{EC2} = f(i_C)$  خطوط سے مراد ٹرانزسٹر کے  $i_C$  بالمقابل  $v_{EC}$  خطوط ہیں جنہیں صفحہ 278 پر شکل 3.37 میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ موجودہ صورت میں  $Q_2$  کے بیس پر بر قی رو تبدیل نہیں ہو رہی لہذا ان خطوط پر میں سے صرف اس خط کو چڑا جائے گا جو حاصل کردہ  $I_B$  پر پایا جائے۔



شكل 3.67: ٹرانزسٹر خطوط پر خط بوجھ کھینچا گیا ہے۔

شکل 3.67 میں  $Q_1$  کے خطوط پر خط بوجھ کو کھینچا گیا ہے۔ اگر اس دور کو بطور ایک پلیفار استعمال کرنا مقصد ہو تب نقطہ کارڈگی کو  $f$  کے قریب رکھ کر زیادہ سے زیادہ حیطے کا خارجی اشارہ حاصل کرنا ممکن بنایا جا سکتا ہے۔ نقطہ کارڈگی کو  $I_{B5}$  پر رکھنے کی خاطر  $Q_1$  کے میں پر برقی رو در کار ہو گی۔ شکل 3.64 کو دیکھتے ہوئے  $Q_2$  کے میں پر برقی رو کی مساوات یوں لکھی جا سکتی ہے

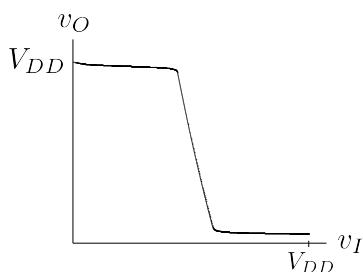
$$i_B = \frac{v_I - v_{BE}}{R_B}$$

جہاں  $v_{BE} = 0.7V$  لیا جاتا ہے۔  $I_{B5}$  برقی رو حاصل کرنے کی خاطر  $v_I$  کی درکار قیمت  $v_{I5}$  اس مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ شکل 3.67 میں  $Q_1$  کے خطوط پر  $I_{B1}$ ،  $I_{B2}$ ، وغیرہ لکھتے ہوئے،  $v_{I1}$ ،  $v_{I2}$ ، وغیرہ بھی لکھئے 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  $v_{CE1}$  کے ہی برابر ہے۔

$v_{I0} = 0 \text{ V}$  پر  $I_{B0} = 0 \text{ A}$  اور  $Q_1$  نقطے پر ہو گا جہاں سے  $v_O = V_{DD}$  یعنی 5V حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح مختلف نقاط پر  $v_O$  مقابل  $v_I$  حاصل کرتے ہوئے شکل 3.68 میں دکھایا گیا  $v_O$  مقابل  $v_I$  کا خط کھینچا گیا ہے۔

صفحہ 503 پر حصہ 4.12 میں بہتر نفی کا پڑ غور کیا جائے گا۔



شکل 3.68: نفی کارکناری اشارہ بالمقابل داخلی اشارہ خط

### 3.13 باریک اشاراتی تجربیہ

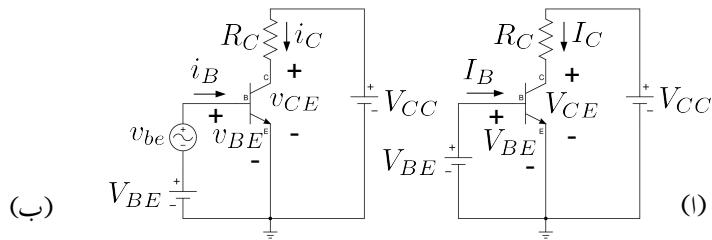
اس حصے میں کم تعداد پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جس کی مدد سے اگلے حصے میں ٹرانزسٹر کا پست تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کیا جائے گا۔ اسی ریاضی نمونے میں ٹرانزسٹر کے اندر ورنی کپیسٹروں کی شمولیت سے بلند تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے حصہ 6.11.1 میں حاصل کیا گیا ہے۔

#### 3.13.1 ترسیکی تجزیہ

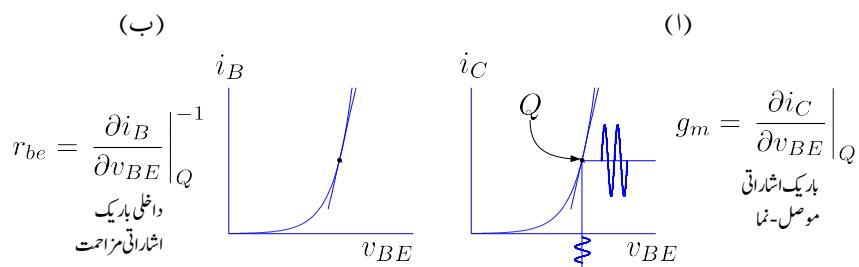
شکل 3.69 میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس کے داخلی جانب مائل کرنے والا برقی دباؤ ٹرانزسٹر کو  $V_{BE}$  پر مائل کرتا ہے۔ شکل 3.70 الف میں یوں حاصل نقطہ کارکردگی Q دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.69 ب میں داخلی برقی دباؤ  $V_{BE}$  کے ساتھ سلسہ وار بدلتا باریک اشارہ  $v_{be}$  جوڑا گیا ہے۔  $v_{be}$  کسی بھی شکل کا ہو سکتا ہے۔ بیہاں اسے سائن نما تصویر کیا گیا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر نقطہ مائل کے قریب قریب رہتے ہوئے خط  $v_{BE} - v_C$  پر چال قدی کرتا ہے۔ شکل 3.70 الف میں اس عمل سے پیدا باریک اشاراتی برقی دباؤ  $v_{be}$  اور باریک اشاراتی برقی رو  $i_c$  دکھائے گئے ہیں۔ بیہاں طلبہ سے گزارش کی جاتی 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 مائل پر ترانزستور کی کارکردگی



شکل 3.70: بایک اشاراتی انفرادی موصل-نا اور باریک اشاراتی داخی مزاحت

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 توسمیں میں بند  $t$  نہ لکھنے سے مساوات کچھ صاف دکھائی دیتے ہیں۔ مساوات 3.155 کے تحت ٹرانزسٹر کا خارجی باریک اشاراتی برقی رو  $i_c$  اس کے داخلی باریک اشاراتی برقی دباؤ  $v_{be}$  کے  $g_m$  گناہ ہے۔ اسی لئے  $g_m$  کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی افزائش موصلیت۔ نما<sup>39</sup> کہتے ہیں جسے عموماً چھوٹا کر کے افزائش موصلیت۔ نما یا صرف موصلیت۔ نما<sup>40</sup> پکارا جاتا ہے۔

برقی رو تسلیم 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> پکارا جاتا ہے۔  $g_m$  کی اکائی موصلیت کی اکائی  $\frac{A}{V}$  یا سیمیٹر<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 انپٹ 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 کارکردگی پر  $i_B - v_{BE}$  خط سے ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $r_{be}$  یوں حاصل کیا جاتا ہے۔

$$(3.157) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q$$

یعنی اگر نقطہ کارکردگی پر اس خط کی ڈھلوان  $m$  ہو تو

$$r_{be} = \frac{1}{m}$$

small signal transconductance 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 تخلیلی تجزیہ

اس حصے میں ارلی برق دباؤ  $V_A$  کو نظر انداز کیا جائے گا تجیبًا  $v_{CE}$  کا  $i_C$  پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس اثر کو بعد میں شامل کیا جائے گا۔ شکل 3.69 میں مساوات 3.55 اور کرخوف کا قانون استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.162) \quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.163) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

جبکہ شکل ب میں

$$(3.164) \quad v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

اور

$$(3.165) \quad i_C = I_C + i_c$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.166) \quad \begin{aligned} i_C &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \end{aligned}$$

مساوات 3.162 کی مدد سے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.167) \quad i_C = I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$$

اگر  $v_{be} \ll V_T$  ہو تو سلسلہ مکاران کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.168) \quad i_C = I_C \left[ 1 + \frac{1}{1!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right) + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

اگر مساوات 3.168 کے تیرے جزو کی قیمت اس کے دوسرے جزو کی قیمت سے بہت کم ہو یعنی

$$(3.169) \quad \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 \ll \frac{1}{1!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)$$

$$v_{be} \ll 2 \times V_T$$

تب اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.170) \quad i_C \approx I_C \left( 1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right)$$

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 مساوات کہتے ہیں۔

مثلاً 3.35: مساوات 3.168 اور مساوات 3.170 میں  $I_C = 1 \text{ mA}$  لیتے ہوئے کے باریک اشارہ کے لئے  $i_C$  کی قیمت حاصل کریں اور دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔

حل: مساوات 3.168 سے

$$i_C = 10^{-3} \left[ 1 + \frac{1}{1!} \left( \frac{0.01}{0.025} \right) + \frac{1}{2!} \left( \frac{0.01}{0.025} \right)^2 + \dots \right] \approx 1.48 \text{ mA}$$

جبکہ مساوات 3.170 سے

$$i_C = 10^{-3} \left( 1 + \frac{0.01}{0.025} \right) = 1.4 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں باریک 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 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 برقی رو  $i_C$  کے دو جزو ہیں۔ اس کا پہلا جزو وہی یک سمی برقی رو  $I_C$  ہے جسے شکل 3.69 ب میں حاصل کیا گیا جبکہ اس کا دوسرا جزو  $(\frac{I_C}{V_T} v_{be})$  باریک اشارہ پر مخصوص بدلتا جزو ہے یعنی

$$(3.172) \quad i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

اس مساوات کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے

$$(3.173) \quad i_c = g_m v_{be}$$

جہاں

$$(3.174) \quad g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

لیا گیا ہے۔ مساوات 3.173 سے ہم دیکھتے ہیں کہ بدلتی ملکٹر بر قی رو  $i_c$  کی قیمت داخلی اشدارہ  $v_{be}$  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 سیمینٹ<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 سمتی بر قی رو  $I_C$  کے برابر راست متناسب ہے۔ یوں  $I_C$  کی قیمت دگنی کرنے سے  $g_m$  کی قیمت بھی دگنی ہو جائے گی۔

مثال 3.36: افزائش موصلیت۔ نما کی قیمت 0.1 mA، 1 mA اور 10 mA کے یک سمتی بر قی 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 جا سکتا ہے

$$(3.175) \quad g_m = \frac{i_c}{v_{be}}$$

جہاں  $i_c$  اور  $v_{be}$  باریک اشارات ہیں۔ مساوات 3.164 میں باریک اشارہ  $v_{be}$  کو  $\Delta v_{be}$  لکھتے ہوئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.176) \quad v_{BE} = V_{BE} + \Delta v_{BE}$$

ایسا لکھنے سے مساوات 3.171 کی جگہ مندرجہ ذیل حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.177) \quad i_C = I_C + \frac{I_C}{V_T} \Delta v_{BE}$$

یوں

$$(3.178) \quad i_C = I_C + \Delta i_C$$

لکھتے ہوئے مساوات 3.172 کی نئی شکل یوں ہو گی۔

$$(3.179) \quad \Delta i_C = \frac{I_C}{V_T} \Delta v_{BE}$$

جس سے

$$(3.180) \quad \Delta i_C = g_m \Delta v_{BE}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.181) \quad g_m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}}$$

جیسا کہ شکل 3.70 میں دکھایا گیا ہے، مندرجہ بالا مساوات کے مطابق  $g_m$  ٹرانزسٹر کے خط کے مماس کی ڈھلوان ہے۔ اس مساوات کو مزید بہتر یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(3.182) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q$$

مساوات 3.182 افرانش موصلیت-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 دیکھ 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 لکھ رہتی 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 پرتوی 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۔

$$(3.190) \quad i_E = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$\frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} = \frac{I_S}{\alpha V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$\left. \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{I_S}{\alpha V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$= \frac{I_C}{\alpha V_T}$$

پوس

$$(3.191) \quad r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C}$$

حاصل ہوتا ہے جسے پوس بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.192) \quad r_e = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

مساوات 3.191 میں اس کا مساوات 3.187 کے ساتھ موازنہ کرنے سے حاصل ہوتا ہے لیتے ہوئے

$$(3.193) \quad r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$$

اس کو پوس 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 ایمٹر پر جڑے مزاحمت  $R_E$  کا عکس بین جانب  $R_E$  کا  $(\beta + 1)$  نظر آتا ہے۔ اسی طرح اس کے بین جانب مزاحمت  $R_B$  کا عکس ایمٹر جانب  $\frac{R_B}{(\beta + 1)}$  نظر آتا ہے۔ ان نتائج کو یہاں استعمال کرتے ہیں۔

$r_{be}$  وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے بین جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے جبکہ  $r_e$  وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے ایمٹر جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے۔ اگر  $r_{be}$  کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت تصور کیا جائے تو ٹرانزسٹر کے بین جانب  $r_{be}$  نظر آئے گا جبکہ اس کے ایمٹر جانب سے دیکھتے ہوئے ہمیں  $\frac{r_{be}}{(\beta + 1)}$  نظر آئے گا۔ مساوات 3.193 بھی کچھ کہتا ہے۔ اسی طرح اگر  $r_e$  کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت تصور کیا جائے تو

$$(b) \quad r = (\beta + 1) r_e \quad \xrightarrow{\hspace{1cm}} \quad \begin{array}{c} \text{B} \\ | \\ \text{C} \\ | \\ \text{E} \end{array}$$

$$r_e \quad \xrightarrow{\hspace{1cm}} \quad r = r_e$$

$$r = r_{be} \quad \xrightarrow{\hspace{1cm}} \quad \begin{array}{c} \text{B} \\ | \\ \text{C} \\ \nearrow \nwarrow \\ \text{E} \end{array}$$

$$r_{be} \quad \xrightarrow{\hspace{1cm}} \quad r = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$$

(1)

شکل 3.71: باریک اشاراتی داخلی مزاحمت اور ان کے عکس

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 میں کہتا ہے۔ شکل 3.71 ان حقائق کے تصوراتی اشکال پیش کرتا ہے۔

---

مثال 3.37 ٹرانزسٹر کے  $pnp$  میں مساوات حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.55 کو استعمال کرتے ہوئے

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{EB}} \right|_Q$$

$$= \frac{I_S e^{\frac{V_{EB}}{V_T}}}{V_T}$$

یعنی

$$(3.195) \quad g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح  $i_B = \frac{i_C}{\beta}$  لکھتے ہوئے

$$(3.196) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial v_{EB}}{\partial i_B} \right|_Q = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{EB}} \right|_Q^{-1} = \frac{\beta V_T}{I_C} = \frac{\beta}{g_m}$$

لکھتے ہوئے  $i_E = \frac{i_C}{\alpha}$  اور

$$(3.197) \quad r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C} = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} = \approx \frac{1}{g_m}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ خارجی مزاحمت  $r_o$  ایک مال برقی دباؤ سے یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.198) \quad r_o = \left. \frac{\Delta v_{EC}}{\Delta i_C} \right|_Q = \frac{V_A + V_{EC}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$


---

### 3.14 پست 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۔

$$(3.201) \quad i_c = g_m v_{be}$$

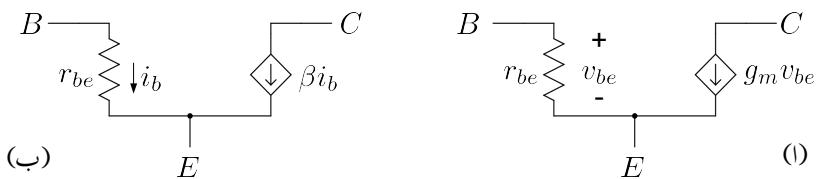
$$(3.202) \quad i_b = \frac{v_{be}}{r_{be}}$$

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 قی رو  $i_b$  پیدا ہوتا ہے جبکہ اس کے خارجی جانب بر قی رو  $i_c$  پیدا ہوتا ہے۔ یہ دو مساوات ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی 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 قی دباؤ  $v_{CE}$  پر بھی منحصر ہوتا ہے۔ فی الحال  $i_c$  پر  $v_{CE}$  کے اثر کے بحث کو ملتوی کرتے ہیں اور مندرجہ بالا دو مساوات کو ٹرانزسٹر کی مکمل باریک اشاراتی کارکردگی بیان کرنے والے مساوات مان لیتے ہیں۔

شکل 3.72 الف پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس دور سے

$$v_{be} = i_b r_{be}$$

$$i_c = g_m v_{be}$$



شكل 3.72: پست تعددی پاریک اشاراتی پائے ریاضی نمونہ

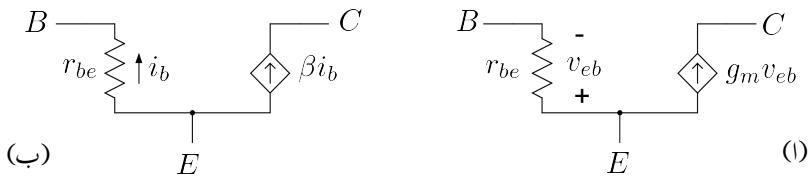
مساوات حاصل ہوتے ہیں جو کہ مساوات 3.202 اور مساوات 3.201 کا عکس ہیں۔ یوں یہ دور ٹرانزئٹ کی باریک اشاراتی کارکردگی ہی بیان کرتا ہے، لہذا یہ دور ٹرانزئٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ ہی ہے۔ اس کا عمومی نام ٹرانزئٹ کا پست تعددی باریک اشاراتی پائیے ( $\pi$ ) ریاضی نمونہ<sup>45</sup> ہے جسے چھوٹا کر کے صرف  $\pi$  ریاضی نمونہ یا پائیے ریاضی نمونہ پکارا جاتا ہے۔

شکل 3.72 ب میں  $\pi$  ریاضی نمونہ کا قدر مختلف دور کھایا گیا ہے۔ مساوات 188.3 اور مساوات 3.202 کے استعمال سے

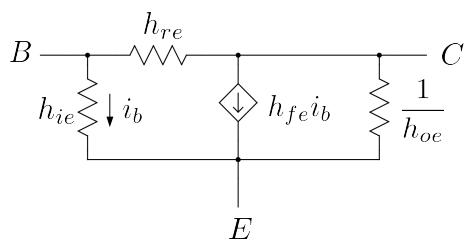
$$\beta i_b = \beta \frac{v_{be}}{r_{be}} = g_m v_{be}$$

لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ دونوں اشکال سے حاصل جوابات یکساں ہیں۔ شکل 3.72 اور شکل ب اس کتاب میں بار بار استعمال کئے جائیں گے۔

شکل 3.73 میں  $pnp$  ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونے دکھائے گئے ہیں جہاں برق 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  $v_{eb}$  کی جگہ  $v_{be}$  لکھا جائے تو تابع منبع 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 نہایت مقبول شکل دکھائی گئی ہیں جہاں تمام اجزاء



شکل 3.73: کا باریک اشاراتی  $\pi$  ریاضی نمونہ



شکل 3.74: پائے ریاضی نمونے کی ایک اور مقبول شکل

کے نام  $h$  سے شروع ہوتے ہیں۔ ان اجزاء کو  $h$  اجزاء ہی پکارا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دراصل

$$h_{ie} = r_{be}$$

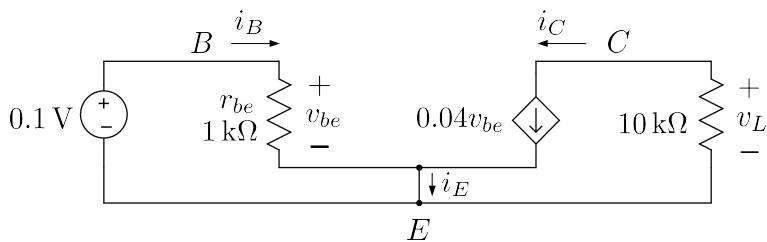
$$h_{fe} = \beta$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o}$$

$$h_{re} = \infty$$

ہیں۔ صنعت کار عموماً ٹرانزسٹر کے  $h$  اجزاء فراہم کرتے ہیں۔  $h$  ریاضی نمونے پر مزید کوئی بات نہیں کی جائے گی۔

مثال 3.38: شکل 3.72 میں  $B$  اور  $E$  کے درمیان  $0.1\text{ V}$  کا برقی دباؤ مبیا 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 کئے گئے مزاحمت پر برقی دباؤ کیا ہو گا۔ شکل 3.72 کی جگہ شکل 3.73 استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔



: 3.75

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 جاسکتا 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۔

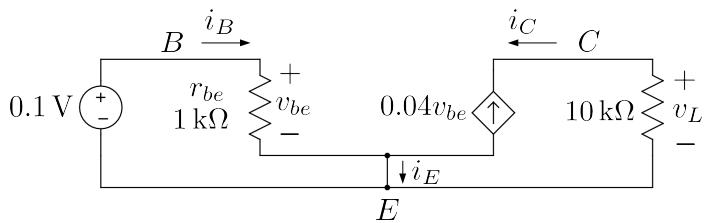
آئیں شکل 3.76 کو استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ اس شکل میں شکل 3.73 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ یہاں

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$v_{eb} = -0.1 \text{ V}$$

ہیں۔ چونکہ یہاں  $i_C = -g_m v_{eb}$  اور  $i_C = -g_m v_{eb}$  کے سمتیں آپس میں الٹ ہیں لہذا لکھا جائے گا۔ یہاں

$$i_C = -0.04 \times (-0.1) = 4 \text{ mA}$$



شکل 3.76

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۔

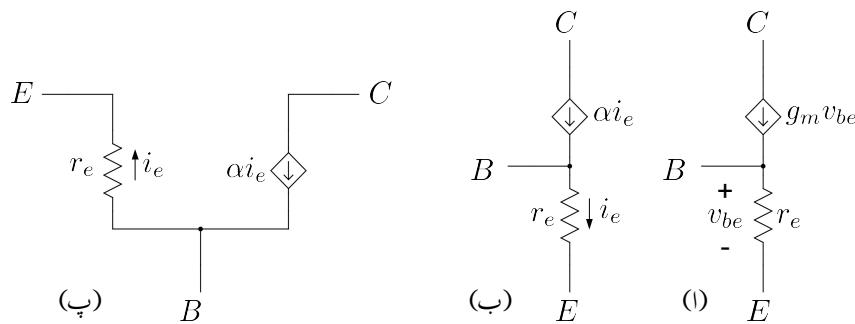
دونوں اشکال کے جوابات بالکل یکساں ہیں۔ یہی وجہ ہے کہ *pnp* کے لئے بھی شکل 3.72 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔

### 3.14.1 ٹیT ریاضی نمونہ

گزشتہ حصے میں ہم نے دیکھا کہ پائے ریاضی نمونہ کو حل کرنے سے ٹرانزسٹر کے مساوات (یعنی مساوات 3.201 اور مساوات 3.202) حاصل ہوتے ہیں اور یوں اسے ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جا سکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے کے علاوہ بھی ادوار بنائے جا سکتے ہیں جن سے انہیں مساوات کا حصول ممکن ہے۔ ایسے تمام ادوار کو بھی ٹرانزسٹر کے ریاضی نمونے تصور کیا جا سکتا ہے۔ ان میں T ریاضی نمونہ<sup>46</sup> خاصہ مقبول ہے۔ ایمپر مشترک<sup>47</sup> اور کلکٹر مشترک

<sup>46</sup> ٹیT ریاضی نمونے کی شکل انگریزی کے حروف تہجی T کی مانند ہے۔ اسی لئے اس کو ٹیT ریاضی نمونہ کہتے ہیں۔

<sup>47</sup> مشترک، مشترک کلکٹر اور مشترک میں کی پہچان حصہ 3.19 میں کوئی ہے۔

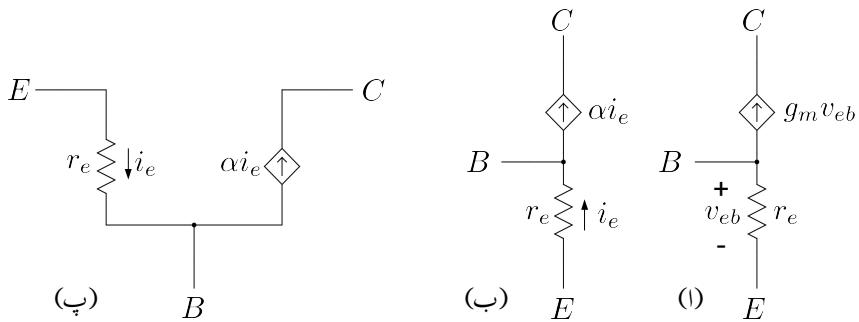


شکل 3.77: ریاضی نمونہ

ادوار حل کرتے ہوئے عموماً پائے ریاضی نمونے ہی استعمال کیا جاتا ہے جبکہ بیس مشترک ادوار کو T ریاضی نمونے کی مدد سے زیادہ آسانی سے حل کرنا ممکن ہوتا ہے۔  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ہونے کے npn کے T ریاضی نمونے کے مختلف اشکال کو شکل 3.77 میں دکھایا گیا ہے۔ انہیں ریاضی نمونے میں C اور E کے مابین  $r_o$  نسب کرتے ہوئے ہونے 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 لذا  $i_c = g_m v_{be}$  ہو گا۔ اوہم کے قانون کے مطابق اگر  $v_{be}$  برقی دباؤ پایا جائے تو  $i_e = \frac{v_{be}}{r_e}$  ہو گا۔ کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت  $i_b = i_e - i_c$  ہو گا۔ آئیں اس کی قیمت حاصل کریں۔ چونکہ

$$\begin{aligned} r_{be} &= \frac{\beta V_T}{I_C} \\ r_e &= \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha V_T}{I_C} \\ g_m &= \frac{I_C}{V_T} \end{aligned}$$



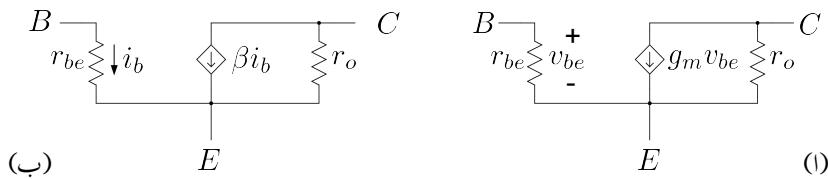
شکل 3.78: pnp T ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ

جیں لہذا

$$\begin{aligned}
 i_b &= i_e - i_c \\
 &= \frac{v_{be}}{r_e} - g_m v_{be} \\
 &= v_{be} \left( \frac{I_C}{\alpha V_T} - \frac{I_C}{V_T} \right) \\
 &= \frac{I_C}{V_T} v_{be} \left( \frac{1 - \alpha}{\alpha} \right) \\
 &= \frac{I_C}{V_T} v_{be} \frac{1}{\beta} \\
 &= \frac{v_{be}}{r_{be}}
 \end{aligned}$$

پس ٹی T ریاضی نمونے سے بھی ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی مساوات حاصل ہوتے ہیں اور یوں اسے بطور ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ استعمال کیا جا سکتا ہے۔ شکل ب میں ٹی-ریاضی نمونے کی دوسری ممکنہ صورت دکھائی گئی ہے جہاں  $i_c = \alpha i_e$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ شکل پ میں ٹی ریاضی نمونے کو پائے π طرز پر بنایا گیا ہے۔

شکل 3.78 میں T pnp کا 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 pnp کے لئے بھی شکل 3.77 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  $r_0$

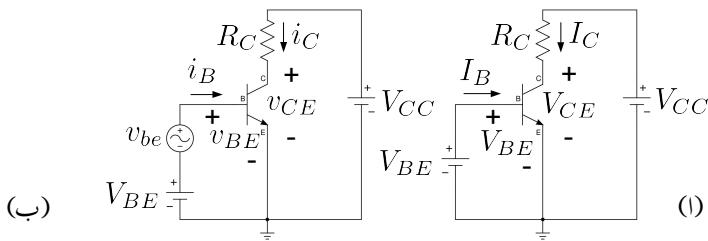
مساوات 3.62 ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی خارجی مزاحمت  $r_0$  دیتا ہے۔  $i_C$  پر  $v_{ce}$  کے اثرات کو ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ میں  $r_0$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ شکل 3.79 میں پائے ریاضی نمونہ بعده خارجی مزاحمت  $r_0$  دکھائے گئے ہیں۔

### 3.15 یک سمی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

شکل 3.80 اف میں ٹرانزسٹر کا یک سمی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $V_{BE}$  ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کروگی تعین کرتا ہے۔ شکل ب میں  $V_{BE}$  کے ساتھ سلسلہ وار باریک اشارہ  $v_{be}$  جوڑا گیا ہے جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر نقطہ مائل کے قریب۔ قریب۔  $v_{BE} - i_C$  خط پر چال قدمی کرتا ہے۔ شکل اف میں تمام متغیرات یک سمی ہیں لہذا  $i_C$  کو  $I_C$  اور  $v_{BE}$  کو  $V_{BE}$  لکھا جائے گا۔ یوں مساوات 3.55 اور کرخوف کا قانون برائے برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے شکل اف کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.203) \quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.204) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$



شکل 3.80: یک سمت اور بدلے متغیرات کی علیحدگی

جبکہ شکل ب کے لئے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$\begin{aligned} i_C &= I_C + i_c \\ &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \\ &= I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر مساوات 3.203 کا سہارا لیا گیا۔ سلسلہ مکارن کی مدد سے اس کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$i_C = I_C \left[ 1 + \frac{1}{1!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right) + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

باریک اشارات کے لئے اس مساوات کے پہلے دو جزو لینا کافی ہوتا ہے اور یوں

$$i_C \approx I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ تقریباً برابر کی علامت  $\approx$  کی جگہ برابر کی علامت  $=$  استعمال کرتے ہوئے مساوات 3.184 کے استعمال سے حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned} i_C &= I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be} \\ I_C + i_c &= I_C + g_m v_{be} \end{aligned}$$

اور یوں

(3.205)  $i_c = g_m v_{be}$

اسی طرح شکل 3.80 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 انفرائش بر قی دباؤ  $A_v$  حاصل کی جاسکتی ہے۔

(3.207)  $A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_C$

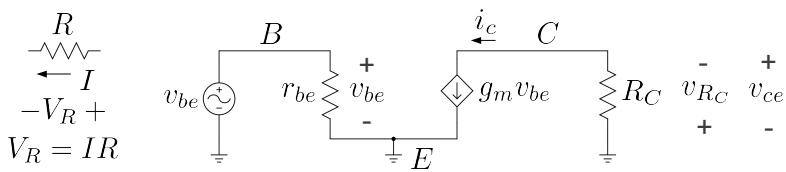
مساوات 3.203 اور مساوات 3.204 سے شکل 3.80 میں یک سمتی متغیرات  $I_C$  اور  $V_{CE}$  حاصل ہوتے ہیں جبکہ مساوات 3.205 اور مساوات 3.206 سے اسی شکل کے بدلتے متغیرات  $i_c$  اور  $v_{ce}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یک سمتی متغیرات شکل الٹ سے حاصل کئے گئے جہاں بدلتے متغیرات موجود نہیں۔

شکل 3.72 اف میں دئے گئے ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے پر داخلی جانب  $v_{be}$  لاگو کرتے ہوئے اور اس کے خارجی جانب مزاحمت  $R_C$  جوڑنے سے شکل 3.81 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 اُوہم کے قانون کی مدد سے حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں باہمی جانب اُوہم کے قانون کا صحیح استعمال دکھایا گیا ہے جہاں مزاحمت  $R$  میں اگر بر قی رو  $I$  دائیں سرے سے داخل ہو تو اُوہم 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 اُوہم کے قانون سے



شکل 3.81: پاریک 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 ہم  $v_{ce}$  حاصل کرنا ہو تو ہم شکل سے دیکھتے ہیں کہ یہ  $v_{R_C}$  کے الٹ ہے (یعنی  $v_{ce} = -v_{R_C}$ )۔

$$(3.210) \quad v_{ce} = -g_m R_C v_{be}$$

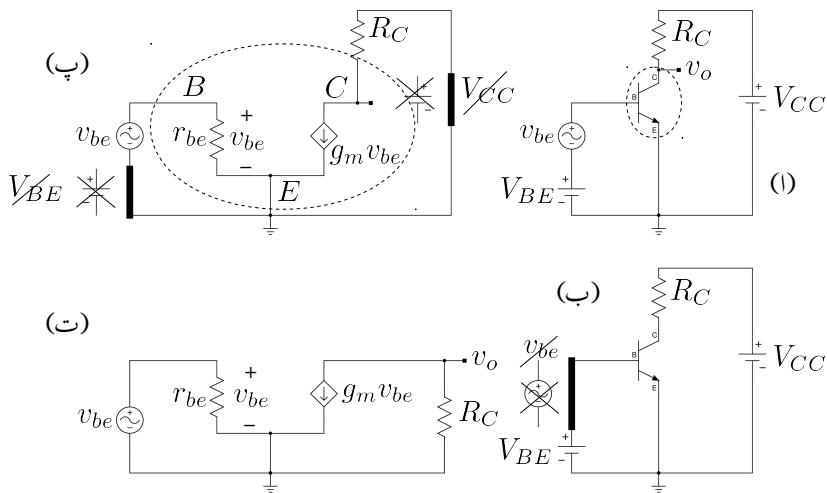
حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات ہی ہے جسے اصل ٹرانزسٹر کا دور حل کرتے حاصل کیا گیا تھا۔

مندرجہ بالا مساوات سے پاریک 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 انہائی 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 سمتی اور مساوی پاریک اشاراتی ادوار کیے حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہم نے اوپر دیکھا کہ بدلتے متغیرات کے مساوات میں تمام یک سمتی متغیرات کٹ جاتے ہیں۔ یوں کسی بھی دور کا مساوی پاریک اشاراتی دور حاصل کرتے وقت دور میں تمام یک سمتی منع کی قیمتیں صفر کر دیں جاتی ہیں اور ٹرانزسٹر کی جگہ ٹرانزسٹر کا پاریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کر دیا جاتا ہے۔ یک سمتی منع بر قی دباؤ کی قیمت صفر کرنے کی خاطر ان کے دونوں سرے قصر دور تصور کئے جاتے ہیں۔ اگرچہ موجودہ مثال میں یک سمتی منع بر قی رو استعمال نہیں کیا گیا لیکن اگر ایسا کیا جائے تو یک سمتی منع 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 سمتی دور، (ت) مساوی باریک اشاراتی دور

آنکی اب شکل 3.82 الف میں دئے دور کے مساوی ادوار حاصل کریں۔ شروع مساوی یک سمتی دور کے حصول سے کرتے ہیں۔

جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے کہ تمام بدلتے اشارات کی قیمت صفر کرنے سے دور کا مساوی یک سمتی دور حاصل ہوتا ہے۔ اس دور میں  $v_{be}$  بدلتا اشارہ ہے جسے دور سے خارج کرتے ہوئے اس مقام کو قصر دور کر دیا گیا ہے (یعنی جن دو برقی تاروں کے ساتھ  $v_{be}$  جزا تھان تاروں کو آپس میں جوڑ دیا گیا ہے جبکہ یہاں سے  $v_{be}$  کو نکال دیا گیا ہے۔ جوڑ کو وضاحت کی خاطر موٹی تار سے دکھایا گیا ہے)

شکل (پ) میں مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کی جگہ اس کا باریک اشاراتی  $\pi$  ریاضی نمونہ نسب کیا گا ہے جبکہ تمام یک سمتی منبع کو قصر دور کر دیا گیا ہے۔ پچھلے اصل دور یعنی شکل الف میں  $V_{BE}$  اور  $V_{CC}$  یک سمتی منبع ہیں لہذا انہیں قصر دور کیا گیا ہے۔ ان کی جگہ نسب تاروں کو وضاحت کی غرض سے موناکر کے دکھایا گیا ہے۔ شکل پ کو عموماً شکل ت کی مانند بنایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں بھی ایسا ہی کیا جائے گا۔ آپ تسلی کر لیں کہ شکل پ اور شکل ت بالکل یکساں ہیں۔

اس حصے میں ہم نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر ادوار کے حل حاصل کرتے وقت یہ ممکن ہے کہ پہلے بدلتے متغیرات کو نظر انداز کیا جائے اور اس کا یک سمتی دور حل کیا جائے۔ یوں حاصل یک سمتی متغیرات سے نقطہ کار کردگی پر ٹرانزسٹر

کے  $r_{be}$  اور  $g_m$  حاصل کئے جائیں اور پھر دور میں یک سمی میج 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 سمی دور حاصل کر کے اسے حل کرتے ہوئے  $I_C$  اور  $V_{CE}$  حاصل کریں۔ یہ نقطہ کار کردگی پر ٹرانزسٹر کے متغیرات ہیں۔

2. آگے بڑھنے سے پہلے تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر افزاں نہ خطے میں ہے (یعنی  $V_{CE} > V_{CE, \text{non-sat}}$ )۔

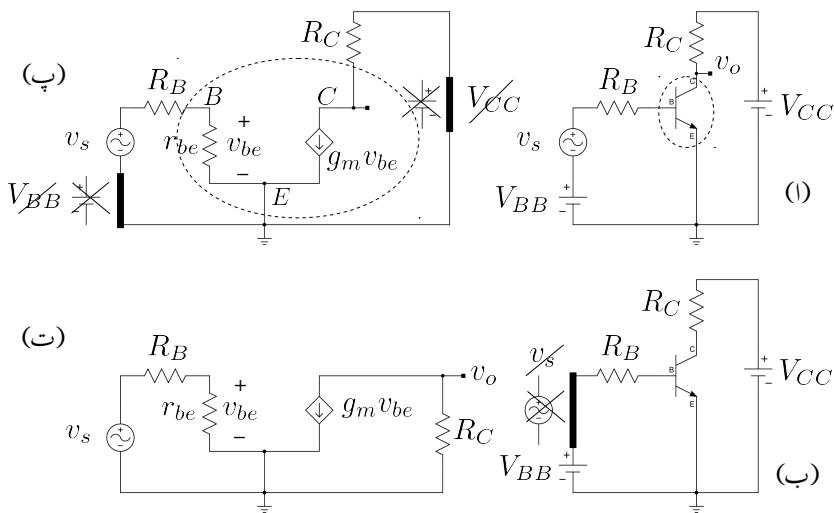
3. حاصل کردہ  $I_C$  استعمال کرتے ہوئے نقطہ کار کردگی پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں یعنی۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{1}{g_m}$$

4. اصل ٹرانزسٹر دور میں تمام 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: (أ) محاصل دور، (ب) مساوی پارک اشاراتی، (ج) مساوی پارک اشاراتی

5. حاصل مساوی پارک اشاراتی دور کو حل کرتے ہوئے ایمپلینیٹر کے خاصیت حاصل کریں۔ (مثلاً افزائش برقی دباد،  $A_v$ ، داخلی مزاحمت  $R_i$ ، خارجی مزاحمت  $R_o$  وغیرہ)

6. آخر میں اس بات کی بھی تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کر دگی یوں منتخب ہو کہ خارجی اشارہ (جسے  $v_o$  لکھا جائے گا) کے حیطے کے ثبت اور مقنی چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افراستندہ 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 پارک اشاراتی دور کو حل کرنا دیکھیں۔ ایسا شکل 3.83 کی مدد سے کرتے ہیں جس میں مزاحمت  $R_B$  بھی نسب کیا گیا ہے۔ یہاں ٹرانزسٹر کی افزائش برقی روکو  $\beta_0$  تصور کریں۔

شکل ب میں اس دور کا مساوی پارک سمتی دور حاصل کیا گیا ہے۔ اس کو حل کرتے ہوئے  $I_C$  اور  $V_{CE}$  حاصل کرتے ہیں۔ داخلی جانب چونکہ

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

ہے لذما

$$(3.212) \quad I_C = \beta_0 I_B = \beta_0 \left( \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہی جواب  $R_B$  کو 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  $V_{CE}$  نیافراہندہ سے کم ہوتی ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو گا اور اشارہ کو بڑھانے سے قادر ہو گا۔ اس صورت میں باریک اشاراتی تجربہ کرنے کی ضرورت نہیں۔

حاصل  $I_C$  سے ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ کے جزو  $g_m$  اور  $r_{be}$  حاصل کرنے کے بعد شکل ت سے افزائش  $A_v$  یوں حاصل کی جائے گی۔ داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_s = i_b (R_B + r_{be})$$

$$i_b = \frac{v_s}{R_B + r_{be}}$$

اور چونکہ  $v_{be} = i_b r_{be}$  ہے 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 افراکش  $A_v$  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 افراکنڈہ 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

$$\begin{aligned}\beta_0 &= 100 \\ V_{CC} &= 15 \text{ V} \\ V_{BB} &= 2.5 \text{ V} \\ R_C &= 7.5 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 180 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

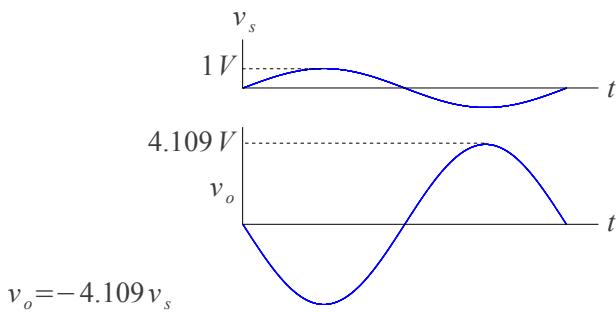
لیتے ہوئے باریک اشاراتی افراکش برتنی دباؤ  $A_v$  حاصل کریں۔ زیادہ سے زیادہ نا تراشیدہ خارجی اشارے حاصل ہوتے وقت داخلی اشارے کا جیٹہ دریافت کریں۔

حل: پہلے یک سمی 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  $V_{CE, \text{افراکنڈہ}} = 0.2 \text{ V}$  (یعنی  $0.2 \text{ V}$ ) سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراکنڈہ ہے اور یہ داخلی اشارے کو بڑھا سکتا ہے۔ آئین ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں۔

$$\begin{aligned}g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS} \\ r_{be} &= \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{40 \times 10^{-3}} = 2.5 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{40 \times 10^{-3}} = 25 \Omega\end{aligned}$$



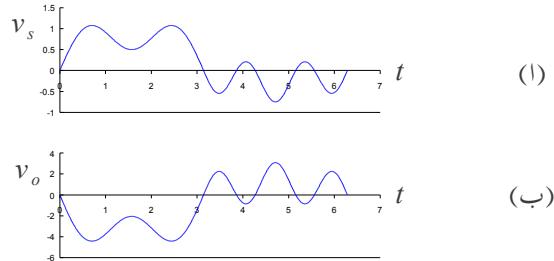
شکل 3.84: سائن-نمای اشارات

اور انہیں استعمال کرتے ہوئے باریک اشارات کی انفرائش بر قی دباؤ  $A_v$  حاصل کریں۔

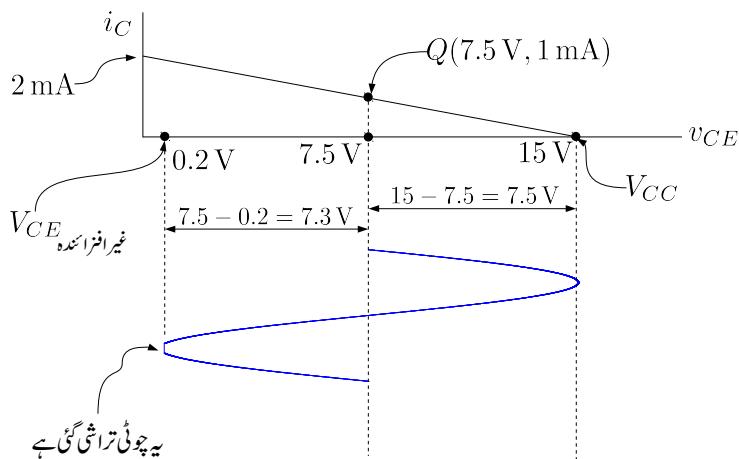
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} = -\frac{0.04 \times 2500 \times 7.5 \times 10^3}{180 \times 10^3 + 2500} = -4.109 \frac{V}{V}$$

اس مساوات کے مطابق یہ ٹرانزسٹر ایمپلیفیگر داخلي اشاره  $v_s$  کے جیتے کو 4.109 گناہ بڑھائے گا۔  $A_v$  کی قیمت منقی ہونے کا مطلب یہ ہے کہ جس لمحہ داخلي اشارہ ثابت ہو گا اس لمحہ خارجي اشارہ منقی 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 منقی ہوتا ہے اور جب داخلي اشارہ منقی ہوتا ہے اس دوران خارجي اشارہ ثابت ہوتا ہے۔ یہ جاننے کے لئے کہ اس ایمپلیفیگر سے کتنے جیتے کا زیادہ سے زیادہ خارجي اشارہ  $v_o$  حاصل کیا جاسکتا ہے ہم خط بوجھ 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 جیط رکھ سکتا ہے جبکہ دوسری جانب 7.3V کا۔ یوں جیسے ہی خارجي اشارے کا جیط 7.3V سے بڑھ جائے اس کا ایک طرف کئٹے شروع ہو جائے گا۔ 7.3V کے جیط کا خارجي اشارہ اس وقت حاصل ہو گا جب داخلي اشارے کا جیط 1.777V ہو گا یعنی

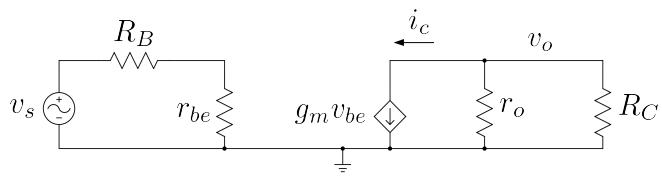
$$|v_s| = \left| \frac{v_o}{A_v} \right| = \left| \frac{7.3}{4.109} \right| = 1.777 V$$



حکل 3.85: خیز سائن - نمایش از



حکل 3.86: خارجی اشارے کی زیادہ سے زیادہ تراشیدہ چوٹی



شکل 3.87: ٹرانزسٹر کا خارجی مزاحمت شامل کرتے مساوی دور

مثال 3.40: مثال 3.39 میں ٹرانزسٹر کا اولی برق دباؤ  $V_A = 200 \text{ V}$  ہے۔ مکل 3.79 الف کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے  $A_v$  دوبارہ حاصل کریں۔

حل:  $r_o$  کی شمولیت سے یک سستی متغیرات متاثر نہیں ہوتے لہذا مثال 3.39 میں حاصل کی گئی قیمتیں یہاں کے لئے بھی درست ہیں۔ مساوات 3.63 سے

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{200}{1 \times 10^{-3}} = 200 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل 3.87 حاصل ہوتا ہے۔ اس دور کو حل کرتے ہیں۔ خارجی جانب متوازی جڑے  $R_C$  اور  $r_o$  کی کل مزاحمت ہے جسے عموماً  $\frac{r_o R_C}{r_o + R_C}$  لکھا جاتا ہے۔ یوں اس شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_o = -i_c \left( \frac{r_o R_C}{r_o + R_C} \right) = -i_c \left( \frac{200000 \times 7500}{200000 + 7500} \right) = -7229 i_c$$

$$i_c = g_m v_{be} = 40 \times 10^{-3} v_{be}$$

$$v_{be} = \left( \frac{r_{be}}{R_B + r_{be}} \right) v_s = \left( \frac{2500}{180000 + 2500} \right) v_s = 0.0137 v_s$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس طرح

$$v_o = -7229 \times 40 \times 10^{-3} \times 0.0137 v_s = -3.96 v_s$$

حاصل ہوتا ہے یعنی

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -3.96 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 3.39 میں  $A_v = -4.109 \frac{V}{V}$  حاصل ہوا تھا۔ یوں  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے جواب میں صرف

$$\left| \frac{3.96 - 4.109}{3.96} \right| \times 100 = 3.76 \%$$

تبدیلی آئی۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرنے سے قابل نظر انداز غلطی پیدا ہوتی ہے۔ یہ اہم نتیجہ ہے جس کی بنا پر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر حل کرتے ہوئے عموماً  $r_o$  کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں جہاں  $r_o$  کا کردار اہم نہ ہو، اسے نظر انداز کیا جائے گا۔ یاد رہے کہ حقیقت میں  $r_o$  پایا جاتا ہے لہذا  $\infty \rightarrow R_C$  کرنے سے لامحدود افزائش حاصل نہیں ہو گی چونکہ خارجی جانب  $R_C$  اور  $r_o$  متوازی جڑے ہیں اور ان کی مجموعی مزاحمت کسی صورت  $R_C$  یا  $r_o$  سے زیادہ نہیں ہو سکتی۔

مثال 3.41: شکل 3.88 اف کے ایمپلیفائر میں  $R_E$  کا اضافہ کیا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کی افزائش  $A_v$  اور داخلی مزاحمت  $r_i$  حاصل کریں۔

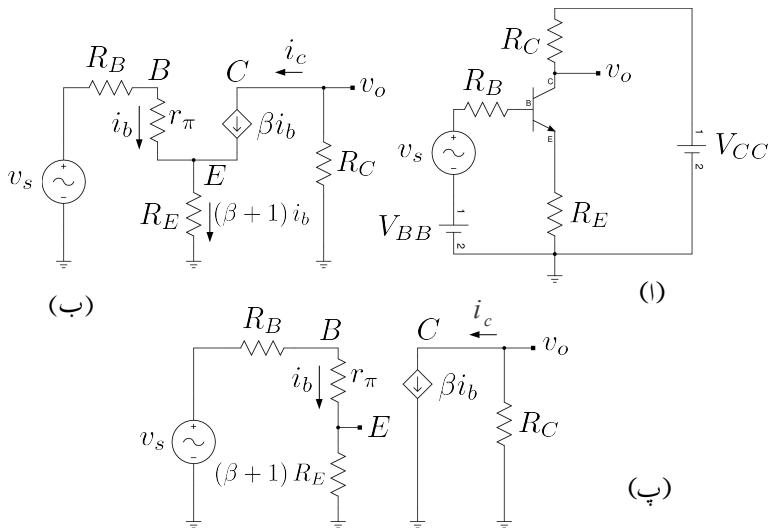
حل: ایمپلیفائر میں بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ حاصل  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے چونکہ صرف اسی صورت ٹرانزسٹر اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔



شکل 3.88: ایک پلینٹ بسہ

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 قیمتیں استعمال نہیں کی گئی ان کو پھر بھی حاصل کیا گیا ہے۔ تمام جزو حاصل کرنے کی عادت اچھی ثابت ہوتی ہے۔

شکل ب میں پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 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 کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_s &= i_b R_B + i_b r_\pi + (\beta + 1) i_b R_E \\ &= i_b \left( R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E \right) \end{aligned}$$

اور یوں

$$i_b = \frac{v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات سے دور کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$r_i = \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E$$

خارجی جانب کے دائرے میں چونکہ  $v_o = -i_c R_C$  اور  $i_c = \beta i_b$  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 کرخوف کا قانون برائے بر قی دباؤ استعمال کرنے سے

$$v_s = i_b R_B + i_b r_\pi + i_b (\beta + 1) R_E$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ بالکل شکل ب سے حاصل مساوات کی طرح ہے جس سے داخلی باریک اشاراتی مزاحمت بھی بالکل وہی حاصل ہوتا ہے یعنی

$$r_i = \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E$$

اسی طرح خارجی جانب بیہاں بھی 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 استعمال کیا جائے گا۔ جب بھی پست تعدد پر چلنے والے ٹرانزسٹر کے ایمٹر مشترک<sup>48</sup> یا کلکٹر مشترک ایکپلیفائر میں مزاحمت  $R_E$  استعمال کیا جائے، اس کا مساوی باریک اشاراتی دور بناتے 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 ایکپلیفائر کے لئے ایسا کر کے جواب حاصل کرنا ممکن نہ ہو گا۔

<sup>48</sup> مشترک بیٹر، مشترک کلکٹر اور مشترک میں کی پیچان حصہ 19.3 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 حصول کے تیرے قدم پر  $r_e$  کو  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  لکھا گیا۔ اس مساوات کا انتہائی آسان مطلب ہے جس کی مدد سے اسے با آسانی یاد رکھا جاسکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے گلکٹر پر کل مزاحمت  $R_C$  ہے جبکہ اس کے ایمپلیٹر پر مزاحمت  $R_E$  کے ساتھ سلسلہ وار  $r_{be}$  اور  $R_B$  کے عکس  $\frac{R_B}{\beta+1}$  اور  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  منسلک ہیں۔  $\sum R_E$  کو  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  لکھا جاسکتا ہے۔ یوں ایمپلیٹر پر کل مزاحمت کی قیمت

$$\sum R_E = \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E$$

ہے۔ اس مساوات میں  $R_B$  داخلی اشارہ  $v_s$  کے ساتھ سلسلہ وار جڑی مزاحمت ہے۔ گلکٹر پر کل مزاحمت کو  $\sum R_C$  لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.217) \quad A_v = -\alpha \left( \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -\alpha \left( \frac{\text{مزاحمت کل پر گلکٹر}}{\text{مزاحمت کل پر ایمپلیٹر}} \right)$$

مساوات 3.217 نہایت 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 بیس جانب قدر دور ہو جائے گا اور داخلی اشارے  $v_s$  کے ساتھ صرف ایک عدد مزاحمت  $R_B$  پایا جائے گا۔ مساوات 3.217 کے صحیح استعمال کے لئے یہ ضروری ہے کہ ایمپلیٹر کے بیس جانب حصے کا مساوی دور اسی طرز پر ہو۔

یہ دیکھنے کی خاطر کہ مندرجہ بالا مساوات واقعی عمومی مساوات ہے ہم مساوات 3.214 کو بھی اسی صورت میں

بدلتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 A_v &= -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} \\
 &= -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \\
 &= -\frac{\beta R_C}{(\beta + 1) \left( \frac{R_B}{\beta+1} + \frac{r_{be}}{\beta+1} \right)} \\
 &= -\frac{\alpha R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e} \\
 &= -\alpha \left( \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right)
 \end{aligned}$$


---

مثال 3.42: شکل 3.88 الف میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 2.35 \text{ V}$$

$$\beta = 99$$

$$R_B = 150 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 75 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 15 \text{ k}\Omega$$

لیتے ہوئے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $A_v = \frac{v_s}{i_b}$  اور افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سختی 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 اضافہ کرنے سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراستنڈہ 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 نموذج 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۔

$$\begin{aligned} r_i &= \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E \\ &= 150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000 \\ &= 1.67475 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

ایمپلیفیاٹر کی افزائش برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

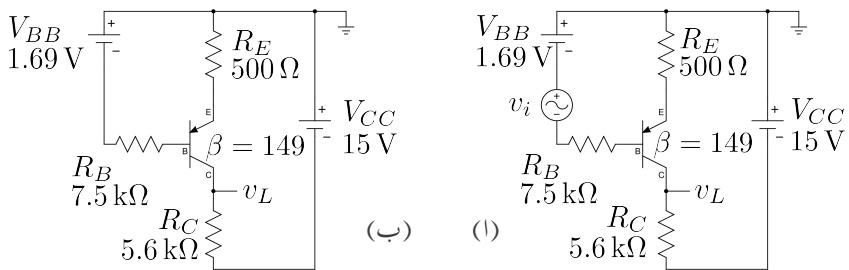
$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ &= -\frac{99 \times 75000}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\ &= -4.4335 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

مساوات 3.217 کی مدد سے یہی جواب سیدھے حاصل کیا جاسکتا ہے جہاں

$$\sum R_C = R_C = 75 \text{ k}\Omega$$

اور

$$\begin{aligned} \sum R_E &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \\ &= \frac{150000}{99 + 1} + 247.5 + 15000 \\ &= 16747.5 \Omega \end{aligned}$$



شکل 3.89: جمع-منفی-جمع ایپلینگر

لئے جائیں گے اور یوں

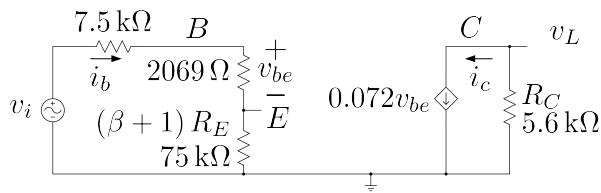
$$A_v = -\alpha \left( \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -0.99 \times \left( \frac{75000}{16747.5} \right) = -4.4335 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.43: شکل 3.89 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کریں۔ اگر  $v_i = 0.001 \sin \omega t$  تو تب کیا ہو گا؟

حل: بدلتے متغیرات کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل 3.89 ب سے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ داخلی جانب

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\ &= I_E R_E + V_{EB} + \left( \frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B \\ &= V_{EB} + I_E \left( R_E + \frac{R_B}{\beta + 1} \right) \end{aligned}$$



شکل 3.90: جمع-متفاہی پلیگار مساوی دور 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 قیمتیوں 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 باریک 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 مزاجمت 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  $R'_i$  سے مراد  $R$  کا ٹرانزسٹر میں عکس مطلب لیتے ہیں۔ یہاں ہم  $R'_i$  سے ہرگز یہ مراد نہیں لے رہے۔ امید کی جاتی ہے کہ اس حصے میں اس حقیقت کو آپ ذہن میں رکھیں گے]۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} R_i &= (\beta + 1) (r_e + R_E) \\ (3.218) \quad &= r_{be} + (\beta + 1) R_E \\ R'_i &= R_B + R_i \\ &= R_B + (\beta + 1) (r_e + R_E) \end{aligned}$$

ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب ان داخلی مزاحمت کے عکس

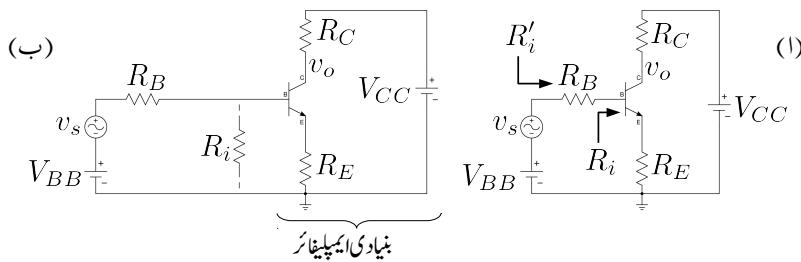
$$\begin{aligned} \frac{R_i}{\beta + 1} &= r_e + R_E \\ \frac{R'_i}{\beta + 1} &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \end{aligned}$$

ہیں۔ مساوات 3.217 میں  $\sum R_E$  سے مراد داخلی مزاحمت  $R'_i$  کا عکس ہے۔ آئیں اب اسی ایکٹر کو دوسری نظر سے دیکھیں۔

شکل 3.91 ب میں بنیادی ایکٹر کی نشاندہی کی گئی ہے۔  $R_B$  اس بنیادی ایکٹر کا حصہ نہیں ہے۔ ٹرانزسٹر کے بین سے دیکھتے ہوئے ایکٹر مزاحمت  $R_i$  نظر آتا ہے۔ اس حقیقت کی وضاحت شکل ب میں ٹرانزسٹر کے بین جانب  $R_i$  دکھائی کی گئی ہے۔

شکل 3.92 میں ایکٹر 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

$$\begin{aligned} v_b &= \left( \frac{R_i}{R_B + R_i} \right) v_s \\ (3.219) \quad &= \left( \frac{(\beta + 1) (r_e + R_E)}{R_B + (\beta + 1) (r_e + R_E)} \right) v_s \end{aligned}$$



: 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

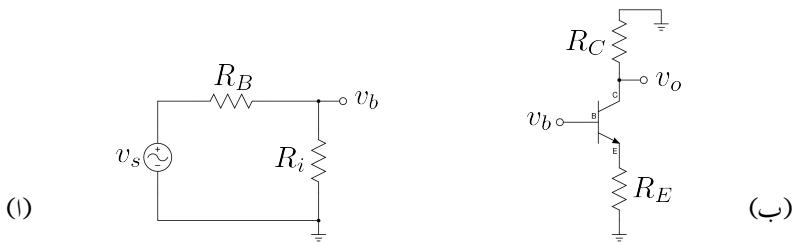
$$(3.222) \quad v_o = -\left(\frac{R_C}{r_e + R_E}\right) \left(\frac{(\beta+1)(r_e + R_E)}{R_B + (\beta+1)(r_e + R_E)}\right) v_s$$

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  $r_e + R_E$  دراصل  $\sum R_E$  ہے جو از خود داخلی مزاحمت کا بیٹھ 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

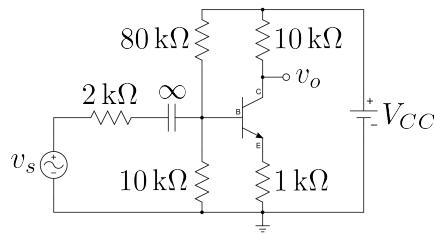


شکل 3.92:

ہے۔ ایک پلیفار تخلیق دیتے وقت اس حقیقت کو سامنے رکھا جاتا ہے۔ عموماً ہمیں زیادہ داخلی مزاحمت اور زیادہ افزائش درکار ہوتے ہیں۔ ایسی صورت میں مصالحت سے کام لیا جاتا ہے اور خواہشات کو کم کرتے ہوئے درمیانے جوابات تسلیم کئے جاتے ہیں۔ یہ بتلاتا چلوں کہ ایک سے زیادہ ایک پلیفار استعمال کرتے ہوئے کسی بھی قیمت کے داخلی مزاحمت اور افزائش حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ اس طرح کے ایک پلیفار آپ آگے جا کر دیکھیں گے۔

ایک پلیفار 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 ایک پلیفار کا داخلی مزاحمت  $R_i$  حاصل کریں۔
- دور میں بنیادی ٹرانزسٹر ایک پلیفار 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 ایک پلیفار کی افزائش کا حاصل کریں۔  $A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$  سے مراد بنیادی ایک پلیفار 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 ایمپلینیفائر کا داخلی مزاجت حاصل کرتے ہوئے افزائش  $A_v = \frac{v_o}{v_s}$  حاصل کریں۔  $\beta = 100$  اور  $r_e = 25 \Omega$  ہیں۔ باریک اشاراتی دور میں کپیسٹر کو قصر دور تصور کریں۔

حل: شکل 3.94 میں بدلتی رو مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی مزاجت 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

$$v_b = \left( \frac{8186}{2000 + 8186} \right) v_s = 0.8036 v_s$$

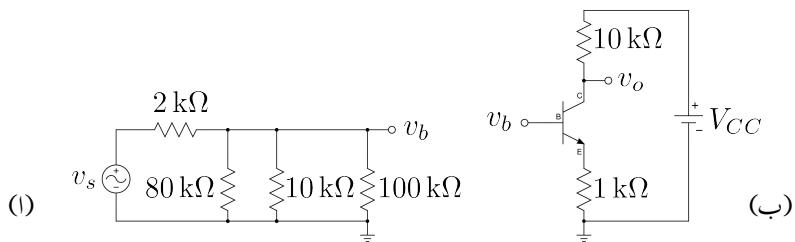
حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب سے

$$A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{10000}{25 + 1000} = -9.756 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

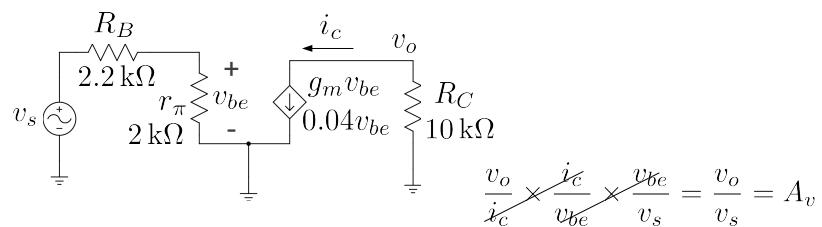
حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_b} \times \frac{v_b}{v_s} = -9.756 \times 0.8036 = -7.839 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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 بیکھتے 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

$$(3.224) \quad \begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{r_\pi + R_B} \end{aligned}$$

ان تین مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.225) \quad \begin{aligned} \frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -10000 \\ \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.04 \\ \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} = \frac{2000}{2000 + 2200} = 0.4762 \end{aligned}$$

اس مساوات کے پہلی جزو کے باسیں ہاتھ کے دو متغیرات  $v_o$  اور  $i_c$  کے قیمتیں دور حل کرنے کے بعد ہی ہمیں معلوم ہوتی ہیں جبکہ مساوات کے دوسرے ہاتھ پر  $-R_C$  کی قیمت 10000 ہے۔ ہمیں دور حل کرنے سے پہلے ہی معلوم ہے۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے پہلے ہمیں نہ تو  $v_o$  کی قیمت معلوم ہے اور ناہی  $i_c$  کی، مگر اس مساوات کے تحت ہم جانتے ہیں کہ  $\frac{v_o}{i_c}$  ہر صورت 10000 کے برابر ہو گا۔

اسی طرح مندرجہ بالا مساوات کے دوسرے جزو میں باسیں ہاتھ  $i_c$  اور  $v_{be}$  کی قیمتیں صرف دور حل کرنے کے بعد ہی ہمیں معلوم ہوتی ہیں جبکہ دوسرے ہاتھ  $g_m$  کی قیمت 0.04 ہمیں پہلے سے معلوم ہے۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے پہلے ہمیں نہ تو  $i_c$  کی قیمت معلوم ہے اور ناہی  $v_{be}$  کی، مگر ہم جانتے ہیں کہ ہر  $\frac{i_c}{v_{be}}$  صورت 0.04 کے برابر ہو گا۔

اسی طرح مساوات کے تیسرا جزو سے ہم جانتے ہیں کہ  $\frac{v_{be}}{v_s}$  کی قیمت ہر صورت 0.4762 رہے گی۔

آسکیں ان معلومات کو زیرِ 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 توسمیں میں بند تناسب کے قیمتیں مساوات 3.225 میں دی گئی ہیں۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے قبل، مساوات 3.226 کے دوسرے ہاتھ متغیرات (یعنی  $v_o$ ,  $i_c$ ,  $v_{be}$  وغیرہ) کی قیمتیں ہم نہیں جانتے لیکن مساوات 3.225 کی مدد سے ان تینوں نسبت کے قیمتیں ہم جانتے ہیں اور یوں ہم اس سے  $A_v$  کی قیمت حاصل کر سکتے ہیں یعنی

$$(3.227) \quad A_v = -10000 \times 0.04 \times 0.4762 = -190 \frac{V}{V}$$

زنجیری ضرب لکھنے وقت مندرجہ ذیل نقطات 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 نمونہ کے تمام جزو (مسٹلا  $g_m$ ،  $r_\pi$  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 داعیں ہاتھ معلوم متغیرات یعنی مزاحمت یا ریاضی نمونہ کے جزو پائے جائیں گے۔
4. زنجیری ضرب لکھتے ہوئے ایک پلیگار کے خارجی نقطے سے شروع کرتے ہوئے داخلی جانب پلتے ہوئے زنجیر کی کڑی جوڑتے رہیں۔
5. زنجیری ضرب کی ہر نئی کڑی (توسین) میں اوپر لکھا متغیرہ گزشته کڑی (توسین) کا نچلا متغیرہ ہو گا۔

مساوات 3.226 کے زنجیری ضرب پر دوبارہ غور کرتے ہیں۔ زنجیری ضرب شکل 3.95 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

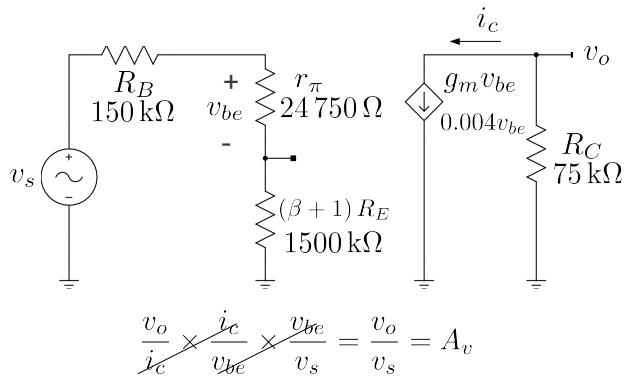
$$A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \times \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

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 ہاریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم مندرجہ ذیل مساوات لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.228) \quad \begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E} \end{aligned}$$



ٹکل 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 دیکھا ہے کہ  $i_c$  کو کیسے لکھا جاسکتا ہے

ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ  $i_c = g_m v_{be}$  کی مدد سے لکھا جاسکتا ہے۔ تیرے قدم پر ہم دیکھتے ہیں کہ  $v_s$  کی مدد سے لکھا جاسکتا ہے۔

---

مثال 3.46: شکل 3.97 اف کے ایک پلیناٹر میں

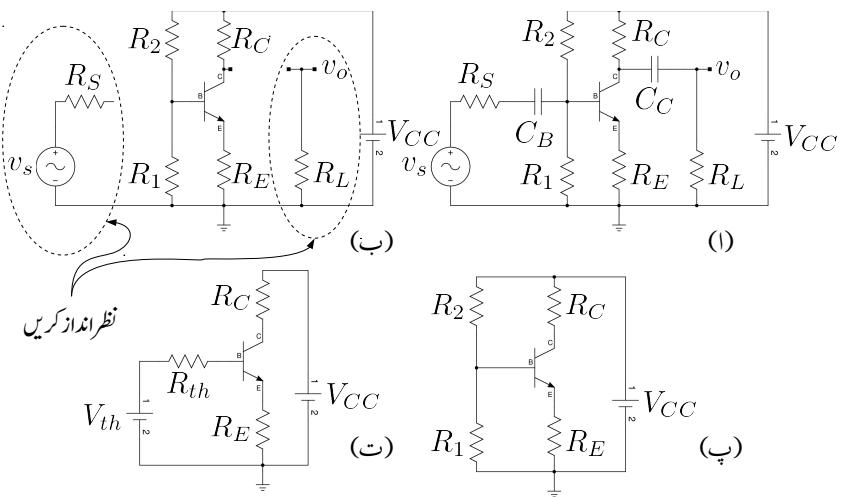
$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$\beta = 179$
$R_C = 75 \text{ k}\Omega$	$R_E = 15 \text{ k}\Omega$
$R_1 = 320 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega$
$R_S = 5 \text{ k}\Omega$	$R_L = 375 \text{ k}\Omega$

ہیں۔ ایک پلیناٹر کی افزائش برقی دباؤ  $A_v = \frac{v_o}{v_s}$  حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایک پلیناٹر میں عموماً کپیسٹر استعمال کئے جاتے ہیں جن کا ایک اہم مقصد یک سمی برقی دباؤ اور یک سمی برقی روکو دور کے محدود حصے کے اندر رکھنا ہوتا ہے۔ عموماً ان کپیسٹر کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ اشارات کے تعدد پر ان کپیسٹر کی برقی رکاوٹ کم سے کم ہو۔ یوں اشارات بغیر لگھنے ان سے گزر سکتے ہیں۔ چونکہ کپیسٹر یک سمی متغیرات کے لئے کھلے دور کے طور کام کرتا ہے لہذا بدلتے اشارات کے ساتھ منسلک دور کے حصہ ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی کو متاثر نہیں کر سکتے چونکہ ان تک یک سمی متغیرات کی رسائی نہیں ہوتی۔ ہم ایک پلیناٹر ادوار میں تصور کریں گے کہ بدلتے اشارات کے لئے کپیسٹر قصر دور کے طور کام کرتے ہیں اور یک سمی متغیرات کے لئے یہ کھلے دور کے طور کام کرتے ہیں۔ جہاں ایسا تصور نہ کرنا ہو وہاں بتلایا جائے گا۔

مساوی یک سمی دور حاصل کرنے کی غرض سے شکل ب میں کپیسٹروں کو کھلے دور کر دیا گیا ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دو جگہ دور کے حصے یک سمی دور سے منقطع ہو جاتے ہیں۔ انہیں نقطہ دار لکیروں میں گھیرا دکھایا گیا ہے۔ ان حصوں کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل پ 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 ایک پلیناٹر میں باریک اشارات کو بذریعہ کپیسٹروں کے یوں منتقل کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردگی متاثر نہ ہو۔



شکل 3.97: یک سمی اور بدلتے متغیرات کے عیندگی کی مثال

مسئلہ ہونن کی مدد سے شکل ت میں اسی یک سمی دور کو دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں

$$V_{th} = \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{320 \times 10^3 \times 15}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} = 2.37624 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{320 \times 10^3 \times 1.7 \times 10^6}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} = 269.3 \text{ k}\Omega$$

آئیں یک سمی متغیرات حاصل کریں۔

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta+1} + R_E} \\ &= \frac{2.37624 - 0.7}{\frac{269.3 \times 10^3}{179+1} + 15 \times 10^3} \\ &= 0.1016 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ &= 15 - 0.1016 \times 10^{-3} \times (75 \times 10^3 + 15 \times 10^3) \\ &= 5.856 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل  $V_{CE} > 0.2 \text{ V}$  لہذا ٹرانزسٹر افزاں نہ ہے۔ ٹرانزسٹر کے  $\pi$  ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1016 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4.046 \text{ mS}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{179}{4.064 \times 10^{-3}} = 44.045 \text{ k}\Omega$$

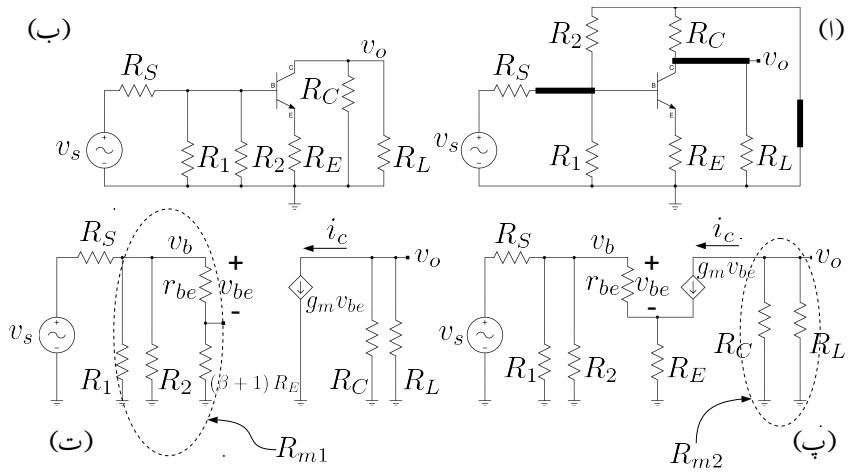
$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = 246 \Omega$$

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 پرلتا 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 نکتے پر غور کرتے ہیں۔ شکل ت میں ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر برقی دباؤ کو  $v_b$  لکھا گیا ہے۔ شکل ت میں  $R_1$ ،  $R_2$  اور  $[r_{be} + (\beta + 1) R_E]$  آپس میں متوازی جڑے ہیں۔ ان متوازی جڑے مزاجتوں کی کل قیمت کو  $R_{m1}$  لکھتے ہیں جہاں

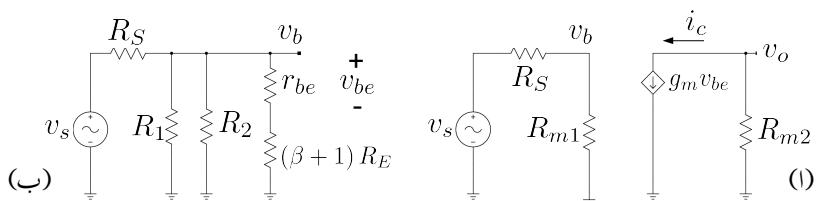
$$(3.231) \quad \frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

شکل (ت) سے زنجیری ضرب لکھ کر  $A_v$  حاصل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے  $v_b$  پر غور کرتے ہیں۔ شکل 3.99 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 دوڑ



کل 3.99 کا حصول  $v_{be}$  اور  $v_b$

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۔

آئیں اسی افراٹش کو صفحہ 354 پر دئے مساوات 3.217 کی مدد سے حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر پہلے دور کو مخصوص شکل میں لایا جائے گا۔ اس شکل میں ٹرانزسٹر کے بیس جانب بدلتا اشارہ اور مزاحمت سلسلہ وار جڑے ہونے چاہئے۔ پہلے یہی کرتے ہیں۔

شکل 3.98 ب میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کے حصے کو شکل 3.100 اف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کا تھونن مساوی دور حاصل کرتے ہیں۔ متوالی جڑے  $R_1$  اور  $R_2$  کی مجموعی مزاحمت کو  $R_{12}$  کہتے ہوئے

$$\begin{aligned} R_{12} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \\ &= \frac{320 \times 10^3 \times 1.7 \times 10^6}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} \\ &= 269.3 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے تھونن مساوی دور میں حاصل مزاحمت کو  $R'_i$  اور حاصل برقی دباؤ کے اشارے کو  $v'_i$  لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{R_S R_{12}}{R_S + R_{12}} \\ &= \frac{5 \times 10^3 \times 269.3 \times 10^3}{5 \times 10^3 + 269.3 \times 10^3} \\ &= 4.91 \text{ k}\Omega \\ v'_i &= \left( \frac{R_{12}}{R_S + R_{12}} \right) v_s \\ &= \left( \frac{269.3 \times 10^3}{5000 + 269.3 \times 10^3} \right) v_s \\ &= 0.98177 v_s \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned}\sum R_C &= \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \\ &= \frac{75 \times 10^3 \times 375 \times 10^3}{75 \times 10^3 + 375 \times 10^3} \\ &= 62.5 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\sum R_E &= \frac{R'_i}{\beta + 1} + r_e + R_E \\ &= \frac{4910}{179 + 1} + 246 + 15000 \\ &= 15.273 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ مساوات 3.217 سے

$$\begin{aligned}\frac{v_o}{v'_i} &= -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\ &= -0.994444 \times \frac{62.5 \times 10^3}{15.273 \times 10^3} \\ &= -4.0693 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

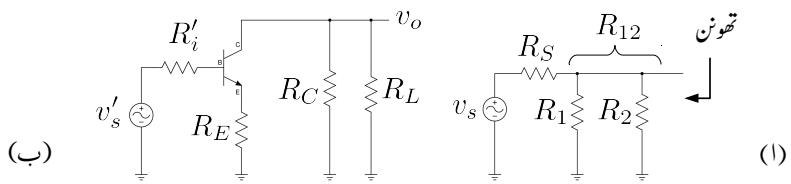
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\begin{aligned}A_v &= \frac{v_o}{v'_i} \times \frac{v'_i}{v_s} \\ &= -4.0693 \times 0.98177 \\ &= -3.995 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ مساوات 3.217 کی قوت استعمال سے متاثر ہو سکتے ہیں۔

$R_S$  کو ایک پلینگر کا حصہ تصور نہیں کرتے ہوئے باریک اشاراتی داخل مزاحمت  $r_i$  شکل 3.98 ت سے حاصل کرتے ہیں جہاں ہم دیکھتے ہیں کہ یہ دراصل  $R_{m1}$  ہی ہے اور یوں

$$r_i = R_{m1} = 245.2386 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.100: کل مکلف اور لیٹر مزاحمت کے شرح سے افراکش کا حصول

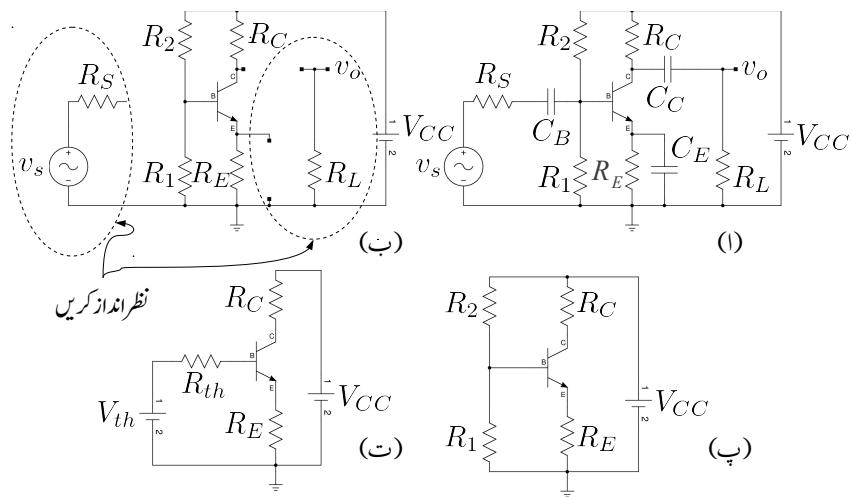
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی داخلی مزاحمت کا دار و مدار  $R_1$ ،  $R_2$  اور ٹرانزسٹر کے بین سرے پر دیکھتے ہوئے مزاحمت  $(r_{be} + (\beta + 1)R_E)$  پر ہے۔ ان تمام قیمتوں میں عموماً  $r_{be}$  کی قیمت نسبتاً کم ہوتی ہے۔

مثال 3.47: شکل 3.97 الف میں  $R_E$  کے متوالی کپیسٹر  $C_E$  نسب کریں جہاں  $C_E$  کی قیمت اتنی ہے کہ یہ اشارہ کو کم سے کم گھٹاتا ہے۔ اس ایکلیفائر کی داخلی مزاحمت  $r_i$  اور افراکش  $A_v$  حاصل کریں۔

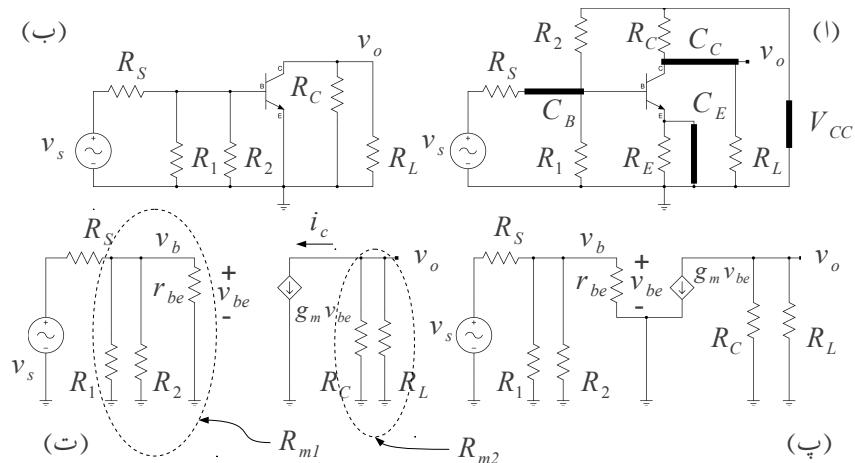
$$\begin{array}{ll}
 V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\
 R_C = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\
 R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\
 R_S = 5 \text{ k}\Omega & R_L = 375 \text{ k}\Omega
 \end{array}$$

حل: کپیسٹر سمیت دور کو شکل 3.102 میں دکھایا گیا ہے۔ اس کا مساوی یک سمیت دور حاصل کرنا شکل ب، پ اور ت میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کپیسٹر  $C_E$  کے شمولیت سے بھی ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی پر کسی قسم کا کوئی اثر نہیں پڑا۔ یوں پچھلی مثال کے نتائج یہاں استعمال کئے جاسکتے ہیں یعنی

$$\begin{aligned}
 g_m &= 4.064 \text{ mS} \\
 r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\
 r_e &\approx 246 \Omega
 \end{aligned}$$



شکل 3.101: مثال کامساوی یک سرتی دور



شکل 3.102: مثال کامساوی بار یک اشاراتی دور

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 دور کا حصہ نہیں بنتا۔ یوں شکل ت سے

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}}$$

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_C}$$

حاصل ہوتا ہے جن سے

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320 \times 10^3} + \frac{1}{1.7 \times 10^6} + \frac{1}{44045}$$

$$R_{m1} = 37.854 \text{ k}\Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75 \times 10^3} + \frac{1}{37.5 \times 10^3}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

تینیں ملتی ہیں۔ شکل سے زنجیری ضرب لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اس مثال میں  $v_b$  ہی  $v_{be}$  ہے۔ یوں

$$A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

لکھا جائے گا جہاں

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_{be}}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{37.854 \times 10^3}{37.854 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 0.8833$$

جس سے

$$A_v = (-62500) \times (0.004064) \times (0.8833) = 224 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے۔ گزشتہ مثال کی افراش کے ساتھ موازنہ کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ  $C_E$  نسب کرنے سے افراش 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۔

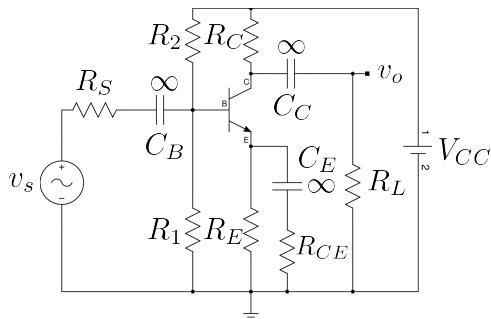
شکل سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$r_i = R_{m1} = 37.854 \text{ k}\Omega$$

جہاں  $R_S$  کو ایک پلیٹر کا حصہ نہیں تصور کیا گیا ہے۔ گزشتہ ایک پلیٹر کے ساتھ موازنہ کرنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ داخلی مزاحمت بہت کم ہو گئی ہے۔ باریک اشارات کے لئے کپیسٹر  $C_E$  بطور قصر دور کام کرتا ہے اور یوں ٹرانزسٹر کے میں سرے پر دیکھتے ہوئے ہمیں صرف  $r_{be}$  نظر آتا ہے۔ داخلی مزاحمت متوازی جڑے  $R_1$ ،  $R_2$  اور  $r_{be}$  پیدا کرتے ہیں اور یوں اس کی قیمت کم ہو گئی ہے۔

مندرجہ بالا دو مثالوں سے ہم دیکھتے ہیں کہ  $R_E$  اور  $C_E$  کے استعمال سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت اور افراش  $A_v$  متاثر ہوتے ہیں۔ ان میں ایک بڑھانے سے دوسرا گھشتا ہے۔

مثال 3.48: کپیسٹر  $C_E$  اور مزاحمت  $R_{CE}$  سلسلہ وار جڑتے ہوئے انہیں شکل 3.97 اف میں  $R_E$  کے متوازی نسب کریں۔ حاصل ایک پلیٹر کی داخلی مزاحمت  $r_i$  اور افراش  $A_v$  حاصل کریں۔  $R_{CE}$  کی قیمت



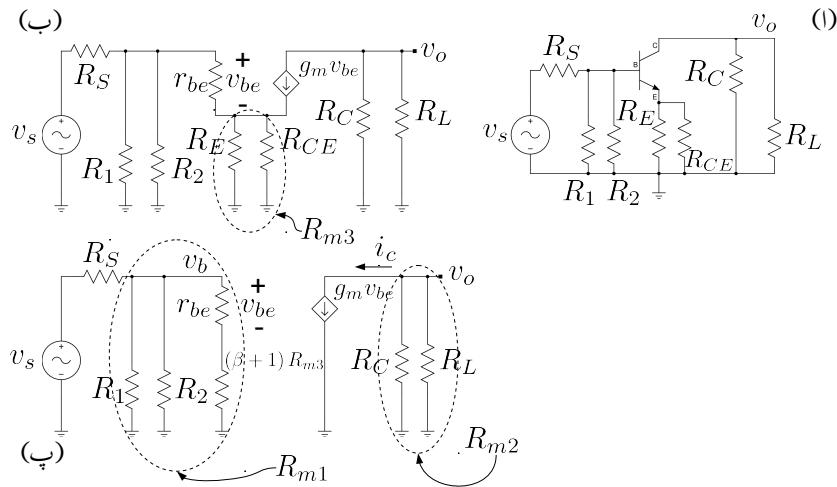
شکل 3.103: یک سستی اور باریک اشارات کے علیحدگی کی ایک اور مثال

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 جاسکتی ہے۔ جیسا پہلی بتایا گیا کہ باریک اشارات کو بغیر گھٹانے متعلق کرنے کی خاطر کپیسٹر کی قیمت زیادہ سے زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل میں کپیسٹر پر لامحدود کا نشان ( $\infty$ ) اسی حقیقت کو بیان کرتا ہے جہاں اس کا مطلب یوں لیا جاتا ہے کہ باریک اشارات کے تعداد پر  $|Z_C|$  کی قیمت صفر لی جائے۔

اس دور کا بھی یک سستی مساوی دور پہلی مثالوں کی طرح رہے گا اور یوں وہاں کے نتائج یہاں قابل استعمال ہیں۔ باریک اشاراتی دور کا حصول شکل 3.104 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۔  $R_{m2}$  کی قیمتیں پہلے حاصل کی جائیں



ڪل 3.104: مثال کا باریک اشاراتی دور

گی۔ دور میں دی گئی معلومات کو اپنی سہولت کی خاطر یہاں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$\begin{array}{ll}
 V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\
 R_C = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\
 R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\
 R_S = 5 \text{ k}\Omega & R_L = 375 \text{ k}\Omega \\
 R_{CE} = 100 \Omega &
 \end{array}$$

اسی طرح یک سمتی حل کے بعد حاصل کئے گئے ریاضی نمونہ کے جزو بھی یہاں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 g_m &= 4.064 \text{ S} \\
 r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\
 r_e &\approx 246 \Omega
 \end{aligned}$$

اور انہیں استعمال کرتے ہوئے حاصل کرتے ہیں۔

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75000} + \frac{1}{375000}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{R_{m3}} = \frac{1}{15000} + \frac{1}{100}$$

$$R_{m3} = 99.3377 \Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320000} + \frac{1}{1700000} + \frac{1}{44045 + (179 + 1) \times 99.3377}$$

$$R_{m1} = 50.348 \text{ k}\Omega$$

شکل 3.104 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 نتائج کو استعمال کرتے ہوئے شکل پ سے ہی  $A_v$  حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_b} \right) \left( \frac{v_b}{v_s} \right) \\ &= (-62500) \times (0.004064) \times (0.711255) \times (0.9096625) \\ &= -164 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

اسی شکل سے ایکپلینیگر 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 ایکپلینیگر 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۔ کپیٹر  $C_E$  اور مزاحمت  $R_{CE}$  کے استعمال سے یہ ممکن ہے کہ ہم ٹرانزسٹر ایمپلینیٹر کی افراکش اپنے مرضی سے طے کر سکیں۔ اس مثال میں اگر  $R_{CE}$  کی قیمت صفر رکھی جائے تو زیادہ سے زیادہ افراکش حاصل ہوتی ہے اور اگر  $R_{CE}$  کی قیمت لاحدہ کر دیا جائے تو کم سے کم افراکش حاصل ہوتی ہے۔  $R_{CE}$  کی قیمت ان حدود کے درمیان رکھتے ہوئے افراکش بھی دو حدود کے اندر کھینچ پر بھی رکھی جاسکتی ہے۔ مساوات 3.217 یعنی

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے اس حقیقت کو با آسانی سمجھا جا سکتا ہے۔ اس مثال میں متوازی چڑھے مزاحمت  $R_E$  اور  $R_{CE}$  کے کل مزاحمت کو  $\sum R_E$  کھینچ گے۔ یہاں چونکہ  $R_E$  کو نقطہ کار کر دی گی تعین کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا ہے لہذا اس کو تبدیل کئے بغیر  $A_v$  میں تبدیلی  $R_{CE}$  کی مدد سے حاصل کی جاسکتی ہے۔

---



---

مثال 3.49: ڈھکل 3.105 میں  $r_i = 5 \text{ k}\Omega$  اور  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  اور جبکہ  $\beta = 120$  ہیں۔ بر قی رو افراکش  $A_i = -30 \frac{\text{A}}{\text{A}}$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: مساوی دور سے افراکش لکھتے ہیں

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = -30 = -120 \left( \frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + r_i \| R_1 \| R_2} \right)$$

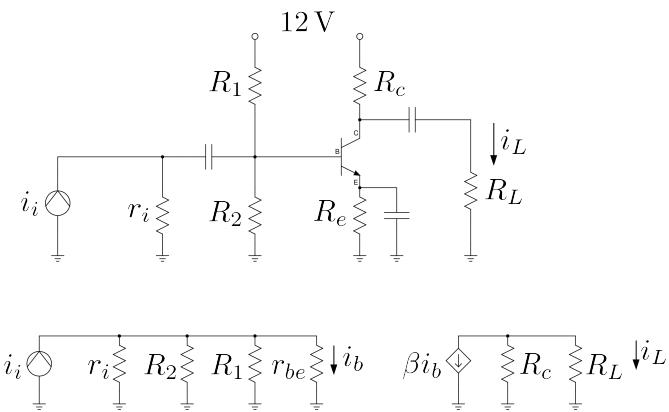
جس سے

$$(3.235) \quad \frac{1}{4} = \left( \frac{R_c}{R_c + 1000} \right) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \| R_1 \| R_2} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسی وہ تمام قیمتیں جو اس مساوات پر پورا اتریں درست جواب ہیں۔ آئیں ہم دونوں قوسین کی قیمتیں برابر رکھ کر دیکھیں۔ ایسا کرنے سے عموماً قابل قبول جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\frac{1}{2} = \left( \frac{R_c}{R_c + 1000} \right)$$

$$\frac{1}{2} = \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \| R_1 \| R_2} \right)$$



شکل 3.105: ایپلینا رک تخلیق

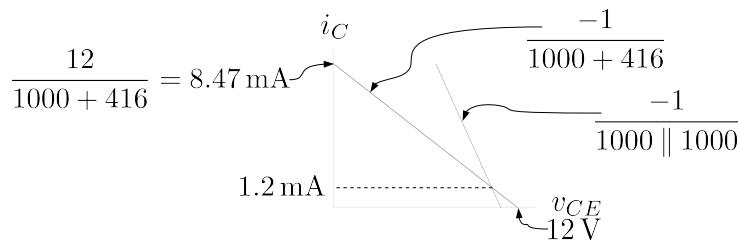
لیتے ہیں۔ یوں پہلی مساوات سے  $R_b = R_1 \parallel R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ دوسرے مساوات میں  $R_b$  کو لکھتے ہیں۔

$$\frac{1}{2} = \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_b} \right)$$

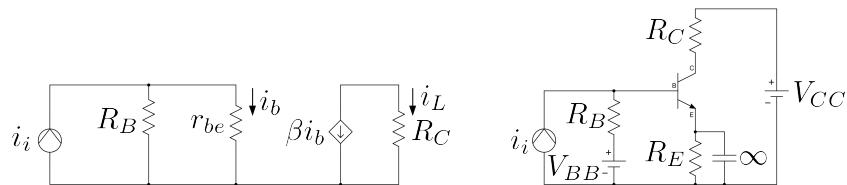
اس مساوات میں دونا معلوم متغیرات ہیں لہذا کسی ایک کی قیمت خود چنی ہو گی۔ اگر  $R_b = 5 \text{ k}\Omega$  رکھی جائے تب  $r_{be} = 2.5 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $R_b \rightarrow \infty$  تصور کی جائے تب  $r_{be} = 5 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_b$  تبدیل کرنے سے  $r_{be}$  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  $R_e = 416 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $r_{be} = \frac{\beta}{g_m} R_b$  یعنی  $r_{be} = 2.5 \text{ k}\Omega$  ہوتا ہے لہذا  $I_{CQ} = \frac{\beta V_T}{R_e}$  حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.106 میں یک سمتی اور بدلتی رو خط بوجہ دکھائے گئے ہیں جہاں سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $i_c$  کے حیطے کی حد  $1.2 \text{ mA}$  ہے۔ یوں  $i_L$  کے حیطے کی حد  $0.6 \text{ mA}$  ہے۔ اگر زیادہ جیٹہ درکار ہو تو تخلیق کو اس نقطے نظر سے دوبارہ سر انجام دینا ہو گا کہ  $I_{CQ}$  درکار جیٹہ فراہم کر سکے۔

شکل 3.106 میں یک سمتی اور بدلتی رو خط بوجہ دکھائے گئے ہیں جہاں سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $i_c$  کے حیطے کی حد  $1.2 \text{ mA}$  ہے۔ یوں  $i_L$  کے حیطے کی حد  $0.6 \text{ mA}$  ہے۔ اگر زیادہ جیٹہ درکار ہو تو تخلیق کو اس نقطے نظر سے دوبارہ سر انجام دینا ہو گا کہ  $I_{CQ}$  درکار جیٹہ فراہم کر سکے۔



شکل 3.106: خطوط پویا



شکل 3.107: ایمپلینگ اور اس کا پارک ایک اشاراتی مساوی دور

آئیں شکل 3.107 پر غور کریں۔ اس کی اندازش  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  یوں حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{i_b} \times \frac{i_b}{i_i}$$

$$= -\beta \left( \frac{R_B}{R_B + r_{be}} \right)$$

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 افزائش کی حقیقی قیمت ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کے برابر ہو گی۔ صفحہ 261 پر مساوات 3.32 اور مندرجہ بالا شرط کو لکھتے ہیں۔

$$(3.238) \quad r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B \ll (\beta + 1) R_E$$

مساوات 3.238 ٹرانزسٹر ایکلیفیاٹ تخلیق دینی کی بنیادی شرط ہے۔ اگر ایکلیفیاٹ تخلیق دیتے ہوئے اس شرط کو پورا کیا جائے تو تخلیق کردہ ایکلیفیاٹ کی افزائش زیادہ سے زیادہ ہو گی اور ساتھ ہی ساتھ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کر دیگی  $\beta$  کے تبدیلی سے قابل قبول حد تک متاثر ہو گا۔ اگر اس شرط کو نجاتا ممکن نہ ہو تو کم افزائش اور یا پھر  $\beta$  کے تبدیلی سے نقطہ کار کر دیگی کا اپنی جگہ سے انحراف کو برداشت کرنا ہو گا۔

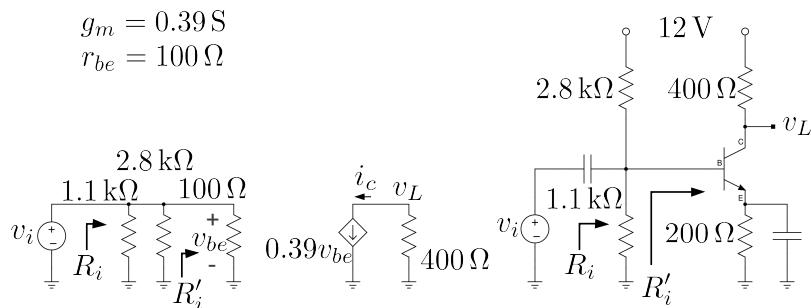
### 3.17. برقی بار، داخلی مزاحمت اور ایکلیفیاٹ کی افزائش

شکل 3.108 میں ایک ایکلیفیاٹ اور اس کا مساوی پاریک اشاراتی دور دکھائے گئے جہاں تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود ہے۔ اس کی افزائش

$$\begin{aligned} A_{v1} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\ &= -400 \times 0.39 \times 1 = -156 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

جبکہ داخلی مزاحمت  $R'_i$

$$R'_i = 100 \Omega$$



شکل 3.108: سادہ ایمپلینیٹر

اور  $R_i$

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

$$R_i = 88.76 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔  $R'_i$  ٹرانزسٹر کے بیس پر دیکھتے ہوئے مزاحمت ہے جبکہ  $R_i$  ٹرانزسٹر کو مائل کرنے والے مزاحموں کے اثر کو بھی شامل کرتا ہے۔ شکل 3.109 میں خارجی جانب بر قی بوجہ  $R_L = 200 \Omega$  لادا گیا ہے۔ اگر  $R_L = 200 \Omega$  ہو تو اس ایمپلینیٹر کی افزائش

$$(3.239) \quad A_{v2} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i}$$

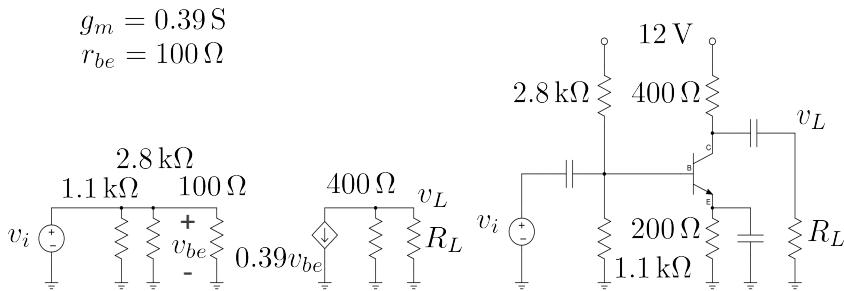
$$= - \left( \frac{400 \times 200}{400 + 200} \right) \times 0.39 \times 1 = -52 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے جبکہ اگر  $R_L = 88.76 \Omega$  ہو تو

$$(3.240) \quad A_{v3} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i}$$

$$= - \left( \frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76} \right) \times 0.39 \times 1 = -28 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دونوں اشکال میں  $v_{be} = v_i$  ہونے کی بدولت افزائش میں تیرے کسر یعنی  $\frac{v_{be}}{v_i}$  کا کوئی کردار نہیں۔ آئین داخلي اشارے کی مزاحمت کا اثر دیکھیں۔ شکل 3.110 میں اس غرض سے داخلي اشارے کا



شکل 109: سادہ بوجھ سے لد ایکلینیٹر

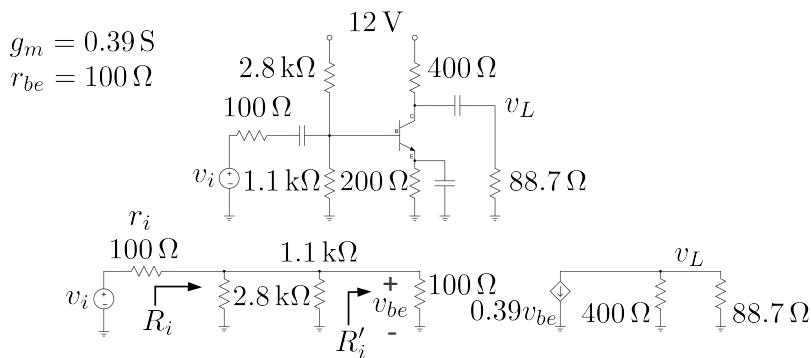
مزاحمت بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس ایکلینیٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
 A_{v4} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\
 &= -\left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76}\right) \times 0.39 \times \left(\frac{R_i}{r_i + R_i}\right) \\
 &= -\left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76}\right) \times 0.39 \times \left(\frac{88.76}{100 + 88.76}\right) \\
 &= -28 \times 0.47 \\
 &= -13 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

جہاں  $r_i$  اور  $R_i$  کے کردار کی وجہ سے انفرائش گزشتہ قیمت کے 0.47 گناہ رہ گئی ہے۔ یاد رہے کہ حقیقت میں  $r_i$  ہر صورت موجود ہوتا ہے۔  $A_{v4} = 0.47 A_v$  لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس تا کلکٹر کی انفرائش  $A_v$  یعنی  $\frac{v_L}{v_{be}}$  میں کوئی تبدیلی رونما نہیں ہوئی۔ کل انفرائش  $\frac{v_L}{v_i}$  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۔



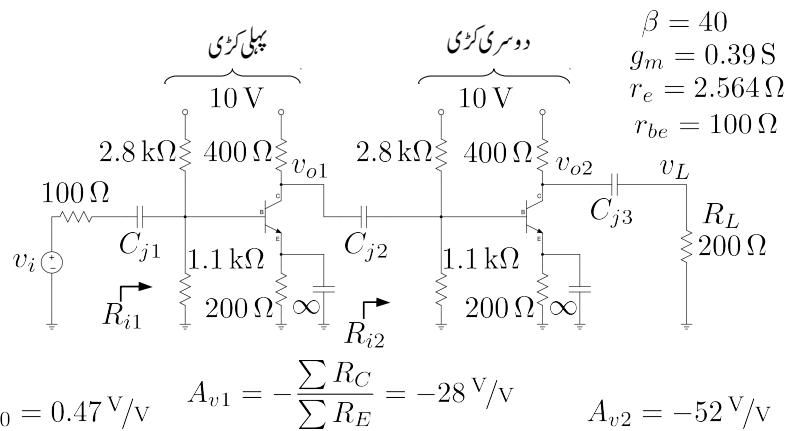
شکل 3.110: داخلي مراجحت کا اثر

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 جفتی کپیسٹر  $C_{j2}$  کی مدد سے آپس میں جوڑا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردنی ممکن نہیں ہوتا۔ داخلي جانب  $100 \Omega$  مراجحت والا داخلي اشارہ  $v_i$  جفتی کپیسٹر  $C_{j1}$  کی مدد سے ایمپلیفیائر کی پہلی کڑی کے ساتھ جوڑا گیا ہے جبکہ خارجی جانب برقی بوجھ  $R_L$  تک  $C_{j3}$  کی مدد سے خارجی اشارہ پہنچایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اسی سلسلے میں مزید کڑیاں جوڑتے ہوئے زیادہ کڑیوں والا زنجیری ایمپلیفیائر حاصل کیا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ کڑیوں کا یکساں ہونا بالکل ضروری نہیں۔ ہر کڑی مختلف ہو سکتی ہے۔

آئیں جلد یک سمتی تجزیہ کریں۔ پونکہ  $V_{th} \approx 2.82 \text{ V}$  اور  $R_{th} \approx 790 \Omega$  ہیں لہذا  $\approx 9.7 \text{ mA}$  یوں  $I_{CQ} \approx$  ہے۔ یوں  $r_{be} \approx 100 \Omega$  اور  $g_m = 0.39 \text{ S}$  حاصل ہوتے ہیں۔

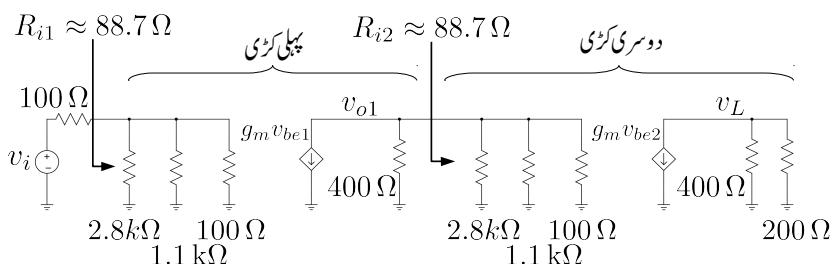


شکل 3.111: دو کڑی زنجیری ایپلیفائر

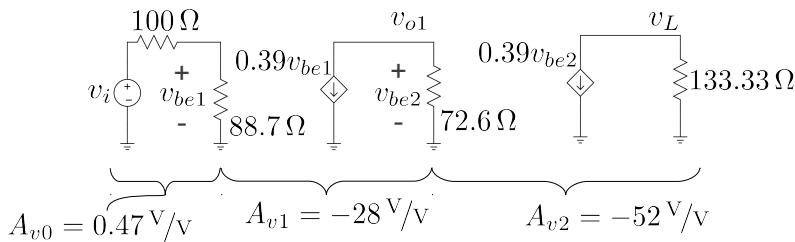
شکل 3.112 میں شکل 3.111 کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی مزاجتوں کا مجموعہ یعنی

$$\begin{aligned} 2800 \parallel 1100 \parallel 100 &= 88.7 \Omega \\ 400 \parallel 2800 \parallel 1100 \parallel 100 &= 72.6 \Omega \\ 400 \parallel 200 &= 133.33 \Omega \end{aligned}$$

لیتے ہوئے شکل 3.113 حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.112: دو کڑی زنجیری ایپلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.113: دو کڑی زنجیری اینپلینگر کا باریک اشاراتی سادہ مساوی دور

اس شکل میں

$$\begin{aligned}\frac{v_L}{v_{o1}} &= \frac{v_L}{v_{be2}} = A_{v2} = -0.39 \times 133.33 = -52 \frac{\text{V}}{\text{V}} \\ \frac{v_{o1}}{v_{be1}} &= \frac{v_{be2}}{v_{be1}} = A_{v1} = -0.39 \times 72.6 = -28 \frac{\text{V}}{\text{V}} \\ \frac{v_{be1}}{v_i} &= A_{v0} = \frac{88.7}{100 + 88.7} = 0.47 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں زنجیری اینپلینگر کی کل افزائش زنجیری ضرب سے

$$\begin{aligned}A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{o1}} \times \frac{v_{o1}}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\ &= A_{v0} A_{v1} A_{v2} \\ &= 0.47 \times (-28) \times (-52) = 684 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

یہاں رک کر دوبارہ غور کریں۔ شکل 3.113 سے سیدھا شکل 3.111 حاصل کرتے ہوئے کل افزائش حاصل کی جا سکتی 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۔ سیکلکولیٹر<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 جا سکتی ہے۔ یوں مثلاً دوسری کڑی میں  $A_{v2} = -52 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  حاصل ہوتا ہے۔ جبکہ

شکل 3.111 میں پہلے کڑی اور دوسری کڑی کے ایپلیفائر 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

$$\frac{1}{R_{i2}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

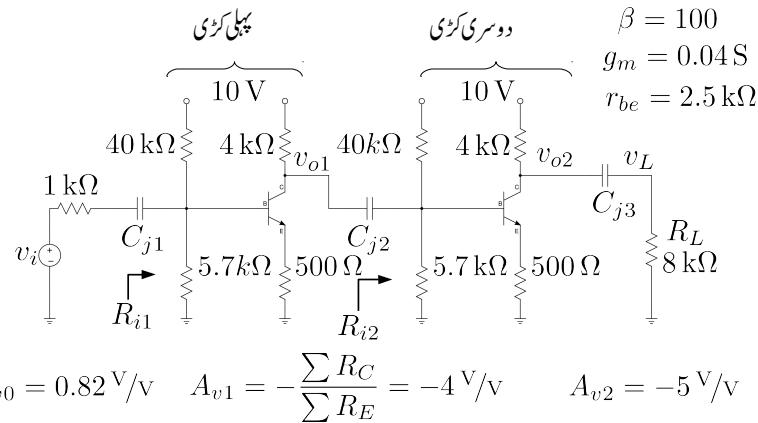
$$R_{i2} = 88.7 \Omega$$

دھکائی گئیں ہیں۔ ایپلیفائر 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 ایپلیفائر کے داخلی مزاحمت  $R_{i1}$  کی بدولت ہے۔  $v_i$  کے نقطہ نظر سے ایپلیفائر  $88.7 \Omega$  کا مزاحمت ہے۔ اسی طرح پہلی کڑی کے ایپلیفائر کو دوسرا ایپلیفائر بطور مزاحمت  $R_{i2}$  نظر آتا ہے۔

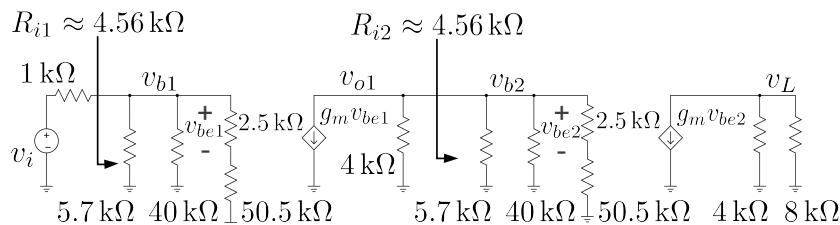
یہاں ایک مرتبہ دوبارہ مساوات 3.239 اور مساوات 3.240 پر نظر ڈالیں جہاں ایک کڑی کے ایپلیفائر پر تجزیہ کرتے ہوئے خارجی جانب برقراری بوجہ لادنے کے اثرات پر غور کیا گیا۔ شکل 3.111 کے دوسری کڑی کے افزائش پر  $200 \Omega$  برقراری بوجہ کا اثر بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل 3.109 میں  $200 \Omega$  کے بوجہ کا ہے۔ 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 بوجہ 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 ایمپلینیٹر کا بردیک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.115: دوکری زنجیری ایمپلینیٹر کا بردیک اشاراتی مساوی دور

حل: شکل 3.115 میں اس کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں سے  $R_{i1} = R_{i2} = 4.56 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔ اسی طرح ان دونوں اشکال میں سے کسی بھی سے مندرجہ ذیل لکھا جاسکتا ہے۔

$$A_{v0} = \frac{v_{b1}}{v_i} = \frac{4560}{4560 + 1000} = 0.82 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_{b1}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 4560}{4000 + 4560} \times \frac{2500}{2500 + 50500} = -4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$A_{v2} = \frac{v_L}{v_{b2}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 8000}{4000 + 8000} \times \frac{2500}{2500 + 50500} = -5 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

لذرا

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{b2}} \frac{v_{o1}}{v_{b1}} \frac{v_{b1}}{v_i}$$

$$= (-5) (-4) (0.82) = 16.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

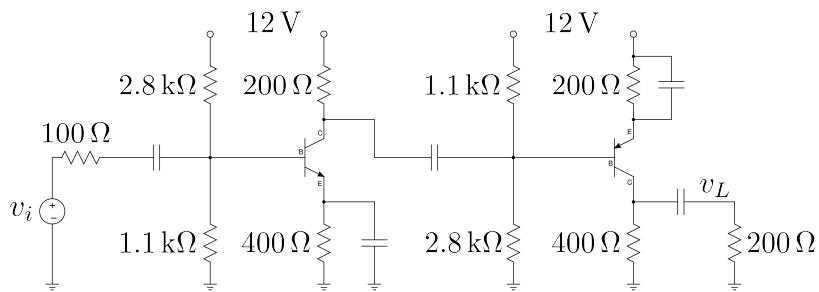
مثال 3.51: شکل 3.111 میں دوسری کڑی pnp سے بناتے ہوئے شکل 3.116 حاصل ہوتا ہے۔ اس پر اچھی طرح غور کریں۔ شکل 3.111 پر جتنی بحث کی گئی اور اس کے تمام مسادات موجودہ دور پر لاگو ہوتے ہیں۔

مثال 3.52: شکل 3.117 میں دو کڑی زنجیری یک سمتی رو ایمپلینفائر دکھایا گیا ہے۔ اس کے تمام یک سمتی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔ دونوں ٹرانزیستر کا  $\beta = 99$  ہے۔

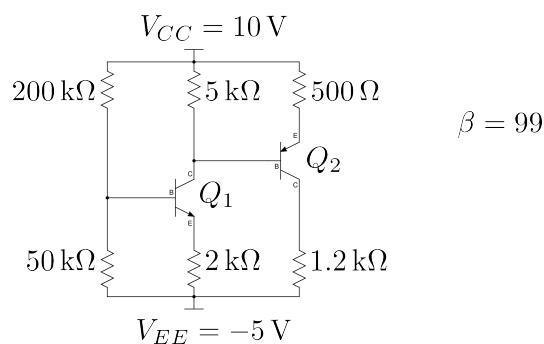
حل:  $Q_1$  کے داخلی جانب مسئلہ تھونن کی مدد سے

$$V_{th} = \left( \frac{50000}{200000 + 50000} \right) \times [10 - (-5)] - 5 = -2 \text{ V}$$

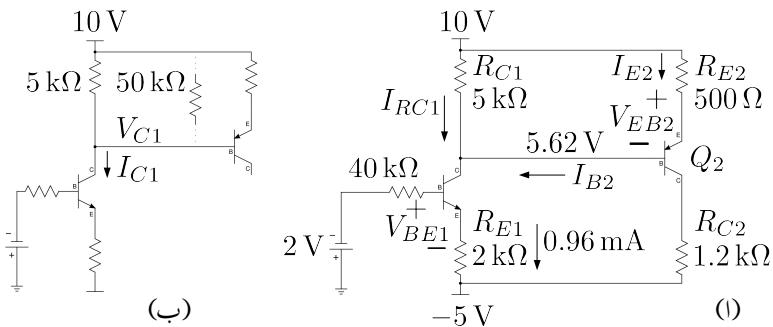
$$R_{th} = \frac{50000 \times 200000}{50000 + 200000} = 40 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.116: دوکری زنجیری ایمپلینگ



شکل 3.117: دوکری یک سهی زنجیری ایمپلینگ



شکل 3.118: دو کڑی یک سنتی نوجیا ایپلیگار

حاصل ہوتے ہیں جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل 3.118 اف حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.118 اف میں  $Q_1$  کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$2 + 40000 \times I_B + 0.7 + 2000 \times I_E - 5 = 0$$

لکھا جاسکتا ہے جس میں  $I_B = \frac{I_E}{\beta+1}$  پُر کرنے سے

$$I_{E1} = \frac{5 - 2 - 0.7}{\frac{40000}{99+1} + 2000} = 0.95833 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = \frac{\beta}{\beta + 1} I_{E1} = 0.94875 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned} V_{E1} &= I_{E1} R_{E1} - 5 \\ &= 0.95833 \times 10^{-3} \times 2000 - 5 \\ &= -3.08 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $Q_1$  کے مکمل جانب برقی رو  $I_{C1}$  کے 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 جا سکتا 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<sub>2</sub> کے بیس جانب  $R_{E2}$  نظر آتا ہے جو  $R_{C1}$  کے متوازی گڑا 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

$$V_{E2} = V_{B2} + V_{EB2} = 5.644 + 0.7 = 6.344 \text{ V}$$

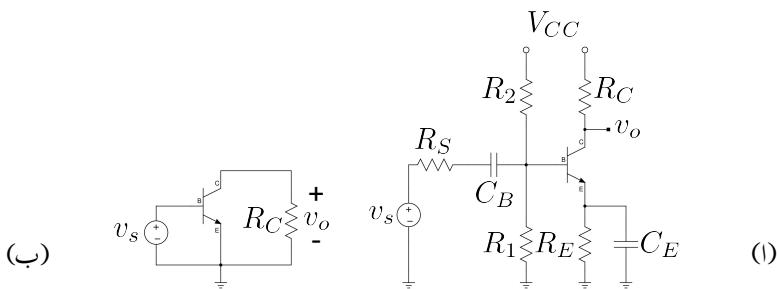
$$I_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{10 - 6.344}{500} = 7.312 \text{ mA}$$

$$V_{C2} = -5 + I_{E2} R_{C2} = -5 + 7.312 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.774 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{E2} - V_{C2} = 6.344 - 3.774 = 2.57 \text{ V}$$

### 3.19 ایمپر مشترک، گلکٹر مشترک اور بیس مشترک ایمپلینفائر

شکل الف میں ایمپلینفائر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر مائل کرنے والے رکن نہ دکھاتے ہوئے اسی کا بدلتی رو شکل دکھایا گیا ہے جہاں کپیسٹروں اور یک سمتی برقی دباؤ  $V_{CC}$  کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ مزید داخلي 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 داخلي اشارے کو ٹرانزسٹر کے بیس  $B$  اور ایمپر  $E$  کے مابین مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجي 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



شکل 3.119: ایمپ مشترک ایمپلیفیاٹر

کے ایمپلیفیاٹر کو مشترکہ ایمپ ایمپلیفیاٹر یا ایمپ مشترک ایمپلیفیاٹر<sup>51</sup> پکارا جاتا ہے۔ اگر شکل اف میں کپیسٹر  $C_E$  استعمال نہ کیا جاتا تو ٹرانزسٹر کا ایمپ مشترک کا ایمپلیفیاٹر بر قی زمین پر نہ ہوتا اور شکل ب میں داخی اشارہ میں اور بر قی زمین کے مابین مہبیا کیا جاتا۔ ایسی صورت میں بھی اسے ایمپ مشترک ایمپلیفیاٹر ہی پکارا جاتا ہے۔ اس باب میں اب تک جتنے ایمپلیفیاٹر دیکھے گئے وہ تمام ایمپ مشترک ایمپلیفیاٹر 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 بیس مشترک<sup>53</sup> ایمپلیفیاٹر اور اس کے نیچے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھائے گئے ہیں۔ ان ایمپلیفیاٹر میں بھی اگر مشترکہ سرے اور بر قی زمین کے مابین مزاحمت وغیرہ نسب ہوتا، انہیں تب بھی انہیں ناموں سے پکارا جاتا۔

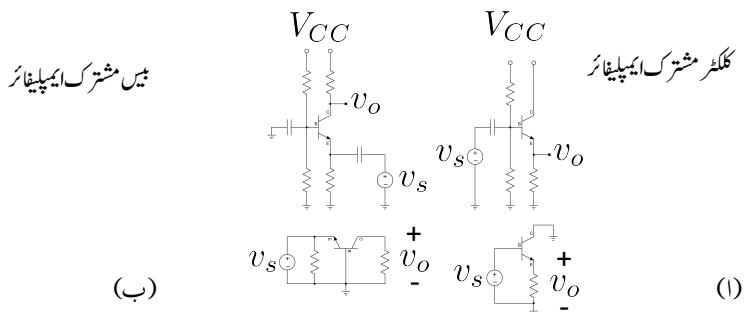
مثال 3.53: شکل 3.121 میں

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega \\ r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

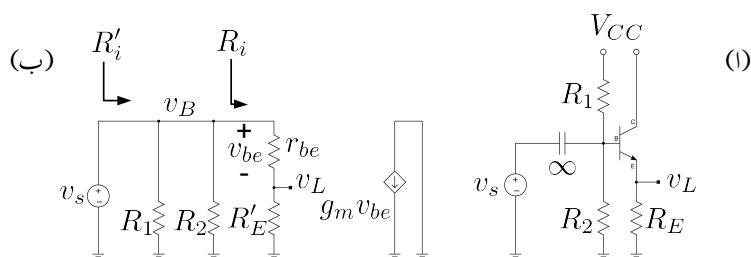
ہیں۔  $R'_i$  اور  $A_v = \frac{v_L}{v_s}$  حاصل کریں۔

حل: شکل ب میں مساوی باریک اشاراتی دو دکھایا گیا ہے جہاں  $R'_E$  ٹرانزسٹر کے بیس جانب  $R_E$  کا عکس

common emitter<sup>51</sup>  
common collector<sup>52</sup>  
common base<sup>53</sup>



شکل 3.120: میٹر مشترک اور گلکھر مشترک ایک پلینیاٹر



شکل 3.121: گلکھر مشترک

لینی ہے۔ یوں  $(\beta + 1) R_E$

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\ &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \\ &= \frac{(99+1) \times 1000}{1000 + (99+1) \times 1000} \\ &= 0.99 \frac{\text{V}}{\text{V}} \approx 1 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

جکہ

$$R_i = r_{be} + R'_E = 1000 + 100000 = 101 \text{ k}\Omega$$

اور

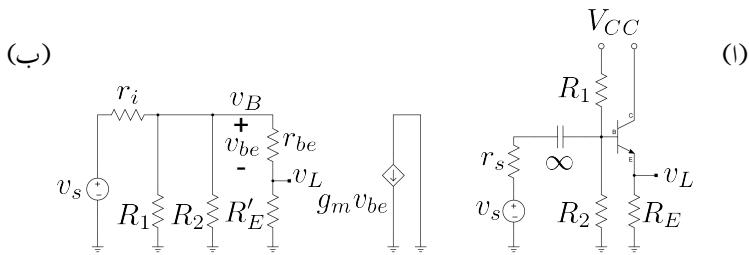
$$\begin{aligned} R'_i &= R_1 \parallel R_2 \parallel R_i \\ &= R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta + 1) R_E \end{aligned}$$

لینی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R'_i} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i} \\ &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ R'_i &= 8.34 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

- ہیں

مثال 3.54: شکل 3.122 میں  $r_i = 5 \text{ k}\Omega$  ہے جکہ بقايا تمام متغيرات مثل 3.53 کی ہی ہیں۔ حاصل کریں۔



شکل 3.122: گلکٹر مشترک کی دوسری مثال

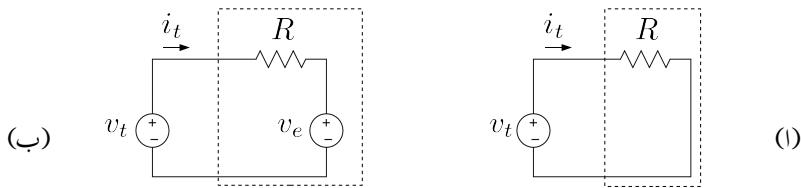
حل: شکل ب سے

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\
 &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \times \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel (r_i + R'_E)}{r_i + [R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{be} + R'_E)]} \\
 &= \frac{100000}{1000 + 100000} \times \frac{8367}{5000 + 8367} \\
 &= 0.99 \times 0.6259 \\
 &= 0.619 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

مثال 3.53 میں ہم نے دیکھا کہ کلکٹر مشترک ایمپلینیفائر 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 ایمپلینیفائر 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 دیکھیں۔

شکل 3.123 الف میں نقطہ دار لکیر میں بند دور کا داخلی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر اس پر  $v_t$  بر قی دباؤ لاگو کی جاتی ہے۔ بر قی رو  $i_t$  ناپ کر داخلی مزاحمت  $\frac{v_t}{i_t}$  سے حاصل کی جاتی ہے۔ اس دور میں ہم جانتے ہیں کہ  $i_t$  ناپی جائے گی جس سے داخلی مزاحمت کی قیمت  $R$  حاصل ہوتی ہے۔

emitter follower<sup>54</sup>



شکل 3.123: داخی مراہم بے صانے کا طریقہ

آئین میں یہی طریقہ شکل ب کے دور پر استعمال کرتے ہوئے اس کا داخی مراہم حاصل کریں۔  $v_t$  لاؤ کرنے سے  $\frac{v_t - v_e}{R}$  بر قی رونا پا جائے گا۔ تصور کریں کہ کسی طریقے سے  $v_e = 0.9v_t$  کے برابر رہتا ہے۔ یوں

$$i_t = \frac{v_t - 0.9v_t}{R} = \frac{0.1v_t}{R}$$

نپی جائے گی جس سے داخی مراہم

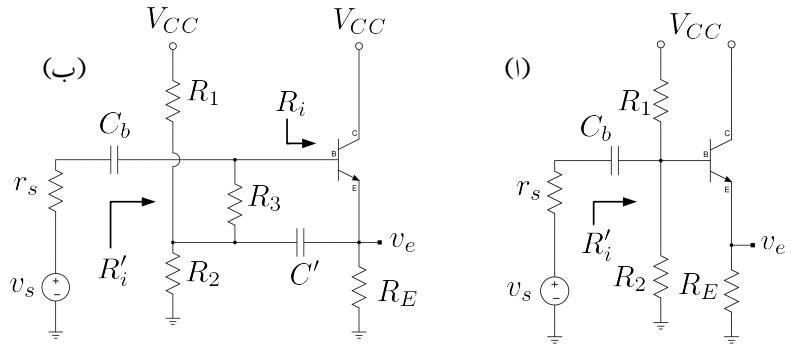
$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{R}{0.1} = 10R$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ نے دیکھا کہ نقطے دار لکیر میں بند دور میں پائے جانے والے بر قی دباؤ  $v_b$  کی وجہ سے داخی مراہم دس گنا بڑھ گئی ہے۔ اگر  $v_e = 0.99v_t$  ہوتا تب داخی مراہم سو گنا بڑھ جاتی۔

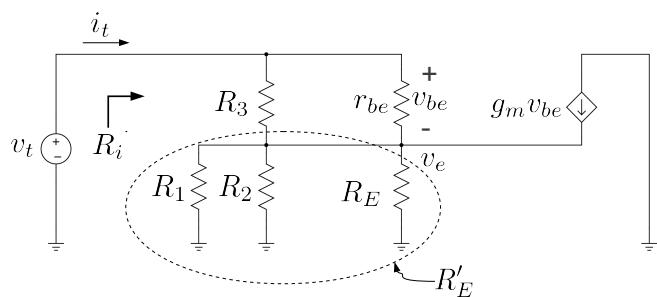
ہم جانتے ہیں کہ گلٹر مشترک ایکلیفائر کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہے یوں اس کے ایکٹر پر  $v_e$  تقریباً اس کے بیس پر  $v_b$  کے برابر ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے گلٹر مشترک ایکلیفائر کی داخی مراہم بڑھائی جاسکتی ہے۔ آئین مندرجہ ذیل مثال میں ایسا ہوتے دیکھیں۔

مثال 3.55: شکل 3.124 اف میں گلٹر 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 داخی مراہم  $R_i$  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: مکھر مشترک کا داخلی مراجحت بڑھایا گیا ہے



شکل 3.125: مساوی دوسر

ہیں۔

حل: شکل 3.125 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ جوڑ  $v_e$  پر کر خوف کے قانون برائے برقی رو

$$(3.244) \quad \frac{v_e - v_t}{R_3} + \frac{v_e - v_t}{r_{be}} + \frac{v_e}{R_1} + \frac{v_e}{R_2} + \frac{v_e}{R_E} = g_m (v_t - v_e)$$

لکھا 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 پہنچا جاسکتا ہے۔

$$(3.246) \quad R'_i \approx \frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta+1)R'_E$$

اس کے برعکس شکل 3.124 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 تیسمیں پر کرنے سے شکل 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

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta + 1) R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3} + 1} \\ &= \frac{\frac{1000 \times 476}{10000} + 1000 + (99 + 1) 476}{\frac{1000}{10000} + 1} \\ &= \frac{47.6 + 1000 + 47600}{0.1 + 1} \\ &= 44.2 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

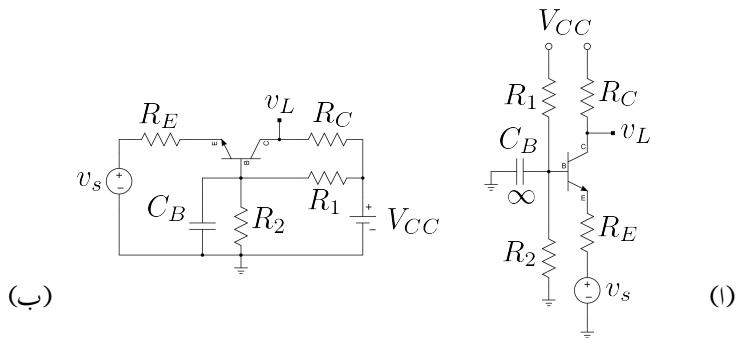
حاصل ہوتا ہے جو کہ سادہ لگٹر مشترک ایمپلیفائر کی  $900 \Omega$  کے داخلی مزاحمت سے بہت زیادہ ہے۔ اس جواب سے یہ حقیقت بھی سامنے آتی ہے کہ  $\frac{r_{be}R'_E}{R_3}$  کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے لہذا مساوات 3.246 کو

$$(3.247) \quad R'_i \approx r_{be} + (\beta + 1) R'_E$$

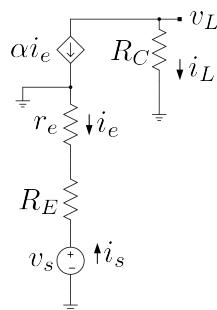
لکھا جاسکتا ہے۔ اس مساوات کو یاد رکھنا نہیں آسان ہے۔ شکل 3.124 ب کو دیکھتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ  $R'_i$  دراصل دو متوازی جڑے مزاحموں کا مجموعہ ہے۔ اس کا ایک حصہ  $R_3$  اور اس کے ساتھ منسلک اجزاء جبکہ اس کا دوسرا حصہ ٹرانزسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت  $R_i$ ۔ چونکہ  $R_3$  کے دونوں سروں پر تقریباً برابر برقی دباؤ رہتا ہے لہذا اس کی مزاحمت کو لاحمود 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 ایمٹر 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 حاصل کریں۔

مثال 3.56: شکل 3.126 اف میں میں مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ اسے عموماً شکل ب کے طرز پر بنایا جاتا ہے جہاں داخلی جانب کو باعیں ہاتھ اور خارجی جانب کو دائیں ہاتھ پر رکھا گیا ہے۔ اور  $A_v = \frac{v_L}{v_s}$  اور  $A_i = \frac{i_L}{i_s}$  حاصل کریں۔

حل: شکل 3.127 میں ٹرانزسٹر کافی۔ ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 336 پر شکل 3.77 میں ٹی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ میں مشترک ایمپلیفائر کو ٹی ریاضی نمونہ سے حل کرنا زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس شکل میں



شکل 3.126: بیس مشترک ایپلیناٹر



شکل 3.127: بیس مشترک ایپلیناٹر 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۔

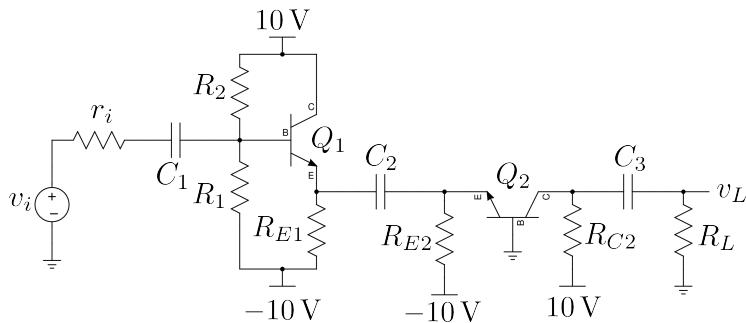
چونکہ

$$i_L = -i_c = -\alpha i_e = \alpha i_s$$

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: ایکلٹر مشرک اور بیس مشرک کا زنجیری ایکلٹر مشرک

مثال 3.57: شکل 3.128 میں ایکلٹر مشرک اور بیس مشرک کا زنجیری ایکلٹر مشرک دکھایا گیا ہے جس میں

$$R_1 = 20 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 160 \text{ k}\Omega, \quad R_{E1} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{E2} = 9.3 \text{ k}\Omega, \quad R_{C2} = 5 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

$$r_i = 1 \text{ k}\Omega$$

ہیں جبکہ ٹرانزسٹر کا  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  ہے۔  $\beta = 99$  کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے تمام کپیسٹروں کی دو رکاردا رکاریں گے۔ یوں دونوں ایکلٹر مشرک کو مکمل طور پر علیحدہ سمجھ کر حل کیا جائے گا۔ پہلے  $Q_1$  پر میں ایکلٹر مشرک کو حل کرتے ہیں۔

$$V_{BB1} = \left( \frac{10 + 10}{20000 + 160000} \right) \times 20000 - 10 = -7.777 \text{ V}$$

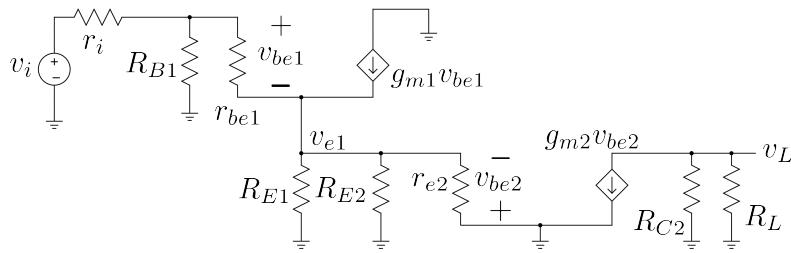
$$R_{B1} = \frac{20000 \times 160000}{20000 + 160000} = 17.778 \text{ k}\Omega$$

اور یوں

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{-7.777 - 0.7 + 10}{\frac{17778}{99+1} + 1000} = 1.29 \text{ mA}$$

$$g_{m1} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.29 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 51.6 \text{ mS}$$

$$r_{be1} = \frac{\beta + 1}{g_m} = \frac{99 + 1}{0.0516} = 1938 \Omega$$



شکل 3.129: ایمپلینیٹر اور بیس مشترک کا زنجیری ایمپلینیٹر کا مساوی با ریک اشاراتی دور

حاصل ہوتے ہیں۔ اب  $Q_2$  پر منی بیس مشترک کو حل کرتے ہیں۔

$$I_C \approx I_{E2} = \frac{V_B - V_{BE} - V_{EE}}{R_E} = \frac{0 - 0.7 + 10}{9300} = 1 \text{ mA}$$

اور یوں

$$g_{m2} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS}$$

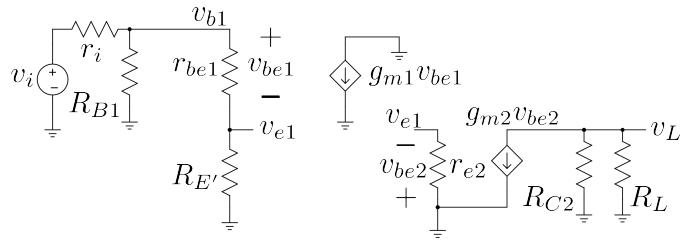
$$r_{e2} \approx \frac{1}{g_{m2}} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ایمپلینیٹر کے لئے پائے ریاضی نمونہ جبکہ بیس مشترک کے لئے ٹی ریاضی فونہ کو پائے ریاضی نمونہ کے طرز پر بناتے ہوئے زنجیری ایمپلینیٹر کا با ریک اشاراتی مساوی دور شکل 3.129 میں دکھایا گیا ہے۔ اور  $R_{E2}$  متوالی جڑے ہیں جن کا مساوی مراجحت  $24 \Omega$  بنتا ہے۔ اس کو  $(\beta + 1)$  سے ضرب دیتے ہوئے ایمپلینیٹر مشترک کے پائے ریاضی نمونہ میں داخلی اور خارجی دائروں 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

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

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 ایکلیفیاٹر کی درجہ بندی

اب تک تمام ایکلیفیاٹر میں ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کر دگی کو یوں رکھا گیا کہ ٹرانزسٹر تمام اوقات خطی نحطے میں رہے۔ ایسا ایکلیفیاٹر جو 360 زاویے کے اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے درجہ الف<sup>55</sup> کا ایکلیفیاٹر کہلاتا ہے۔ داخلی اشارے کے عدم موجودگی میں بھی ایسے ایکلیفیاٹر میں  $I_{CQ}$  بر قی رو گزرتی ہے جس سے ٹرانزسٹر میں طاقت کا خیال پایا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیٹری سے چلنے والے آلات کے لئے ایسا قطعاً قبل قبول نہیں۔<sup>56</sup>

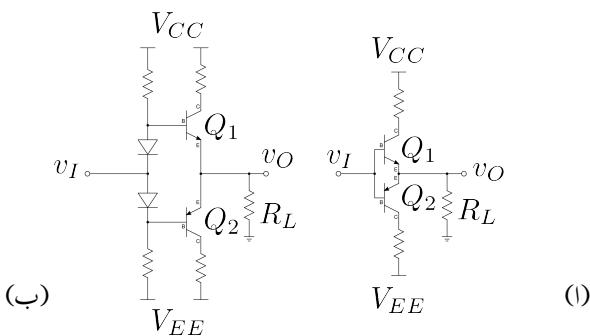
ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کر دگی کو چاول بردار  $V_{CE,0}$  سے قدر نیچے رکھنے سے  $0 \approx I_{CQ}$  رکھا جاسکتا ہے۔  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کی صورت میں، ثابت اشارے کی عدم موجودگی میں ٹرانزسٹر چالو ہو جاتا ہے اور ایکلیفیاٹر کام کرنا شروع کر دیتا ہے جبکہ منفی اشارے کی صورت میں ٹرانزسٹر منقطع رہتا ہے اور یوں ایسا ایکلیفیاٹر منفی اشارہ بڑھانے کی صلاحیت نہیں رکھتا۔  $p-n-p$  ٹرانزسٹر کی صورت میں ایسا ایکلیفیاٹر صرف منفی اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ ایسا ایکلیفیاٹر جو 180 زاویے پر اشارہ بڑھائے کے درجہ ب<sup>57</sup> ایکلیفیاٹر کہلاتا ہے۔

شکل 3.131 الف میں دو عدد درجہ ب ایکلیفیاٹر جوڑتے ہوئے ایک ایسا ایکلیفیاٹر 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 خیال نہیں پایا جاتا۔ ثابت اشارے کی صورت میں  $Q_1$  چالو ہو جاتا ہے جبکہ منفی اشارے کی صورت میں  $Q_2$  چالو ہو جاتا ہے۔ یوں  $v_I \approx v_O$  حاصل ہوتا ہے۔ اگر داخلی اشارہ 0.7V سے کم ہو تو ٹرانزسٹر چالو نہ ہو سکیں گے۔ شکل ب میں اس مسئلے کو حل کرنا دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں ڈائیڈ سیدھے مائل ہیں اور یوں ان پر تقریباً 0.7V پایا جائے گا۔ یوں معمولی ثابت حیطے پر ہی  $Q_1$  چالو ہو جائے گا اور اسی طرح معمولی منفی حیطے پر  $Q_2$  چالو ہو جائے گا۔

درجہ ب ایکلیفیاٹر کے خارجی اشارے کی شکل بڑی ہوتی ہے۔ اس کی شکل درست کرنے کی خاطر درجہ الف اور درجہ ب کی درمیانی صورت اختیار کی جاتی ہے جہاں ایکلیفیاٹر 180 سے قدر زیادہ زاویے تک کام کرے۔ ایسے ایکلیفیاٹر کو درجہ الف-B<sup>58</sup> ایکلیفیاٹر کہا جاتا ہے۔

---

class A<sup>55</sup>  
آپ کسی 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>



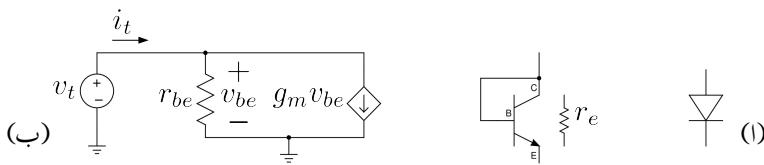
شکل 3.131: درجہ ایکپلینیٹر

درجہ پ<sup>59</sup> ایکپلینیٹر سے مراد ایسا ایکپلینیٹر ہے جو 180 سے کم زاویے پر کام کرتا ہو۔ ایسے ایکپلینیٹر انہائی 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۔

درجہ ت<sup>61</sup> ایکپلینیٹر سے مراد ایسا ایکپلینیٹر ہے جس میں ٹرانزسٹر بطور سونچ کام کرتا ہو۔ ٹرانزسٹر یا مکمل چالو اور یا پھر مکمل منقطع رہتا ہے۔

### 3.21 ٹرانزسٹر سے ڈائوڈ کا حصول

مخلوط ادوار میں حقیقت میں ڈائیوڈ از خود نہیں بنایا جاتا بلکہ اس کی جگہ ٹرانزسٹر بنایا جاتا ہے اور اس ٹرانزسٹر کے بیس کو مکلٹر کے ساتھ جوڑ کر بطور ڈائیوڈ استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل 3.132 الف میں npn استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ ساتھ ہی ڈائیوڈ کھاکر ٹرانزسٹر سے حاصل ڈائیوڈ کی سمت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر کے بیس اور مکلٹر آپس میں جڑے ہیں لہذا  $v_{BE} = v_{CE}$  ہو گا اور یہ بالکل ایک ڈائیوڈ کی طرح ہی کردار ادا کرے گا۔ آئیں اس ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاجمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کے مکلٹر اور ایمیٹر کے مابین  $v$  برقی دباؤ



شکل 3.132: ٹرانزسٹر سے ڈائیوڈ کا حصول

مہیا کرتے ہوئے  $i_t$  کا حساب لگاتے ہیں۔ ڈائیوڈ کی داخلی مزاحمت  $\frac{v_t}{i_t}$  ہو گی۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر ہم لکھ سکتے ہیں

$$i_t = \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_{be}$$

$$v_{be} = v_t$$

جن سے

$$i_t = \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_t$$

$$= \left( \frac{1 + g_m r_{be}}{r_{be}} \right) v_t$$

$$= \left( \frac{1 + \beta}{r_{be}} \right) v_t$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسرے قدم پر  $g_m r_{be} = \beta$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$(3.248) \quad \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_{be}}{1 + \beta} = r_e$$

حاصل ہوتا ہے جہاں  $r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$ ۔ اس مساوات سے ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $r_e$  حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.132 اف میں ٹرانزسٹر کے سامنے کلکٹر اور ایمپٹر کے مابین  $r_e$  کو مزاحمت اسی کو ظاہر کر رہی ہے۔

مثال 3.58: ایک ٹرانزسٹر کے کلکٹر اور ایمپٹر کو آپس میں جوڑ کر ٹرانزسٹر کو بطور ڈائیوڈ استعمال کیا جا رہا ہے۔ اس ٹرانزسٹر میں 1 mA کا یک سمتی بر قی رو پایا جاتا ہے۔ اس ڈائیوڈ کی باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔

حل: پر  $1 \text{ mA}$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.04 \text{ S}$$

$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega$$

حاصل ہوتے ہے لہذا اس ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $25 \Omega$  ہے۔

### 3.22 منع برقی دباؤ

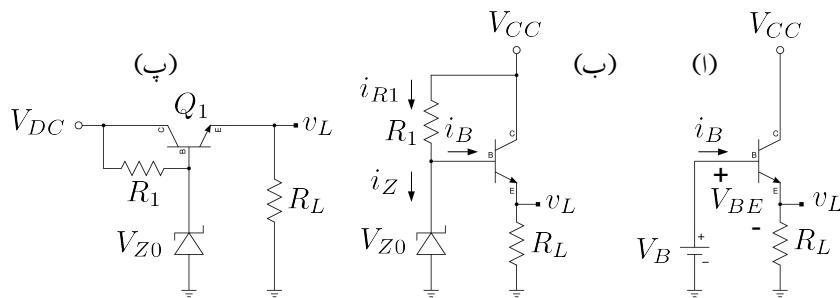
صفحہ 193 پر مثال 2.20 میں آپ نے دیکھا کہ زیز ڈائیوڈ میں برقی رو کے تبدیلی کی وجہ سے منع کے برقی دباؤ میں تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ اس حصے میں زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کرتے ہوئے بہتر منع بنائی جائے گی۔

شکل 3.133 الف مشترکہ ایمپر ایکلیفائر ہے جس کے داخلی جانب بیٹری سے  $V_B$  برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے۔ یوں خارجی جانب  $v_L = V_B - V_{BE}$  ہو گا۔ برقی بوجھ  $R_L$  میں برقی رو  $i_L$  کی قیمت  $\frac{v_L}{R_L}$  ہو گی اور بیٹری سے برقی رو حاصل کی جائے گی۔

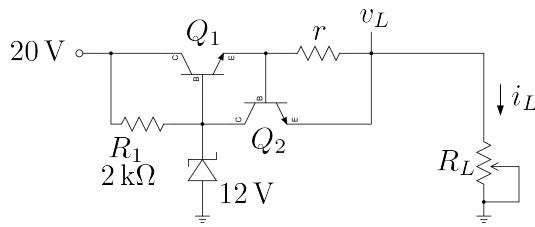
شکل ب میں بیٹری کی جگہ مزاحمت  $R_1$  اور زیز ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ زیز ڈائیوڈ کو غیر قابو صورت میں تصور کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بیس پر  $V_{Z0}$  برقی دباؤ پایا جائے گا اور یوں  $v_L = V_{Z0} - V_{BE}$  ہو گا۔  $R_L \rightarrow \infty$  کی صورت میں  $i_B = 0 \text{ A}$  اور یوں  $i_L = 0 \text{ A}$  ہو گا۔ اسی طرح

$$(3.249) \quad i_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1}$$

$i_Z = i_{R1} \leftarrow i_{R1} = i_B + i_Z$  کی صورت میں کرخوف کے قانون برائے برقی رو  $i_B = 0 \text{ A}$  کی صورت میں  $i_Z = i_{R1}$  ہو گا۔  $R_L > 0 \Omega$  کی قیمت محدود اور  $0 \Omega$  سے زیادہ یعنی حاصل ہوتا ہے۔ اب تصور کریں کہ  $R_L$  کی قیمت محدود اور  $0 \Omega$  سے زیادہ یعنی



شکل 3.133: مشترک کمپنی بطور منبع برقی دباؤ



شکل 3.134: ترانزستر سے حاصل منبع برقی دباؤ

ہے۔ اب بھی  $i_{R1}$  مندرجہ بالا مساوات سے ہی حاصل ہو گی۔ البتہ  $i_L = \frac{v_L}{R_L}$  اور  $i_B = \frac{i_L}{\beta+1}$  ہوں گے۔ یوں

$$i_Z = i_{R1} - i_B \\ = \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1} - \frac{i_L}{\beta+1}$$

ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_L$  کی قیمت کا دارو مدار صرف زینر ڈائیوڈ کے برقی دباؤ پر ہے۔ یوں اس دور کو بطور منبع برق دباؤ<sup>62</sup> استعمال کیا جاسکتا ہے۔ اس دور کو بطور منبع برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے شکل پ کے طرز پر بنایا جاتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $i_L$  میں صرف  $\frac{\Delta i_L}{\beta+1}$  تبدیلی سے  $i_B$  تبدیلی رونما ہو گی۔

<sup>62</sup> voltage source

کی صورت میں  $i_L$  کے تبدیلی کو سو گناہم کر دیا گیا ہے۔ یوں زیز ڈائیوڈ کے بر قی رو میں بھی سو گناہم تبدیلی پیدا ہو گی جس سے زیز ڈائیوڈ پر پائے جانے والے بر قی دباد 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 بر قی زمین کے ساتھ قصر دور کر دیا جائے تو ایسی صورت میں ٹرانزیستر کے جلنے کا امکان ہو گا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر منع کے خارجی بر قی رو کی حد مقرر کر دی جاتی ہے۔ اس حد سے کم بر قی رو کی صورت میں منع بالکل عام حالت کی طرح کام کرتے ہوئے مقرر بر قی دباد مہیا کرتی ہے البتہ جیسے ہی بر قی رو اس حد سے تجاوز کرنے کی کوشش کرے، منع خارجی بر قی دباد کو گھٹا کر بر قی رو کو مقررہ حد کے اندر رکھتی ہے۔ شکل 3.134 میں ٹرانزیستر  $Q_2$  اور مزاحمت  $r$  اسی مقصد کی خاطر منع میں نسب کئے گئے ہیں۔

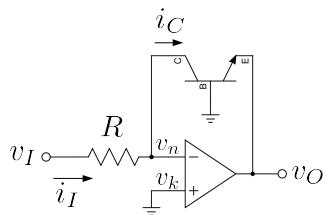
بر قی رو  $i_L$  مزاحمت  $r$  میں گزرتے ہوئے اس پر  $i_{LR}$  بر قی دباد کرے گا جو در حقیقت  $Q_2$  کا  $V_{BE}$  ہے۔ جب تک  $V_{BE}$  کی قیمت تقریباً  $0.5\text{V}$  سے کم رہے اس وقت تک  $Q_2$  منقطع رہے گا اور اس کا کسی قسم کا کوئی کردار نہیں ہو گا۔ البتہ اگر  $i_L$  بڑھتے ہوئے اتنی ہو جائے کہ  $V_{BE} \geq 0.5\text{V}$  ہو، تب  $Q_2$  چالو ہو کر  $i_S$  میں اضافہ پیدا کرتے ہوئے خارجی بر قی دباد  $v_L$  گھٹائے گا۔

$r$  کی صورت میں  $i_L$  کی حد  $200\text{mA}$  کے لئے  $\frac{0.5}{2.5} = 0.2$  ہو گی۔ اتنی بر قی رو پر بھی  $Q_1$  کا  $i_B$  صرف  $2\text{mA}$  ہے۔ چالو  $Q_2$  جیسے ہی  $4\text{mA}$  سے زیادہ بر قی رو گزارے گا اسی وقت زیز ڈائیوڈ غیر قابو حالت سے نکل آئے گا اور اس پر بر قی دباد  $12\text{V}$  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  $V_{CE(\text{ثابت})}$  کو مد نظر رکھتے ہوئے  $Q_2$

$$\frac{20 - 0.2}{2000} = 9.9\text{mA}$$

سیدھا خارجی جانب پہنچائے گا جبکہ  $Q_1$  میں سے 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 بر قی 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۔

بر قی رو کا حد مقرر کرنے کی خاطر استعمال کئے گئے مزاحمت  $r$  کی وجہ سے خارجی بر قی دباد  $v_L$  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 اور کم بر قی رو پر اس کے اثر کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ اس مزاحمت کے اثر کو منع میں مزید پروزے نسب کر کے ختم کیا جا سکتا ہے۔



شکل 3.135: ٹرانزسٹر لوگاریتمی ایمپلیفیاٹر

3.23 ٹرانزسٹر لوگاریتمی ایمپلیفیاٹر

شکل 3.135 میں ٹرانزسٹر لوگاریتمی ایمپلیفیاٹر<sup>63</sup> دکھایا گیا ہے۔  $v_k = v_n = 0 \text{ V}$  ہونے کی بدولت

$$i_I = \frac{v_I}{R}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ کر خوف کے قانون برائے برقی رو سے  $i_I = i_C$  ہو گا جہاں مساوات 3.55 کے تحت

$$i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

لکھا جاسکتا ہے۔  $v_{BE} = -v_O$  لیتے ہوئے یوں

$$\begin{aligned} \frac{v_I}{R} &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ &= I_S e^{-\frac{v_O}{V_T}} \end{aligned}$$

جس سے

$$(3.250) \quad v_O = -V_T \ln \frac{v_I}{I_S R}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت خارجی برقی دباؤ  $v_O$  داخلی برقی دباؤ کے قدرتی لوگاریتم<sup>64</sup> کے برابر ہے۔ یہاں رک کر شکل 2.24 کو بھی ایک نظر دیکھیں۔

---

log amplifier<sup>63</sup>  
ln<sup>64</sup>

## 3.24 شائکی ٹرانزسٹر

غیر افراستنده ٹرانزسٹر کے  $BE$  اور  $BC$  جوڑ سیدھے مائل ہوتے ہیں۔ جیسے حصہ 2.20.1 میں بتایا گیا، سیدھے مائل  $pn$  جوڑ کا نفوذی کپیسٹر کافی زیادہ ہوتا ہے۔ یوں اگر ٹرانزسٹر کو افراستنده نھیں میں لانا ہو تو پہلے ان کپیسٹروں میں ذخیرہ برق بار<sup>65</sup> کی نکاسی کرنی ہو گی۔ زیادہ بڑے کپیسٹر کی نکاسی زیادہ دیر میں ہوتی ہے لہذا ایسا ٹرانزسٹر زیادہ تیزی سے غیر-افراستنده حال سے افراستنده حال میں نہیں لایا جاسکتا۔ اگر کسی طرح ان کپیسٹروں کی قیمت کم کر دی جائے تو ٹرانزسٹر زیادہ تیز رفتار پر کام کرنے کے قابل ہو جائے گا۔

شکل 3.136 الف میں ٹرانزسٹر کے بیس اور کلکٹر کے درمیان شائکی ڈائیوڈ نسب کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے شائکی ٹرانزسٹر<sup>66</sup> وجود میں آتا ہے جس کی علامت شکل ب میں دکھائی گئی ہے۔ شائکی ٹرانزسٹر کی کارکردگی شکل 3.137 میں دئے ایک پلیفارٹ کی مدد سے دیکھتے ہیں۔ چالو ٹرانزسٹر کا  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  ہوتا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر افراستنده حال میں ہو تو شائکی ڈائیوڈ الما مائل ہو گا اور اس کا کوئی کردار نہیں ہو گا البتہ اگر ٹرانزسٹر غیر افراستنده ہونے کی کوشش کرے تو  $V_{CE}$  کم ہو کر شائکی ڈائیوڈ کو سیدھا مائل کر دے گا۔ یہی صورت حال شکل میں دکھائی گئی ہے۔ یہیں سے ایک اہم حقیقت واضح ہوتی ہے۔ چونکہ سیدھے مائل شائکی ڈائیوڈ پر  $0.3\text{V}$  پائے جاتے ہیں لہذا ٹرانزسٹر کا  $V_{BC}$  بھی  $0.3\text{V}$  پر ہو گا۔ آپ جانتے ہیں کہ  $pn$  جوڑ کو چالو کرنے کی خاطر کم از کم  $0.5\text{V}$  درکار ہوتے ہیں لہذا  $BC$  جوڑ چالو حالت میں نہیں ہو گا۔ غیر چالو جوڑ کی برقی رو قابل نظر انداز ہوتی ہے۔ یوں صفحہ 173 پر دئے مساوات 2.66 کے تحت اس جوڑ کی نفوذی کپیسٹنس بھی قابل نظر انداز ہو گی۔ کپیسٹر کے کم ہونے کی وجہ سے یہ ٹرانزسٹر زیادہ رفتار پر کام کر پائے گا۔

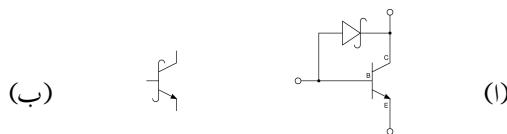
کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$V_{BE} = V_{CE} + V_D$$

کے برابر ہے۔ یوں شائکی 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 شائکی ٹرانزسٹر کا  $V_{CE}$  کسی صورت  $0.4\text{V}$  سے کم نہیں ہو سکتا اور یوں یہ کبھی بھی غیر افراستنده حال میں نہیں پایا جائے گا۔

---

charge<sup>65</sup>  
Schottky transistor<sup>66</sup>



شکل 3.136: شاگی تراز سٹر کی بناؤث اور علامت

شکل میں یوں

$$I_{RB} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{9.7 - 0.7}{10000} = 0.9 \text{ mA}$$

$$I_{RC} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{9.4 - 0.4}{1200} = 7.5 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ مزید کر خوف کے قانون برائے برتنی رو سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$I_C = I_D + I_{RC}$$

$$I_D = I_{RB} - I_B$$

ہیں۔ ان دو مساوات کے ساتھ  $I_B = \frac{I_C}{\beta}$  کو ملا کر

$$I_C = I_{RB} - I_B + I_{RC}$$

$$= I_{RB} - \frac{I_C}{\beta} + I_{RC}$$

یعنی

$$I_C = 8.316 \text{ mA}$$

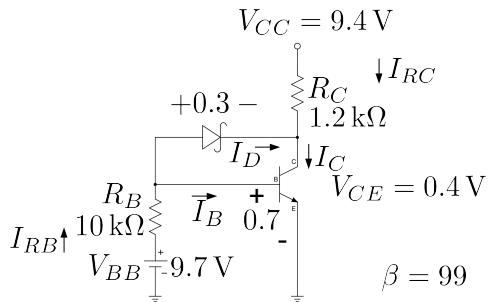
حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$I_D = I_C - I_{RC} = 0.816 \text{ mA}$$

- ہوں گے

$$\begin{aligned}V_{CE} &= V_{BE} - V_D \\&= 0.7 - 0.3 \\&= 0.4 \text{ V}\end{aligned}$$

شانگی ٹرانزسٹر کبھی  
بھی غیر افراستہ نہیں ہوتا



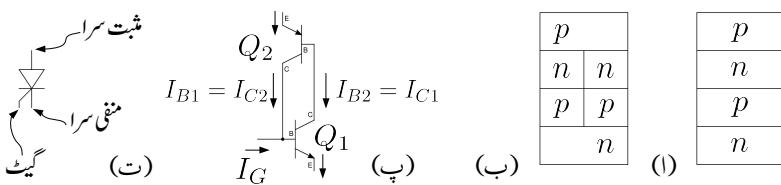
شکل 3.137: شانگی ایک پلیناٹر

### 3.25 قوی ٹرانزسٹر

سلیکان پتھری پر ٹرانزسٹر کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر بنائے جاتے ہیں۔ کئی ایمپیسر 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 متوازنی جوڑ کر مزید زیادہ برقی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمیت سے بدلتی رو برقی دباؤ بناتے انورٹر<sup>68</sup> میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ قوی ٹرانزسٹر ایک مائکرو سینٹر کے لگ بھگ دورانیہ میں چالو سے منقطع یا منقطع سے چالو حالت میں لائے جاسکتے ہیں۔

برقی طاقت کا خیال 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 متوازنی جڑے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ٹرانزسٹر زیادہ گرم ہو تو اس کا  $V_{BE}$  گھٹ جائے گا۔ متوازنی جڑے ٹرانزسٹروں میں جس ٹرانزسٹر کا  $V_{BE}$  کم سے کم ہو، اس کا  $i_B$  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 وھاتی چاور<sup>69</sup> کے ساتھ جوڑ کر ٹھنڈا رکھا جاتا ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کو قریب ایک ہی موصل نالی دار وھاتی چاور 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۔

power transistor<sup>67</sup>  
inverter<sup>68</sup>  
heat sink<sup>69</sup>



شکل 3.138: قابو ریکیشیفار

## 3.26 قابو ریکیشیفار

شکل 3.138 میں p اور n کے چار تہہ کا پروزہ دکھایا گیا ہے جسے قابو ریکیشیفار<sup>70</sup> کہتے ہیں۔ شکل ب کے درمیان لکیر لگا کر اسی کو آئیں میں جڑے اور npn ٹرانزسٹر دکھایا گیا ہے جس سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔ قابو ریکیشیفار کے عموماً تین سرے باہر مہیا کئے جاتے ہیں جنہیں ہم مثبت سرا<sup>71</sup>، منفی سرا<sup>72</sup> اور گیٹ<sup>73</sup> کہیں گے۔ گیٹ عموماً npn کا ہے۔ قابو ریکیشیفار کی علامت شکل ت میں دکھائی گئی ہے۔

قابو ریکیشیفار کی کارکردگی با اسانی 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<sub>G</sub> فراہم کی جاتی ہے۔ یوں Q<sub>1</sub> چالو ہو کر I<sub>C2</sub> =  $\beta_1 I_G$  خارج کرے گا جو کہ Q<sub>2</sub> کے بیس کی برقی رو ہے اور یوں Q<sub>2</sub> بھی چالو ہو کر  $\beta_2 I_{B2}$  خارج کرے گا جو Q<sub>1</sub> کو برقرار چالو رکھے گا۔ آپ دلکھ سکتے ہیں کہ اگر اب I<sub>G</sub> کو صفر بھی کر دیا جائے تو قابو ریکیشیفار چالو ہی رہے گا۔ حقیقت میں دیکھا گیا ہے کہ I<sub>G</sub> منفی کرنے سے بھی قابو ریکیشیفار منقطع نہیں ہوتا۔ قابو ریکیشیفار کو بغیر I<sub>G</sub> کے چالو رکھنے کی خاطر ضروری ہے کہ اس میں کم از کم I<sub>L</sub> برقی رو گزر رہی ہو۔ اس برقی رو کو ہم برقی رو چالو رکھنے کی حد<sup>74</sup> کہیں گے۔

چالو قابو ریکیشیفار 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<sub>h</sub> سے کم کر دی جائے تو

scr, thyristor<sup>70</sup>  
anode<sup>71</sup>  
cathode<sup>72</sup>  
gate<sup>73</sup>  
latching current<sup>74</sup>

قابو ریکیٹیفار مفقط صورت اختیار کر لیتا ہے۔ اس حد کو ہم قابو ریکیٹیفار کی برق رو منقطع کرنے کی حد<sup>75</sup> کہیں گے۔

چالو ہونے کے بعد قابو ریکیٹیفار بالکل ایک سادہ ڈائیڈ کی طرح کام کرتے ہوئے گزرتی برقی رو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دیتا ہے۔

قابو ریکیٹیفار بغیر  $I_G$  کے بھی کئی طریقوں سے چالو کیا جاسکتا ہے۔ اگر اس پر لاگو برقی دباؤ قابل برداشت حد سے تجاوز کر جائے تو یہ چالو ہو جاتا ہے۔ اسی طرح درجہ حرارت بڑھانے سے ٹرانزیٹر کی الٹی جانب رستا برقی رو بڑھتی ہے جس سے یہ چالو ہو سکتا ہے۔

جہاں توی ٹرانزیٹر صرف چند ایپسیئر برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے وہاں قابو ریکیٹیفار کئی ہزار ایپسیئر قابو کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے اور یہ کئی سیکڑوں ولٹ کے برقی دباؤ کو برداشت کر سکتا ہے۔ اس وقت ٹرانزیٹر پر مبنی انورٹر<sup>76</sup> تقریباً 100 kW تک دستیاب ہیں جبکہ قابو ریکیٹیفار پر مبنی 10 MW طاقت کے انورٹر لوہے کی بھیبھیوں میں عام استعمال ہوتے ہیں۔

---

holding current<sup>75</sup>  
inverter<sup>76</sup>

## امثلات

$$i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}$$

$$I_C = \alpha I_E$$

$$I_E = I_B + I_C$$

$$i_c = \beta i_b$$

$$i_e = (\beta + 1) i_b$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CE, \text{ذئب}} = 0.2 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_Q = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$r_o = \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_Q = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

$$R_E = \frac{10R_B}{\beta + 1}$$

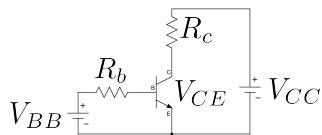
$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B \ll (\beta + 1) R_E$$

$$S_{V_{BE}} \approx -\frac{1}{R_E}$$

$$S_\beta = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[ \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right]$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{کم} + R_{بڑی}}$$

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\alpha \left( \frac{\text{مجموع مزاجت کل پلٹر}}{\text{مجموع مزاجت کل پلٹر}} \right)$$



شکل 3.139: ٹرانزسٹر کا یک سختی 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 اور  $V_{CE}$  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۔

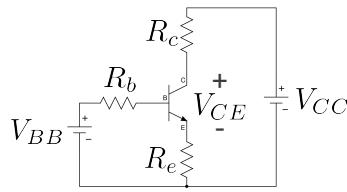
جوابات:  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  اور  $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 0.8166 \text{ mA}$

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 شکل:

سوال 3.5: سوال 3.4 میں  $V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر ہو گا۔جواب:  $V_{BB} = 1.811 \text{ V}$ ,  $I_B = 11.11 \mu\text{A}$ ,  $I_C = 1.111 \text{ mA}$ 

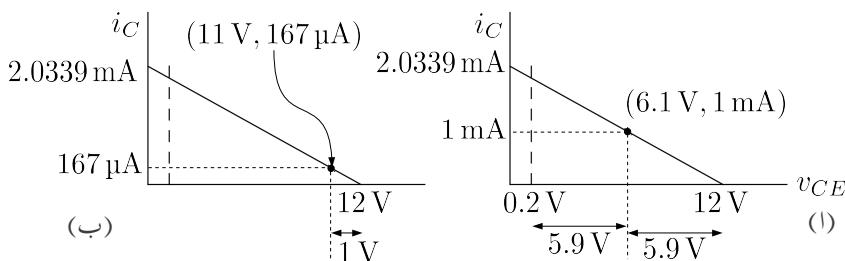
سوال 3.6: شکل 3.140 میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15 \text{ V} & V_{BB} &= 3.5 \text{ V} & \beta &= 99 \\ R_b &= 14.7 \text{ k}\Omega & R_c &= 4 \text{ k}\Omega & R_e &= 1.47 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

لیتے ہوئے  $V_{CE}$  اور  $I_B$ ،  $I_C$  حاصل کریں۔جوابات:  $V_{CE} = 5.528 \text{ V}$  اور  $I_B = 17.49 \mu\text{A}$ ,  $I_C = 1.73 \text{ mA}$ سوال 3.6 میں  $V_{BB} = 6 \text{ V}$  کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔جوابات: ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہے۔  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  اور  $I_B = 84.03 \mu\text{A}$ ,  $I_C = 2.681 \text{ mA}$ سوال 3.7: سوال 3.7 میں ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہے۔ اس صورت میں ٹرانزسٹر کا  $\beta$  کیا ہے۔

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = 31.9$$

سوال 3.9: شکل 3.139 میں  $V_{CE} = 6 \text{ V}$  اور  $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$  اور  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ،  $\beta = 37$  میں رکھنے کی خاطر درکار  $V_{BB}$  اور  $R_B$  حاصل کریں۔جوابات:  $V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B$  کو  $V_{BB}$  اور  $R_B$  کو کیا جاسکتا ہے۔ البتہ اس مساوات میں دونا معلوم جزو ہیں۔ دونا معلوم اجزاء حاصل کرنے کی خاطر دو مساوات درکار ہوتے ہیں۔ اس طرح کے مسائل سے انجینئر کا عموماً واسطہ پڑتا ہے۔ انجینئر کی صلاحیت یہاں کام آتی



: 3.141 شکل

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 جا سکتی ہے۔ یوں  $V_{BB} = 6 \text{ V}$  پنے سے  $R_B = 107.86 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 3.10: شکل 3.140 میں  $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ,  $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$  اور  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  ہیں۔ اور  $I_C = 1 \text{ mA}$  رکھنے کی خاطر بقایا اجزاء حاصل کریں۔

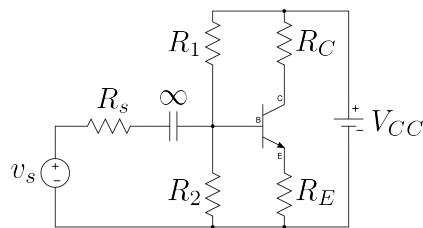
جوابات:  $V_{BB} = 3.67 \text{ V}$  اور  $R_B = 10.26 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 2.7 \text{ k}\Omega$

سوال 3.11: شکل 3.140 میں  $\beta = 37$  اور  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  ہیں۔ خارجی اشارے کا جیٹ زیادہ سے زیادہ رکھنے کی خاطر خطِ بوجھ کچپیں اور اس سے  $V_{CEQ}$  حاصل کریں۔ بقایا تمام اجزاء بھی حاصل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے  $I_C = 1 \text{ mA}$  اور  $R_C = 10R_E$  رکھیں۔

جوابات: خطِ بوجھ کو شکل 3.141 کیا گیا ہے جس سے  $V_{CEQ} = 6.1 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 3.12: شکل 3.140 میں خارجی اشارے کا جیٹ  $V \pm 1 \text{ V}$  موقع ہے۔ دور کو نو وولٹ کے بیٹری سے  $V_{CC}$  مہیا کیا جاتا ہے۔ بیٹری کو زیادہ دیر کار آمد رکھنے کی خاطر اس سے حاصل یک سمتی برقی روکم سے کم رکھا جاتا ہے۔ سوال 3.11 میں حاصل کئے گئے  $R_E$  اور  $V_{CEQ}$  استعمال کرتے ہوئے خطِ بوجھ سے  $I_{CQ}$  اور  $V_{BB}$  کا تعین کر کے  $V_{BB}$  حاصل کریں۔

جوابات: خطِ بوجھ کو شکل 3.141 ب میں دکھایا گیا ہے جس سے  $I_C = 167 \mu\text{A}$  اور  $V_{CEQ} = 11 \text{ V}$  اور  $V_{BB} = 0.798 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یوں  $V_{BB} = 0.798 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.142

سوال 3.13: سوال 3.12 میں  $R_E$  کی قیمت سے بہت کم رکھی گئی جس کی وجہ سے  $V_{BB}$  کی قیمت بھی بہت کم حاصل ہوئی۔ دیکھتے ہیں کہ  $V_{BB}$  کی قیمت کم ہونے سے کیا مسئلہ پیدا ہوتا ہے۔ سوال 3.12 کے دور میں اگر حقیقت میں  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  ہوتے تو  $I_C$  کیا ہو گی۔

جواب: آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $V_{BE}$  میں ذرہ سی تبدیلی سے برقی روپچاہ فی صد بڑھ گئی ہے جبکہ ہم چاہتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے خصوصیات تبدیل ہونے سے برقی رو میں کم سے کم تبدیلی رو نما ہو۔

سوال 3.14: شکل 3.140 میں  $V_{CE} = 5\text{V}$  اور  $I_C = 1\text{mA}$  اور  $V_{CC} = 21\text{V}$  حاصل کرنی ہے۔ اور  $R_E$  کو برابر رکھتے ہوئے  $R_B$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے  $\beta$  کی قیمت 49 تا 149 تبدیل ہونے کے باوجود  $I_C$  میں کل دس فی صد سے زیادہ تبدیلی رو نمانہ ہو۔  $V_{BB}$  کبھی حاصل کریں۔

جوابات:  $R_E = R_C = 8\text{k}\Omega$  ہیں۔ درکار ہے لہذا  $\beta = 49$  پر برقی رو 5% کم یعنی  $0.95\text{mA}$  جبکہ  $\beta = 149$  پر برقی رو 5% زیادہ یعنی  $1.05\text{mA}$  تصور کرتے ہوئے  $R_B = 9.566\text{k}\Omega$  ،  $66.66\text{k}\Omega$  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۔

جوابات:  $R_2 = 328\text{k}\Omega$  ،  $R_1 = 83\text{k}\Omega$

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۔ نئے 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 3.17: سوال 3.16 کے تمام مزاحمت اور ٹرانزسٹر کے بیس۔ گلکٹر جوڑ پر برقی طاقت کا ضایع حاصل کریں۔

جوابات: لیتے ہوئے حاصل  $P_{RE} = 57 \text{ mW}$  اور  $P_{RC} = 11.4 \text{ mW}$  اور  $I_C = I_E = 10.7 \text{ mA}$  ہوتا ہے۔ اور یوں  $V_B = 1.77 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $P_{R2} = \frac{V_B^2}{R_2}$  اور  $P_{R1} = 4.5 \text{ mW}$  اور  $V_E = I_E R_E = 1.07 \text{ V}$

سوال 3.18: شکل 3.142 میں  $R_E$  کے متوازنی لامدد دیت کا کپیسٹر نسب کیا جاتا ہے۔  $R_C = 750 \Omega$ ،  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ،  $\beta = 37$ ،  $R_E = 750 \Omega$

•  $I_{CQ}$  کی خاطر  $R_1$  اور  $R_2$  حاصل کریں۔

• یک سمی اور بدلتی رو خط بوجھ پہنچیں اور ان پر تمام اہم نقطیں ظاہر کریں۔

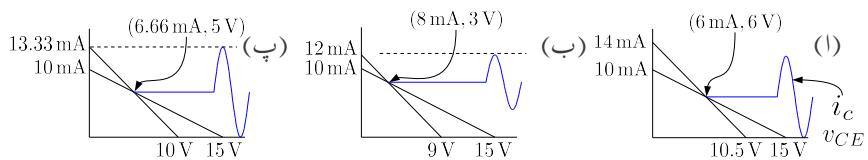
•  $V_{CEQ}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے، حاصل قیتوں کے استعمال سے خارجی اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ کیا ہو گا۔

جوابات:

$$R_2 = 4572 \Omega \text{ اور } R_1 = 7566 \Omega, V_{BB} = 5.65 \text{ V}$$

• شکل 3.143 میں یک سمی اور بدلتی رو، خط بوجھ دکھانے گے ہیں۔ بدلتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان  $\frac{1}{750}$  ہے اور یہ یک سمی رو، خط بوجھ کو نقطہ کار کردگی پر نکرتا ہے۔

• شکل سے  $i_c$  کا حیطہ  $i_c = 6 \text{ mA}$  تک ممکن ہے۔  $i_c$  کی منفی چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔



: 3.143

سوال 3.19: سوال 3.18 میں  $I_{CQ} = 9 \text{ mA}$  رکھتے ہوئے  $i_c$  کا زیادہ سے زیادہ جیٹے کیا ممکن ہے۔

حل: شکل 3.143 ب میں یک سمتی اور بدلتی رو خطوط دکھائے گئے ہیں جہاں سے  $i_c$  کا زیادہ سے زیادہ جیٹے 4 mA تک ممکن ہے۔  $i_c$  کی ثابت چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔

سوال 3.20: سوال 3.18 میں نقطہ کار کر دگی کس مقام پر رکھنے سے  $i_c$  کا جیٹے زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ اس جیٹے کی قیمت حاصل کریں۔

حل: (3.143 پ میں دکھائیا گیا ہے) درکار نقطہ کار کر دگی ہے۔ جیسے شکل 3.143 پ میں دکھایا گیا ہے  $i_c$  کا زیادہ سے زیادہ جیٹے 6.66 mA ہو گا۔



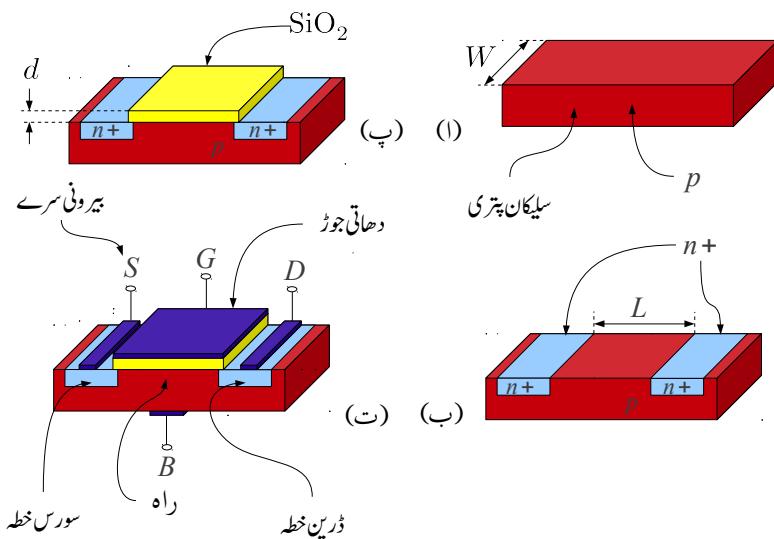
## الباب 4

### میدانی ٹرانزسٹر

دو جوڑ ٹرانزسٹر کی طرح میدانی ٹرانزسٹر یا فیٹ FET بھی اپنے دو سروں کے مابین برقی رو کا گزر قابو کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ یوں انہیں بطور انپلیغا کر یا برقی سوچ استعمال کیا جا سکتا ہے۔ میدانی ٹرانزسٹر کے دو سروں کے مابین برق میدان کی شدت<sup>1</sup> اس میں برقی رو کے گزر کو قابو کرتا ہے۔ اسی سے اس کا نام میدانی ٹرانزسٹر لکھا ہے۔ میدانی ٹرانزسٹر n یا p قسم کا بنانا ممکن ہوتا ہے۔ n قسم فیٹ میں برقی رو کا گزر بذریعہ منفی برق بار<sup>2</sup> جبکہ p قسم کے فیٹ میں بذریعہ ثابت برق بار ہوتا ہے۔

میدانی ٹرانزسٹر کئی اقسام میں جن میں ماسفیٹ MOSFET سب سے زیادہ مقبول ہے۔ یقایا 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 جا سکتے ہیں۔ انہیں وجوہات کی بنار پر جدید عددی مخلوط ادوار<sup>3</sup> مثلاً مائیکروریوسیس<sup>4</sup> اور حافظہ<sup>5</sup> ماسفیٹ سے ہی تخلیق دئے جاتے ہیں۔ اس باب میں ماسفیٹ MOSFET پر بالخصوص اور جوڑ دار فیٹ JFET پر بالعموم غور کیا جائے گا۔

electric field intensity<sup>1</sup>  
charge<sup>2</sup>  
digital integrated circuits<sup>3</sup>  
microprocessor<sup>4</sup>  
memory<sup>5</sup>

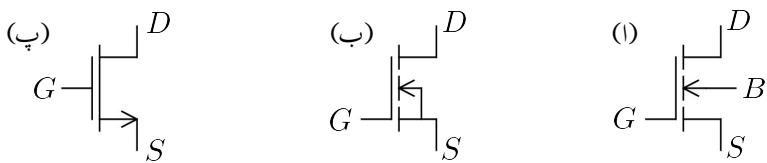


شکل 4.1: n ماسفیٹ کی ساخت

### 4.1 n ماسفیٹ کی ساخت (بڑھاتا n ماسفیٹ)

شکل 4.1 میں n ماسفیٹ بننے 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 حقیقت میں یہ ماسفیٹ کے جامات سے اتنی موٹی ہوتی ہے کہ اس کے موٹائی کو ماسفیٹ کی جامات کے لامپ سے لامحدود تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 4.1 اف میں ثابت یعنی p قسم کے سیلیکان<sup>6</sup> کی پتھری 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 لامحدود تصور کیا جاتا ہے۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس پتھری میں دو جگہ دوری جدول<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

silicon<sup>6</sup>  
periodic table<sup>7</sup>



شکل 4.2: n بڑھاتا ماسفیٹ کی مختلف علامتیں

کے اوپر، دو  $n+$  خطوں کے مابین  $\text{SiO}_2$  آکیا جاتا ہے۔  $\text{SiO}_2$  انتہائی بہتر غیر موصل ہے۔ اگاے گئے  $\text{SiO}_2$  کی موٹائی d ہے۔ شکل ت میں  $n+$  خطوں کے علاوہ  $\text{SiO}_2$  کے اوپر اور سیلیکان پتھری کے نچلے سطح پر برقی جوڑ بنانے کی غرض سے دھات جوڑا گیا ہے۔ ان چاروں دھاتی سطحوں کے ساتھ برقی تار جوڑ کر انہیں بطور ماسفیٹ کے یہودی سروں کے استعمال کیا جاتا ہے۔ ان یہودی برقی سروں کو سورس، گیٹ<sup>8</sup>، ڈرین اور بدن<sup>9</sup> کہا جائے گا اور انہیں S، G، D اور B سے پہچانا جاتا ہے۔ شکل 4.2 میں ماسفیٹ کی مختلف علامتیں دکھائی گئی ہیں۔ عموماً بدن<sup>10</sup> کو سورس کے ساتھ جوڑ کر باہر ان دونوں کے لئے ایک ہی سرناکلا جاتا ہے جسے سورس تصور کیا جاتا ہے۔ ایسی صورت میں ماسفیٹ کے تین سرے پائے جائیں گے۔ شکل پ میں اسی کی علامت دکھائی گئی ہے جہاں تیر کا نشان ماسفیٹ میں سے گزرتے برقی رو کی چیخ سمت دکھاتا ہے۔ اس کتاب میں عموماً ماسفیٹ کو تین سروں کا ہی تصور کیا گیا ہے۔

بدن اور ڈرین pn ڈائیوڈ بناتے ہیں۔ اسی طرح بدن اور سورس بھی pn ڈائیوڈ بناتے ہیں۔ بدن اور سورس کو ایک ساتھ جوڑنے سے بدن اور سورس کے درمیان ڈائیوڈ قصر دور ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ بدن اور ڈرین کے درمیان ڈائیوڈ سورس اور ڈرین کے درمیان جڑ جاتا ہے۔ شکل 4.2 پ میں اگرچہ سورس سے ڈرین ڈائیوڈ نہیں دکھایا گیا لیکن یہ یاد رکھنا ضروری ہے کہ ایسا ڈائیوڈ پایا جاتا ہے۔ اسے عموماً استعمال بھی کیا جاتا ہے۔

جیسا کہ آپ دیکھیں گے گیٹ اور سورس سروں کے مابین برقی دباو کی شدت<sup>11</sup> کے ذریعہ سیلیکان کی پتھری میں، گیٹ کے نیچے، سورس اور ڈرین خطوں کے مابین برقی 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 برقی دباو لاگو کرنے سے اس راہ میں برقی رو کا گزر

---

MOSFET<sup>11</sup> کے نام کے پہلے تین مخفف یعنی Metal Oxide Semiconductor میں کی ساخت یعنی MOS سے حاصل کئے گئے ہیں جبکہ چوتھا مخفف یعنی FET برقی رو کی شدت سے چلنے کے عمل یعنی Field Effect Transistor سے لے کئے گئے ہیں۔

gate<sup>8</sup>  
<sub>9</sub>

body<sup>10</sup>

channel<sup>12</sup>

ہوتا ہے۔ جیسا کہ شکل سے واضح ہے اس راہ کی لمبائی  $L$  اور چوڑائی  $W$  ہو گی۔ راہ کی لمبائی عموماً  $1 \mu\text{m}$  تا  $10 \mu\text{m}$  جبکہ اس کی چوڑائی  $2 \mu\text{m}$  تا  $500 \mu\text{m}$  ہوتی ہے۔

دو جو ٹرانزسٹر میں میں پر لاؤ برقی رو کی مدد سے ٹرانزسٹر میں برقی رو  $I_C$  کو قابو کیا جاتا ہے جہاں میں میں  $\frac{I_C}{\beta}$  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 سمتی برقی رو کی مقدار  $10^{-15}$  آپسیٹ کے لگ بھگ ہوتی ہے جو ایک قابل نظر انداز مقدار ہے۔

دو جو ٹرانزسٹر کے بر عکس میدانی ٹرانزسٹروں میں دونوں  $n+$  خطے بالکل یکساں ہوتے ہیں اور ان میں کسی ایک کو بطور سورس اور دوسرا کو ڈرین خطہ استعمال کیا جا سکتا ہے۔

اگرچہ موجودہ کئی اقسام کے میدانی ٹرانزسٹروں کے ساخت مندرجہ بالا بتائے ساخت سے مختلف ہوتے ہیں (جیسے ان میں عموماً دھات کے بجائے دیگر صنیعی اجزاء استعمال کئے جاتے ہیں) ہم پھر بھی انہیں ماسفیٹ پاریں 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 لاؤ کئے بغیر اسے دو آپس میں اٹھ جئے ڈایوڈ تصور کیا جا سکتا ہے جہاں  $p$  سیلیکان پتھری (بدن) اور  $n+$  سورس پہلا ڈایوڈ اور اسی طرح  $p$  سیلیکان پتھری (بدن) اور  $n+$  ڈرین دوسرا ڈایوڈ ہے۔ یہ دو اٹھ جئے ڈایوڈ ڈرین اور سورس سروں کے مابین برقی رو کے گزر کو ناممکن بناتے ہیں۔ اس صورت میں ان دو سروں کے مابین نہیں زیادہ مزاحمت (تقریباً  $10^{12} \Omega$ ) پائی جاتی ہے۔

شکل 4.3 الف میں ماسفیٹ کا گیٹ آزاد رکھ کر اس کے سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاؤ کیا گیا ہے۔ مزید یہ کہ ان کے بدن اور ڈرین دونوں سروں کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔  $v_{DS}$  لاؤ کرنے سے ڈرین-بدن جوڑ پر دیران خطہ بڑھ جاتا ہے اور اس برقی دباؤ کو روکے رکھتا ہے۔

### 4.2.2 گیٹ کے ذریعہ برقی روکے لئے راہ کی تیاری

شکل 4.3 ب میں بدن اور سورس کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ پر برقی دباؤ  $v_{GS}$  مہیا کیا گیا ہے۔ گیٹ پر ثابت برقی دباؤ  $p$  قسم کی سیلکان پتھری میں آزاد خول کو دور دھکیلتا ہے جبکہ بیہاں موجود آزاد اقلیتی الیکٹران کو گیٹ کی جانب کھینچتا ہے۔ مزید یہ کہ اس برقی دباؤ کی وجہ سے دونوں  $n$  خطوں میں موجود (ضرورت سے زیادہ تعداد میں) آزاد الیکٹرانوں کو بھی گیٹ کے نیچے کھینچا جاتا ہے۔ اگر گیٹ پر ثابت برقی دباؤ بتدر تنگ بڑھایا جائے تو گیٹ کے نیچے  $p$  سیلکان میں الیکٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے اور آخر کار الیکٹرانوں کی تعداد خلوں کی تعداد سے بھی زیادہ ہو جاتی ہے۔ اس عمل سے  $p$  خطہ اٹا ہو کر  $n$  خطہ بن جاتا ہے۔ ایک قسم کے سیلکان سے زبردستی دوسرا قسم کی سیلکان بنانے کے عمل کو اتنا کرنا<sup>13</sup> کہتے ہیں اور ایسے اتنا کئے گئے خطے کو اتنا خطے<sup>14</sup> کہا جاتا ہے۔ گیٹ پر برقی دباؤ بڑھانے سے گیٹ کے نیچے اتنا خطے بھی بڑھتا ہے اور آخر کار یہ سورس سے ڈرین تک پہنچ جاتا ہے۔ یوں سورس سے ڈرین تک  $n$  قسم کی راہ وجود میں آتی ہے۔ جیسے ہی سورس اور ڈرین خطوں کے مابین راہ پیدا ہوتا ہے ان خطوں کے مابین برقی روکا گزر ممکن ہو جاتا ہے۔ جس برقی دباؤ پر ایسا ہو جائے اس کو دبليز برق دباؤ<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 روکا گزر ممکن ہوتا ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ گیٹ پر  $V_t$  یا اس سے کم برقی دباؤ کی صورت میں ٹرانزسٹر غیر چالو یا منقطع رہتا ہے جبکہ گیٹ پر  $V_t$  سے زیادہ برقی دباؤ کی صورت میں ٹرانزسٹر چالو یا غیر منقطع رہتا ہے یعنی

$$(4.1) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{منقطع} \\ v_{GS} > V_t & \text{منقطع غیر چالو} \end{array}$$

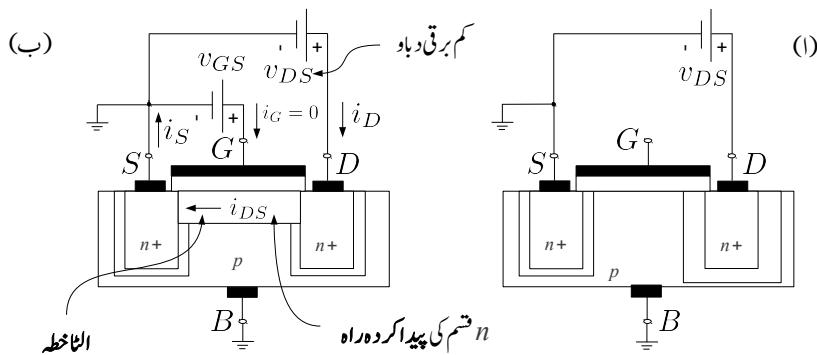
یوں  $v_{GS} = V_t$  کو دبليز تصور کیا جا سکتا ہے جس کی ایک جانب ماسفیٹ چالو جبکہ اس کی دوسری جانب ماسفیٹ منقطع رہتا ہے۔ چالو ماسفیٹ کے ڈرین اور سورس سروں کے مابین برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاگو کرنے سے پیدا کردہ راہ میں برقی روکا گزرے گی۔ چونکہ گیٹ کی برقی روکی قیمت صفر ہے لہذا ڈرین سرے پر برقی روکا گزرے اور سورس سرے پر برقی روکا گزرے کی تفہیں برابر ہوں گی یعنی

$$(4.2) \quad \begin{array}{l} i_G = 0 \\ i_D = i_S = i_{DS} \end{array}$$

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 بتلاتا ہے۔  $n$  راہ میں برقی روکا گزرے الیکٹرانوں کے

---

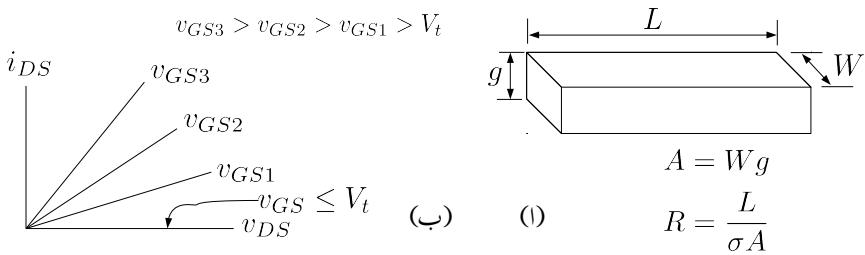
inversion<sup>13</sup>  
inversion layer<sup>14</sup>  
threshold voltage<sup>15</sup>



شکل 4.3: بر قی راہ کا جو دیدار ہونا

حرکت کی بدولت ہے جو سورس سے راہ میں داخل ہو کر ڈرین تک سفر کرتے ہیں۔ اس کو یوں بھی کہا جاسکتا ہے کہ الیکٹران سورس سے راہ میں خارج ہوتے ہیں اور ڈرین پر راہ سے حاصل کئے جاتے ہیں۔ اسی سے ماسفیٹ کے ان دو خطوں کے نام سورس<sup>16</sup> اور ڈرین<sup>17</sup> نکلے<sup>18</sup> 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 پیدا کردہ راہ کی گہرائی  $g$  بڑھتی ہے۔ یوں اس قسم کے ماسفیٹ کو  $n$  بڑھاتا ماسفیٹ<sup>19</sup> کہتے ہیں۔ شکل 4.4 الف 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  $V_{GS}$  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

<sup>16</sup> source  
<sup>17</sup> drain  
<sup>18</sup> جس تمام سے کوئی چیز خارج ہو، اُس کو اگریزی میں سورس کہتے ہیں اور جہاں سے لکھی ہو اس کو ڈرین کہتے ہیں۔  
<sup>19</sup> enhancement nMOSFET  
<sup>20</sup> conductivity



شکل 4.4: پیدا کردہ راہ کی مزاحمت

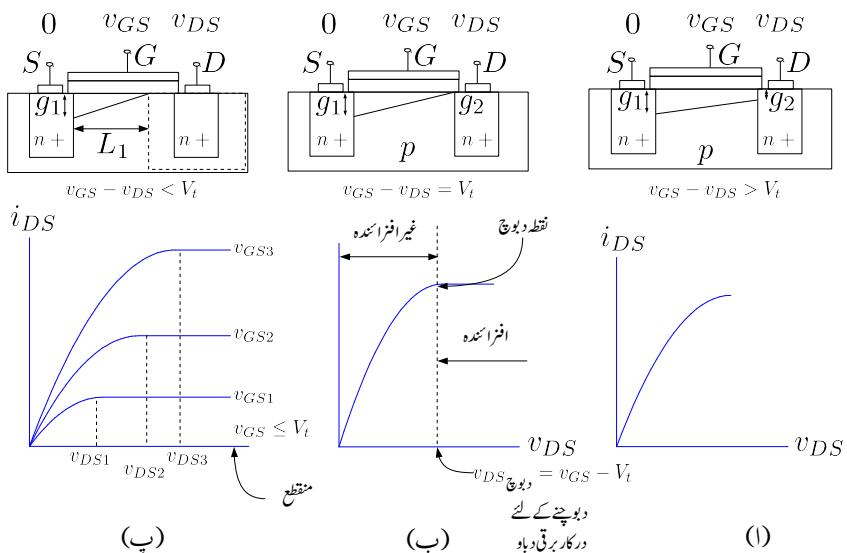
کرتے ہوئے  $v_{DS} - i_{DS}$  کا خط گراف کیا گیا ہے۔ اسی طرح گیٹ پر بر قی دباؤ کو مزید بڑھا کر  $v_{GS3}$  کرتے ہوئے بھی  $v_{DS} - i_{DS}$  کا خط گراف کیا گیا ہے۔

سورس نخطے کو بر قی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ پر لاگو بر قی دباؤ جیسے ہی  $V_t$  سے تجاوز کر جائے، سورس اور ڈرین خلوں 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 سیلیکان کی پتھری میں  $n$  قسم کی راہ پیدا کرنے کی خاطر یہ ضروری ہے کہ اس نقطے پر گیٹ اور سیلیکان کی پتھری کے مابین کم از کم  $V_t$  بر قی دباؤ پایا جائے۔ اگر گیٹ اور سیلیکان 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 سیلیکان پتھری کے مابین  $V_t$  سے اضافی بر قی دباؤ پر منحصر ہے۔

شکل 4.5 الف میں سورس خط بر قی زمین یعنی صفر وولٹ پر ہے جبکہ گیٹ پر  $v_{GS}$  بر قی دباؤ ہے۔ یوں یہاں گیٹ اور سیلیکان 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 خط  $v_{DS}$  وولٹ پر ہے اور یوں یہاں پیدا کردہ راہ کی گہرائی ( $v_{GS} - v_{DS} = V_t - v_{DS}$ ) کے اضافی بر قی دباؤ پر منحصر ہو گی جسے شکل میں  $g_2$  کہا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $g_1$  کی مقدار  $g_1$  سے کم ہے۔ یوں پیدا کردہ راہ تکونی شکل اعتیار کر لے گا۔  $v_{DS}$  کی مقدار صفر ہونے کی صورت میں  $g_1$  اور  $g_2$  برابر ہوتے ہیں اور پیدا کردہ راہ کی مزاحمت یعنی چالو ماسفیٹ کی مزاحمت

$$(4.3) \quad \frac{\text{لہائی}}{\text{رقبہ} \times \text{مستقل کا موصلیت}} = \frac{\text{مزاحمت}}{Wg} = \frac{L}{\sigma Wg}$$



شکل 4.5: پیپر اکڈر اس کی گہرائی اور n بڑھاتے ماسفیٹ کے خط

کے برابر ہوتی ہے۔  $v_{DS}$  کی مقدار صفر ولٹ 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 دبوچ<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 سلیکان 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 ہو تو ڈرین کے قریب راہ کا بننا ممکن نہیں ہو گا۔ جب

(4.4)

$$v_{GS} - v_{DS} = V_t$$

ہو جائے تو ہم کہتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ دبوچ دی گئی ہے اور جس  $v_{DS}$  پر ایسا ہوا سے پیدا کردہ راہ دبوچنے کے لئے درکار بر قی دباؤ دبوچ<sub>DS</sub> کہتے ہیں۔ مساوات 4.4 سے

(4.5)

$$V_{DS\text{ دبوچ}} = v_{GS} - V_t$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.4 میں  $v_{DS} = v_D - v_S$  اور  $v_{GS} = v_G - v_S$  لکھتے ہوئے

$$(v_G - v_S) - (v_D - v_S) = V_t$$

$$v_G - v_D = V_t$$

حاصل ہوتا ہے جس میں  $v_{GD}$  لکھ کر

(4.6)

$$v_{GD\text{ دبوچ}} = V_t$$

لکھا جاسکتا ہے۔

یہاں ایسا محسوس ہوتا ہے کہ پیدا کردہ راہ کی گہرائی صفر ہوتے ہی (یعنی راہ دبوچتے ہی) راہ کی مزاحمت لامحدود ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر میں بر قی روکا گزرنانا ممکن ہو جائے گا۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا۔ جب تک  $v_{DS}$  کی قیمت دبوچ<sub>DS</sub> سے کم رہے، اسے بڑھانے سے  $i_{DS}$  بتدریج بڑھتا ہے مگر چونکہ  $v_{DS}$  بڑھانے سے پیدا

---

pinch off<sup>21</sup>

کردہ راہ کی مزاجمت بھی بڑھتی ہے لہذا  $i_{DS}$  کے بڑھنے کی شرح بذریعہ کم ہوتی ہے۔ دیوچ  $v_{DS}$  پر ٹرانزسٹر میں گزرتی برقی رو کی قیمت  $v_{DS1}$  کہلاتی ہے اور اگر  $v_{DS}$  کو دیوچ  $v_{DS2}$  سے بڑھایا جائے تو دیکھا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر سے گزرتی برقی رو مستقل دیوچ  $i_{DS}$  کے برابر ہی رہتی ہے اور اس میں کسی قسم کا اضافہ نہیں آتا۔ یہ تمام شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 4.5 ب میں ٹرانزسٹر کے افزائندہ اور غیر افزائندہ خطے بھی دکھائے گئے ہیں۔ یہ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے نوعیت کے ہی ہیں۔ شکل 4.5 پ میں مختلف گیٹ کے برقی دباؤ پر  $v_{DS} - v_{DS1}$  کے خط کھینچے گئے ہیں اور ان کے نقطہ دیوچ پر برقی دباؤ کو  $v_{DS1}$  اور  $v_{DS2}$  لکھ کر واضح کیا گیا ہے۔ سورس خطہ برقی زمین پر رکھتے ہوئے اگر گیٹ پر برقی دباؤ  $V_t$  سے کم ہو تب راہ وجود میں نہیں آتا اور ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کئے رہتا ہے اور اس میں برقی رو کی قیمت صفر رہتی ہے۔ منقطع صورت بھی اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔

$n$  ماسفیٹ کے ان نتائج کو بیہاں ایک جگہ لکھتے ہیں۔

منقطع

$$(4.7) \quad v_{GS} \leq V_t$$

چالو

$$(4.8) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} - v_{DS} \geq V_t & \text{افزاں ندہ غیر} \\ v_{GS} - v_{DS} = V_t & \text{دیوچ نقطہ} \\ v_{GS} - v_{DS} \leq V_t & \text{افزاں ندہ} \end{array}$$

انہیں مساوات کو یوں

$v_{GS} \leq V_t$ $v_{DS} \leq v_{GS} - V_t$ $v_{DS} = v_{GS} - V_t$ $v_{DS} \geq v_{GS} - V_t$	<b>مقطوع</b> <b>افراہندہ غیر</b> <b>دبوچ نقطہ</b> <b>افراہندہ</b>
یا یوں	

$v_{GS} \leq V_t$ $v_{GD} \geq V_t$ $v_{GD} = V_t$ $v_{GD} \leq V_t$	<b>مقطوع</b> <b>افراہندہ غیر</b> <b>دبوچ نقطہ</b> <b>افراہندہ</b>
یا یوں	

بھی لکھا جاسکتا ہے۔ یاد رہے کہ افراہندہ یا غیر افراہندہ خطے ہونے کے لئے لازمی ہے کہ ماسفیٹ چالو (یعنی غیر مقطوع) ہو۔ ماسفیٹ کو افراہندہ خطے میں رکھ کر ایکپلینائر بنایا جاتا ہے۔

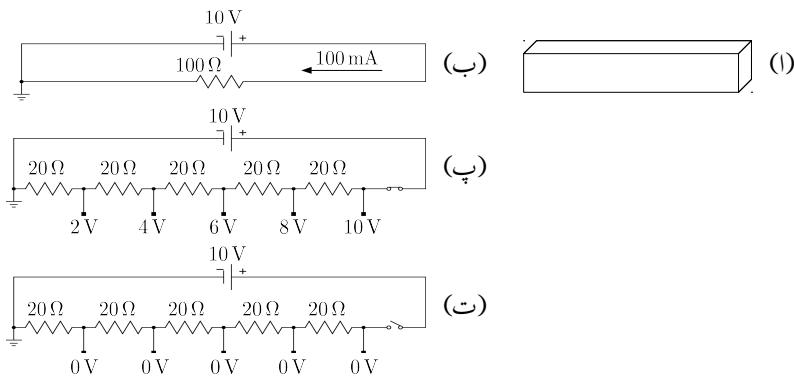
مثال 4.1: شکل 4.6 الف میں n ماسفیٹ کے پیدا کردہ راہ کو بطور سواؤہم ( $100\Omega$ ) کے موصل سلاخ دکھایا گیا ہے جس پر لمبائی کے جانب دس ولٹ (10V) بر قی دباؤ لاگو کیا گیا ہے۔ مسئلہ کو سادہ رکھنے کی خاطر پیدا کردہ راہ کے ترچھا پن کو نظر انداز کریں۔

1. پیدا کردہ راہ کے مختلف مقامات پر بر قی دباؤ حاصل کریں۔

2. اگر  $V_t = 3V$  اور  $v_{GS} = 15V$  ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہو گا۔

3. اگر  $V_t = 3V$  اور  $v_{GS} = 11V$  ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہو گا۔

حل:



شکل 6.4: پیدا کردہ راہ میں مختلف مقامات پر بر قی دباؤ

1. موصل سلاخ کو ایک مزاحمت تصور کیا جاسکتا ہے۔ یوں اس منسلک کو شکل ب کے طرز پر پیش کیا جاسکتا ہے جس میں 100 mA بر قی رو پیدا ہو گی۔ مزید یہ کہ سو اونہم 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 بر قی 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 بر قی رو کا گزر ممکن ہو گا۔

3. چونکہ ڈرین سرے پر

$$v_{GS} - v_{DS} = 11 - 10 = 1 < V_t$$

ہے لہذا پیدا کردہ راہ دبوچا جائے گا۔ اگر ایسا ہونے سے پیدا کردہ راہ کی مزاحمت لامحدود ہو جائے اور اس میں بر قی رو کی مقدار صفر ہو جائے تو صورتِ حال شکل ت کے مانند ہو گی جہاں ڈرین سرے پر لامحدود مزاحمت کو بطور منقطع کئے گئے بر قی سوچ دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بر قی رو کی عدم موجودگی میں پیدا کردہ راہ میں ہر مقام پر بر قی دباؤ کی مقدار صفر ولٹ (0 V) ہو جائے گی اور یوں ڈرین سرے پر بھی صفر ولٹ ہوں جس سے

$$v_{GS} - v_{DS} = 11 - 0 = 11 > V_t$$

ہو گا اور یوں برقی رو کا گزر ممکن ہو گا۔

مندرجہ بالا دونتائج 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 دبوچنے کا مقام تبدیل ہو چکا ہے اور یوں پیدا کردہ راہ کی لمبائی قدر کم ہو گئی ہے اور ساتھ ہی ساتھ ڈرین سرے پر ویران خطہ اتنا بڑھ گیا ہے کہ ایک جانب یہ ڈرین خطے کو اور دوسری جانب پیدا کردہ راہ کو چھوتا ہے۔ چونکہ نقطہ دبوچ پر گیٹ اور پیدا کردہ راہ کے مابین  $V_t$  برقی دباؤ پایا جاتا ہے لہذا نقطہ دبوچ پر

$$v_{DS} = v_{GS} - V_t$$

ہو گا اور ڈرین۔ سورس سروں کے مابین اضافی برقی دباؤ ( $v_{DS} - v_{GS}$ ) ویران خطے برداشت کرے گا۔

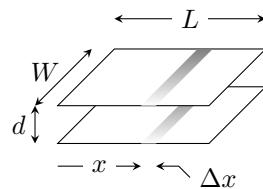
پیدا کردہ راہ پر لاگو برقی دباؤ ( $v_{DS}$ ) اس میں برقی رو پیدا کرے گا جو کہ سورس سے ڈرین جانب الیکٹران کے بہاو سے پیدا ہو گا۔ یہ الیکٹران نقطہ دبوچ پر پہنچتے ہی ویران خطے میں داخل ہوں گے۔ ویران خطے میں آزاد الیکٹران نہیں ٹھر سکتے اور انہیں ڈرین خطے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔ یوں الیکٹران سورس سرے سے رواں ہو کر ڈرین سرے پہنچ کر  $v_{DS}$  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 دباؤ) پر رکھا جائے گا جبکہ گیٹ کو  $v_{GS}$  اور ڈرین سرے کو 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 دباؤ ہو گا جبکہ ڈرین جانب  $L = x$  اور برقی دباؤ  $v_{DS}$  ہو گا۔ ان دو حدود کے درمیان کسی بھی نقطے پر برقی دباؤ کو ہم  $v(x)$  لکھتے ہیں۔ گیٹ اور پیدا کردہ راہ (یعنی n قسم کا موصل) بطور دو چادر کے کپیسٹر<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 نقطہ  $x$  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  $Q = C \times V$  سے بخوبی آگاہ ہوں گے۔ اس مساوات کے مطابق کپیسٹر کے ثابت چادر پر بار  $Q$  کی مقدار کپیسٹر کے دو چادروں کے مابین برقی دباؤ  $V$  پر منحصر ہوتا ہے۔ کپیسٹر کے منفی چادر پر  $(-Q)$  بار پایا جاتا ہے۔ ماسیٹ کے کپیسٹر  $\Delta C$  پر بھی اسی طرح بار پایا جائے گا مگر اس کا تخمینہ لگانے کی خاطر اس مسئلہ کو زیادہ گہرائی سے دیکھنا ہو گا۔ آئیں ایسا ہی کرتے ہیں۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی نقطہ  $x$  پر تب راہ پیدا ہوتا ہے جب اس نقطہ پر گیٹ اور سلیکان پتھری کے مابین  $V_t$  برقی دباؤ پایا جائے (یعنی جب  $v(x) = V_t$  ہو) اور ایسی صورت میں پیدا کردہ راہ میں قابل نظر انداز (تقریباً صفر) مقدار میں  $n$  قسم کا بار (یعنی آزاد الکیٹران) جمع ہوتے ہیں۔ یوں  $v(x) = 0$  ہونے کی صورت میں آزاد الکیٹرانوں کی تعداد بھی (تقریباً) صفر ہوتی ہے۔ 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 دار و مدار برقی دباؤ ( $v_{GS} - V_t - v(x)$ ) پر ہوتا ہے اور ہم ماسیٹ کے گیٹ کے لئے کپیسٹر کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.12) \quad \Delta Q = \Delta C \times V \\ = \left[ \frac{\epsilon W \Delta x}{d} \right] \times [v_{GS} - V_t - v(x)]$$

parallel plate 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 جبکہ منفی بار کو الٹی جانب دھکیلتا ہے۔ چونکہ پیدا کردہ راہ میں منفی بار پائے جاتے ہیں لہذا شدت برقی دباؤ انہیں سورس سے ڈرین خطے کی جانب دھکیلے گا۔ کسی بھی موصل میں چارجوں کی رفتار وہاں کے شدت برقی دباؤ کے برابرے 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  $\mu_n$  سیلیکان پتھری میں الیکٹران کی حرکت پذیری<sup>23</sup> کہلاتا ہے جبکہ  $\mu_p$  سیلیکان پتھری میں خول 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 الیکٹرانوں کے لئے ہم یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.15) \quad \frac{\Delta x}{\Delta t} = -\mu_n E = \mu_n \frac{\Delta v(x)}{\Delta t}$$

مساویات 4.13 اور مساوات 4.15 کی مدد سے ہم پیدا کردہ راہ میں آزاد الیکٹرانوں کے حرکت سے پیدا برقی رو یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$(4.16) \quad i(x) = \frac{\Delta Q_n}{\Delta t} = \frac{\Delta Q_n}{\Delta x} \times \frac{\Delta x}{\Delta t} \\ = - \left[ \frac{\epsilon W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] \times \left[ \mu_n \frac{\Delta v(x)}{\Delta x} \right]$$

اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.17) \quad i(x)\Delta x = - \left[ \frac{\epsilon W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] \times [\mu_n \Delta v(x)]$$

---

electron 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 افزائندہ خطے میں نقطہ دبوچ پر بر قی رو کے برابر بر قی رو ہی رہتی ہے لہذا افزائندہ خطے میں بر قی رو کی بھی 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 افزائندہ خط:

$$(4.23) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = \geq V_t$$

$$(4.24) \quad i_{DS} = k'_n \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$= k_n \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

نقطہ دبوچ:

$$(4.25) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = V_t$$

$$(4.26) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2$$

$$= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

افزائندہ:

$$(4.27) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} \leq V_t$$

$$(4.28) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2 \\ = \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

مقطع:

$$(4.29) \quad v_{GS} \leq V_t \\ i_{DS} = 0$$

$i_{DS} - v_{DS}$  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

$$(4.30) \quad v_{GS} > V_t \quad \text{پیدا راہ} \\ v_{DS} \leq v_{DS\text{ نقطہ دبوچ}} \quad \text{دبوچ نقطہ} \\ \leq v_{GS} - V_t$$

ای 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

$$(4.31) \quad v_{GS} > V_t \quad \text{پیدا راہ} \\ v_{DS} \geq v_{DS\text{ نقطہ دبوچ}} \quad \text{دبوچ نقطہ} \\ \geq v_{GS} - V_t$$

نقطہ دبوچ ان دو خطوں کے درمیان حد ہے جسے دونوں کا حصہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

نMOSFET 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 مزاحمت حاصل کی جا سکتی ہے یعنی

$$(4.33) \quad R = \frac{v_{DS}}{i_{DS}} = \frac{1}{k'_n \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]}$$

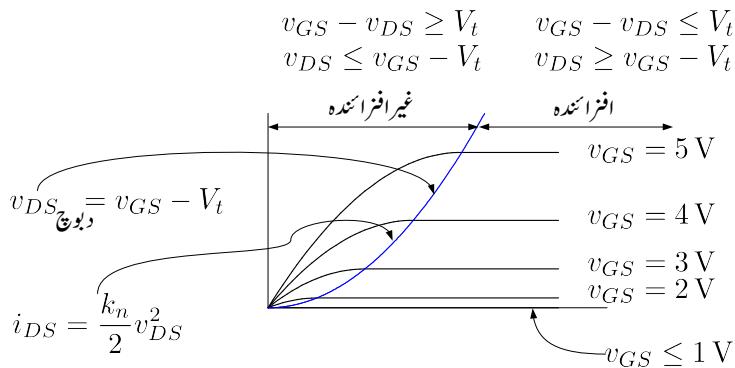
ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ تبدیل کر کے اس کی مزاحمت تبدیل کی جاتی ہے اور یوں ماسفیٹ کو بطور قابو مزاحمت استعمال کیا جا سکتا ہے۔

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 خط میں اس وقت داخل ہوتا ہے جب  $v_{GS} - v_{DS} = V_t$  یعنی  $v_{DS} = v_{GS} - V_t$  ہو لہذا 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

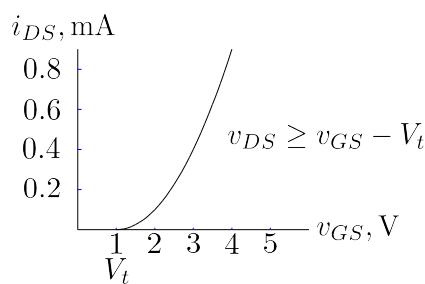
$$(4.34) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2$$

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 جوڑ ٹرانزسٹر کے غیر افزائندہ اور افزائندہ خط دکھائے گئے ہیں۔ ان کا ماسفیٹ کے خطوط کے ساتھ موازنہ کریں۔ ٹرانزسٹر تقریباً 0.2V  $v_{CE}$  سے کم پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباؤ پر افزائندہ ہوتا ہے۔ ماسفیٹ، بیچ  $v_{DS}$  سے کم برقی دباؤ پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباؤ پر افزائندہ ہوتا ہے جہاں  $v_{DS}$  کی قیمت مساوات 4.5 سے حاصل کی جاتی ہے۔ شکل 4.8 اور 4.9 میں  $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1\text{V}$  ہیں۔

ٹرانزسٹر کے  $\beta$  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۔



شکل 4.8



شکل 4.9: افزایشندہ ماسنیٹ کا برقی روابط بالگیٹ کی برقی دہاو

## 4.3.1 قابل برداشت برقی دباؤ

$v_{DS}$  کو دبوچ سے جتنا بڑھایا جائے، نقطہ دبوچ ڈرین خطے سے اتنا ہی دور ہو جاتا ہے۔ اگر اس برقی دباؤ کو بذریعہ بڑھایا جائے تو نقطہ دبوچ آخر کار سورس خطے تک پہنچ جاتا ہے اور ان خطوں کے مابین برقی رو تیزی سے بڑھتا ہے۔ یہ عمل تقریباً 20 V پر پیدا ہوتا ہے۔ یہ عمل از خود لفظاً دہ نہیں جب تک بے قابو برقی رو ماسفیٹ کی قابل برداشت برقی رو کے حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ یہ عمل نسبتاً کم لمبائی کے راہ رکھنے والے ماسفیٹ میں پایا جاتا ہے۔

ڈرین اور سلیکان پتھری کے مابین برقی دباؤ کو ویران خطے 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۔

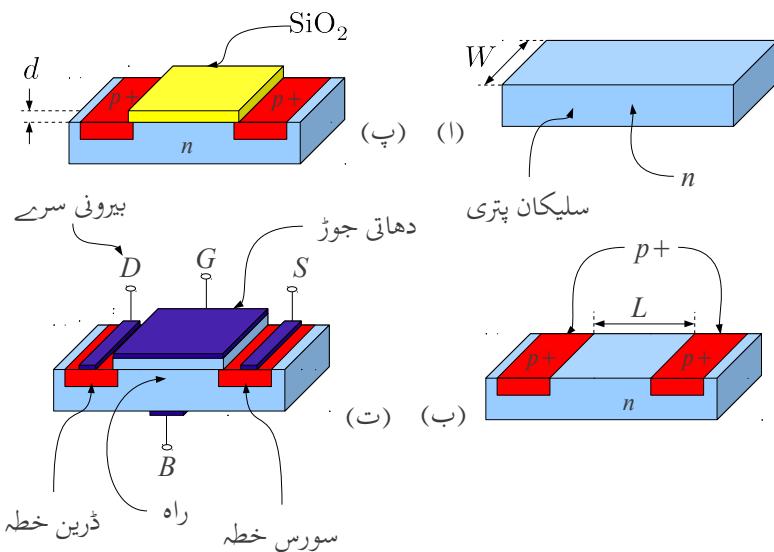
ایک تیرا عمل جو ماسفیٹ کو فوراً تباہ کر لیتا ہے اس وقت پیش آتا ہے جب گیٹ اور سورس کے مابین برقی دباؤ یہاں کے قابل برداشت حد  $V_{GS_{BR}}$  سے تجاوز کر جائے۔ یاد رہے کہ گیٹ اور سورس کے درمیان انتہائی باریک غیر موصل  $SiO_2$  کی تہہ ہوتی ہے۔ یوں گیٹ اور سورس کے مابین کچھ ہی برقی دباؤ پر اس غیر موصل میں شدت برقی دباؤ بہت زیادہ بڑھ کر اس کے برداشت کی حد سے تجاوز کر جاتا ہے۔ یہ عمل تقریباً 50 V پر نمودار ہوتا ہے۔ اس عمل سے بچنے کی خاطر گیٹ پر 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 ماسفیٹ کو قابل برداشت برقی دباؤ سے کم برقی دباؤ پر استعمال کیا جاتا ہے۔

## 4.3.2 درجہ حرارت کے اثرات

$k'_n$  دونوں پر درجہ حرارت کا اثر پایا جاتا ہے۔ دو جو ٹرانزسٹر کے  $V_{BE}$  کی طرح  $V_t$  بھی حرارت بڑھنے سے کم ہوتا ہے یعنی

$$(4.35) \quad \frac{dV_t}{dT} = -2 \frac{\text{mV}}{\text{°C}}$$

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 ماسفیٹ کی مزاحمت درجہ حرارت بڑھنے سے بڑھتی ہے۔ قوی ماسفیٹ کو آپس میں متوازن جوڑتے وقت اس حقیقت کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

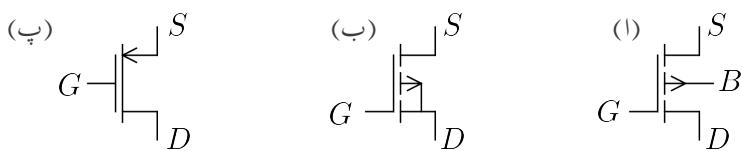


شکل 4.10: p ماسفیٹ کی ساخت

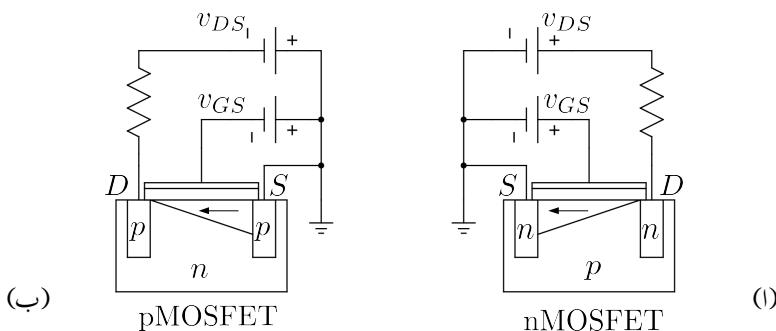
#### 4.4 بڑھاتا pMOSFET ماسفیٹ

p ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں ثبت ماسفیٹ بھی کہیں گے، کو  $n$  قسم کی سلیکان پتی پر بنایا جاتا ہے جس میں دو عدد  $p+$  قسم کے نطبے بنائے جاتے ہیں۔ pMOSFET کی کارکردگی بالکل nMOSFET کی طرح ہے البتہ اس میں  $v_{DS}$  اور  $V_t$  تینوں کی قیمتیں منقص ہوتی ہیں۔ اسی طرح برقی رو رکنیت  $i_{DS}$  کی سمت بھی اٹھی 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 خولوں کے حرکت کی بدولت ہے۔ سروس سے خول راہ میں خارج ہو کر ڈرین تک سفر کرتے ہیں جہاں انہیں راہ سے حاصل کیا جاتا ہے۔ ماسفیٹ میں برقی رو خولوں کے اسی حرکت کی بدولت ہے۔

nMOSFET کی جماعت 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 میٹی اس فیٹ کی علامتیں



شکل 4.12: pMOSFET اور nMOSFET کے برابر نظری مدار

ہے جس کی بنابرائیں بھی مخلوط ادوار میں استعمال کیا جاتا ہے۔ بالخصوص جزوی ماسفیٹ (CMOS) ادوار جو کہ اہم ترین ادوار تصور کئے جاتے ہیں ان دونوں اقسام کو استعمال کرتے ہی بنائے جاتے ہیں۔

شکل 4.12 میں موازنے کے لئے بڑھاتے pMOSFET اور nMOSFET کو نقطہ دبوچ پر مائل کرتے دکھائے گے ہیں۔ nMOSFET میں سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ راہ میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر راہ کا بیان سرا صفر ولٹ پر ہو تو اس کا دایاں سرا ثابت برقی دباؤ پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور باکس سرے کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور دائیں سرے کے مابین برقی دباؤ نسبتاً کم ہو گا جس سے راہ ترچھی شکل کا پیدا ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو وہاں راہ کی گھرائی زیادہ ہو گی۔ pMOSFET میں بھی سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ راہ میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر راہ کا دایاں سرا صفر ولٹ پر ہو تو اس کا بیان سرا منفی برقی دباؤ پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور سرے کے مابین برقی دباؤ زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور باکس 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

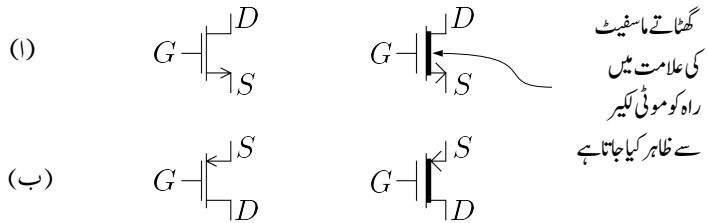
$$(4.36) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\geq -V_t \\ i_{SD} &= k'_p \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

#### 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 علامتیں

منقطع

$$(4.39) \quad v_{SG} \leq -V_t \\ i_{SD} = 0$$

## 4.5 گھٹاتا n ماسفیٹ

nMOSFET n باتے وقت، اس کے سورس اور ڈرین خطوط کے درمیان سلیکان پتھری میں گیٹ کے بالکل نیچے قسم کے خطے 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 ( $v_{GS} = 0$ ) ہوتے ہوئے بھی اگر سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاگو کی جائے تو ماسفیٹ میں برقی رو  $i_{DS}$  گزرنے کا گیٹ پر برقی دباؤ بڑھانے سے راہ کی گہرائی بڑھتی ہے جس سے برقی رو میں اضافہ ہوتا ہے جبکہ گیٹ پر منفی برقی دباؤ لاگو کرنے سے راہ کی گہرائی کھٹتی ہے جس سے  $i_{DS}$  میں کمی آتی

depletion nMOSFET<sup>25</sup>

ہے۔ اسی سے اس کا نام  $n$  قسم کا گھٹاتا ماسفیٹ نکلا ہے۔ اگر گیٹ پر لاگو برقی دباؤ کو بتدریج منفی جانب لے جایا جائے تو آخر کار راہ کی گھرائی صفر ہو جائے گی اور ماسفیٹ میں برقی روکا گزرنما ممکن نہیں رہے گا۔ یہ برقی دباؤ اس ماسفیٹ کا  $V_t$  ہوتا ہے۔ یوں  $n$  قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کا  $V_t$  منفی قیمت رکھتا ہے۔

گھٹاتا اور بڑھاتا منفی ماسفیٹ کے مساوات میں کوئی فرق نہیں المذااب 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 لیکن 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  $v_{GS} = 5.3 \text{ V}$  اور یا لاگو کیا جائے تو ماسفیٹ چالو رہے گا۔

#### 4.5.2 غیر افزائندہ

$v_{GS}$  پر  $V_t$  سے زیادہ برقی دباؤ لاگو کرنے سے ماسفیٹ چالو حالت اختیار کر لیتا ہے۔ جب تک چالو ماسفیٹ کے گیٹ پر ڈرین نٹلے 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  $V_t = -3.5 \text{ V}$  ہو اور  $v_{GS} = 5.3 \text{ V}$  ہو تب جب تک  $v_{DS} < 8.8 \text{ V}$  رہے ماسفیٹ غیر افزائندہ رہے گا۔

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  $v_{GS} = 8.8\text{V}$  اور  $V_t = -3.5\text{V}$  کی صورت میں جب  $v_{DS} = 5.3\text{V}$  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۔

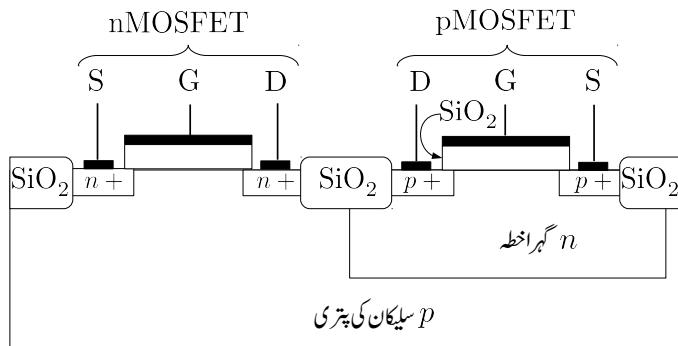
$$(4.43) \quad v_{GS} - v_{DS} \leq V_t \\ v_{GD} \leq V_t$$

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 خطوطوں 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 پتھری میں گیٹ کے بالکل نیچے p قسم کی راہ، سورس سے ڈرین خطے تک بنانے سے پیدا ہوتا ہے۔ p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ اور عام p قسم کے ماسفیٹ کے مساوات ایک ہی طرح کے ہیں۔ فرق صرف اتنا ہے کہ p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کی  $V_t$  کی قیمت 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 CMOS جڑو ما سفیٹ

جزوا ما سفیٹ nMOSFET اور pMOSFET دو نوں استعمال کرتے ہیں جنہیں p سیلیکان پر بنایا جاتا ہے۔ nMOSFET تو بتاہی p سیلیکان پر ہے البتہ pMOSFET بنتے وقت پہلے p سیلیکان میں گہرا خلطہ بنایا جاتا ہے اور پھر اس خلطے میں pMOSFET بنایا جاتا ہے۔ شکل 4.14 میں جڑوا ما سفیٹ کی ساخت دکھائی گئی ہے۔ جڑوا ما سفیٹ کو عام فہم میں سیماس<sup>27</sup> کہتے ہیں۔ شکل میں ما سفیٹ کے دو نوں جانب SiO<sub>2</sub> کے گہرے حصے دکھائے گئے ہیں جو ساتھ ساتھ دو ما سفیٹ کو مکمل طور پر علیحدہ رکھنے کی خاطر استعمال کئے جاتے ہیں۔ یاد رہے کہ SiO<sub>2</sub> نہیت عمدہ غیر موصل ہے۔ سیماس کو p سیلیکان پر بھی بنایا جا سکتا ہے۔ پس اس میں pMOSFET کو گہرے n خلطے میں بنانا ہو گا جبکہ nMOSFET تو بتاہی p سیلیکان پر ہے۔

## 4.8 ما سفیٹ کے یک سمیت ادوار کا حل

اس حصے میں ما سفیٹ کے یک سمیت ادوار حل کئے جائیں گے۔ جیسے اس کتاب کے شروع میں بتایا گیا ہے، یک سمیت متغیرات انگریزی کے بڑے حروف سے ظاہر کئے جاتے ہیں۔ یوں گیٹ پر بر قی دباؤ کو  $v_{GS}$  کی جگہ  $V_{GS}$  لکھا جائے گا۔ اسی طرح  $v_{DS}$  کو  $V_{DS}$  اور  $i_{DS}$  کو  $I_{DS}$  لکھا جائے گا۔

اس حصے میں دئے گئے مثالوں کو پہلے خود حل کرنے کی کوشش کریں اور بعد میں کتاب میں دئے حل دیکھیں۔

---

مثال 4.2: ایک منفی گھٹتا ماسفیٹ جس کا  $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = -3.2 \text{ V}$  اور  $v_{DS} = 1 \text{ V}$  ہے کا برقی رو مندرجہ ذیل پر حاصل کریں۔

$$v_{GS} = -4 \text{ V} .1$$

$$v_{GS} = -3.2 \text{ V} .2$$

$$v_{GS} = -2.8 \text{ V} .3$$

$$v_{GS} = -2.2 \text{ V} .4$$

$$v_{GS} = 1.5 \text{ V} .5$$

حل:

$v_{GS} < V_t = -3.2 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = -4 \text{ V} .1$  ہے لہذا  $(-4 < -3.2)$  چونکہ اور یوں گھٹتا ماسفیٹ مفقط ہے اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی  $i_{DS} = 0$  ہے۔

$v_{GS} = V_t = -3.2 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = -3.2 \text{ V} .2$  کردہ راہ وجود میں آئے گا مگر اس کی گہرائی تقریباً صفر ہو گی اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی  $i_{DS} = 0$  ہے۔ اس صورت پیدا

$v_{GS} > V_t = -3.2 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = -2.8 \text{ V} .3$  ہے لہذا  $(-2.8 > -3.2)$  پر چونکہ اور یوں گھٹتا ماسفیٹ چالو ہے۔  $V_{DS} = 1 \text{ V}$  پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ

$$v_{GS} - v_{DS} = (-2.8) - (1) = -3.8 \text{ V}$$

ہے جو کہ  $V_t$  سے کم ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} < V_t$$

المذا گھٹاتا ماسفیٹ افزائندہ ہے اور یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} \times [(-2.8) - (-3.2)]^2 \\ &= 8 \mu\text{A} \end{aligned}$$

$v_{GS} > V_t$  اور  $v_{GS} = -2.2 \text{ V}$  ہے لہذا  $(-2.2 > -3.2)$  پر چونکہ  $V_t = -3.2 \text{ V}$  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۔

$$v_{GS} - v_{DS} = (-2.2) - (1) = -3.2 \text{ V}$$

ہے جو کہ  $V_t$  کے برابر ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} = V_t$$

المذا گھٹاتا ماسفیٹ نقطہ دبوچ پر ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(-2.2) - (-3.2)]^2 \\ &= 50 \mu\text{A} \end{aligned}$$

ہے  $v_{GS} > V_t$  اور  $v_{GS} = 1.5 \text{ V}$  ہے لہذا  $(+1.5 > -3.2)$  پر چونکہ  $V_t = -3.2 \text{ V}$  ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔  $V_{DS} = 1 \text{ V}$  پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ ہے۔

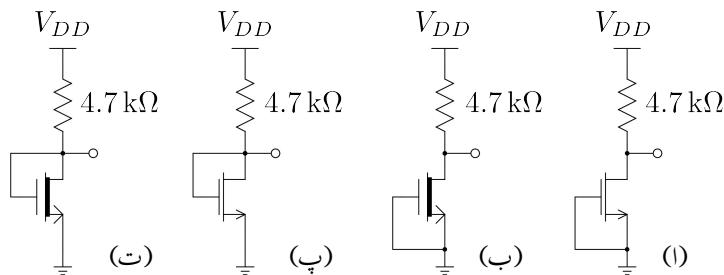
$$v_{GS} - v_{DS} = +1.5 - 1 = 0.5 \text{ V}$$

ہے جو کہ  $V_t$  سے زیادہ ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} > V_t$$

المذا گھٹاتا ماسفیٹ غیر افزائندہ ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= k_n \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\ &= 0.1 \times 10^{-3} \times \left[ (1.5 - (-3.2)) \times 1 - \frac{1^2}{2} \right] \\ &= 0.42 \text{ mA} \end{aligned}$$



شکل 4.15: ماسفیٹ کے یک سختی ادوار

مثال 4.3: شکل 4.15 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 گھلتا 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 گھٹاتا ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت ہر صورت منفی ہوتی ہے۔  $n$  قسم کے ماسفیٹ کا گیٹ اور سورس آپس میں جوڑنے سے  $V_{GS} = 0$  ہو جاتا ہے اور یوں  $V_{GS} > V_t$  یعنی ماسفیٹ چالو ہوتا ہے۔ اب یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا یہ ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے یا کہ غیر افزائندہ خطے میں۔

ماسفیٹ کے سوالات میں عموماً قبل از وقت یہ 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 گھٹاتا ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں مساوات 4.28 کے تحت

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (0 - (-3))^2 = 0.9 \text{ mA}$$

اور شکل ب میں خارجی جانب کرخوف کا قانون برائے برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے

$$V_{DD} = I_{DS} R_D + V_{DS}$$

$$10 = 0.9 \times 10^{-3} \times 4.7 \times 10^3 + V_{DS}$$

$$V_{DS} = 5.77 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس جواب کو استعمال کرتے ہوئے ہم نے یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا ماسفیٹ واقعی افزائندہ ہے یا نہیں۔ مساوات 4.8 کا آخری جزو افزائندہ ماسفیٹ کی شرط بیان کرتا ہے۔ موجودہ مثال میں

$$V_{GS} - V_{DS} = 0 - 5.77 = -5.77 \text{ V}$$

ہے جبکہ  $V_t = -3 \text{ V}$  ہے۔ یوں  $V_{GS} - V_{DS} < V_t$  کی شرط پوری ہوتی ہے اور ماسفیٹ یقیناً افزائندہ ہی ہے لہذا  $I_{DS} = 0.9 \text{ mA}$  ہی صحیح جواب ہے۔

<sup>28</sup>میری عادت ہے کہ میں ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کر کے دور حل کرنے کی کوشش پہلے کرتا ہوں۔

اگر 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۔

$$\begin{aligned} I_{DS} &= k_n \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{I_{DS}}{k_n} &= \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{I_{DS}}{0.2 \times 10^{-3}} &= \left[ (0 - (-3)) (10 - 4700 I_{DS}) - \frac{(10 - 4700 I_{DS})^2}{2} \right] \end{aligned}$$

→

$$I_{DS} = 1.26 \mp j0.46 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ خلوط جوابات ہیں۔ غیر حقیقی 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 سستی دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا  $V_t = 3 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.2 \text{ mA V}^{-2}$  ہیں جبکہ دور میں  $V_{DD} = 10 \text{ V}$  ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے گیٹ اور ڈرین برابر برقی دباؤ پر ہوں گے یعنی

$$V_{GS} = V_{DS}$$

ہو گا۔ یوں  $V_{GS} - V_{DS} < V_t$  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  $V_{GS} = 5.94 \text{ V}$  ہے اور یوں  $V_{GS} > V_t$  ہے۔ اس طرح ماسفیٹ چالو حال میں ہے اور جواب تسلیم کرنا ہو گا۔

مثال 4.6: شکل 4.15 ت میں منفی گھٹاتا ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا  $k_n = 0.2 \text{ mA}V^{-2}$  اور  $V_t = -3 \text{ V}$  ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں خارجی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{DS} \\ 10 &= I_{DS} \times 4700 + V_{DS} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا ان پر برابر برقی 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 تب برقی رو کی مقدار صفر ہو گی اور اس صورت میں اس مساوات کے تحت  $V_{GS} = 10 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ گھٹاتا ماسفیٹ کا  $V_t$  منفی ہوتا ہے اور یوں یہاں  $V_t > V_{GS} > V_t$  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 منفی مقدار ہوتا ہے لہذا  $V_{GS} - V_{DS} > V_t$  ہو گا اور یوں اگر یہ ماسفیٹ چالو ہو تو یہ ہر صورت غیر 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 تب 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 مقطوع ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ مقطوع 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  $V_{GS} > V_t$  ہو گا جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں  $I_{DS} = 1.68 \text{ mA}$  ہی درست جواب ہے۔

---



---

#### مثال 4.7: شکل 4.15 پ میں

$$\begin{aligned} k_n &= 0.15 \text{ mAV}^{-2} \\ V_t &= 3 \text{ V} \\ V_{DD} &= 10 \text{ V} \end{aligned}$$

ہیں۔ برقی رو  $I_{DS} = 0.6 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر  $R_D$  کی قیمت دریافت کریں۔

حل: جیسے مثال 4.6 میں ثابت کیا گیا، بڑھتا  $n$  ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے ماسفیٹ چالو حال میں رہتا ہے۔ مزید یہ کہ یہ 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 انفرزا نہ 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۔

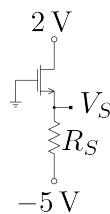
مثال 4.8: اگر ڈھکل 4.16 میں  $I_{DS} = 0.8 \text{ mA}$ ,  $V_t = 2.5 \text{ V}$ ,  $k_n = 0.4 \text{ mA V}^{-2}$  اور  $V_D = 2 \text{ V}$  ہوں تو اس دور کے مزاحمت کی قیمت حاصل کریں۔

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 ہو تب برقی روکی قیمت صفر ہو گی اور یوں

$$V_{GS} = 5 - I_{DS} R_S = 5 - 0 \times R_S = 5 \text{ V}$$



کل 4.16:

حاصل ہوتا ہے جس سے  $V_{GS} > V_t$  ثابت ہوتا ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ لذما 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

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ I_{DS} &= \frac{k_n}{2} ([5 - I_{DS}R_S] - V_t)^2 \\ 0.8 \times 10^{-3} &= \frac{0.4 \times 10^{-3}}{2} (5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S - 2.5)^2 \\ \mp \sqrt{4} &= (2.5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S) \\ R_S &= 0.625 \text{ k}\Omega, \quad 5.625 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

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 تخلیق کریں کہ  $I_{DS} = 2 \text{ mA}$  جبکہ  $V_D = 2 \text{ V}$  ہوں۔ دور میں استعمال کئے گئے ماسفیٹ کی  $V_t = 3.3 \text{ V}$  جبکہ اس کی  $k_n = 0.6 \text{ mA V}^{-2}$  ہے۔ دور میں  $V_{SS} = -10 \text{ V}$  اور  $V_{DD} = 15 \text{ V}$  رکھیں۔

حل: چونکہ گیٹ صفر جبکہ ڈرین دو ولٹ پر ہے لہذا  $V_{GD} = -2 \text{ V}$  اور یوں  $V_{GD} < V_t$  ہے جو کہ افرائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں

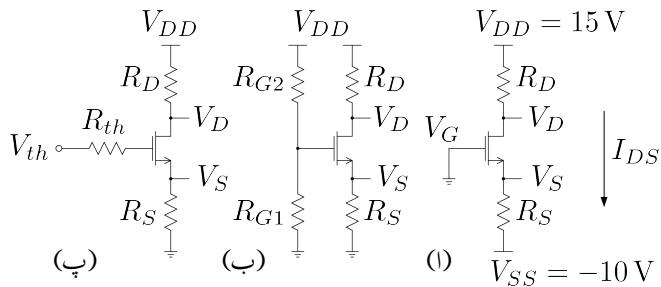
$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ 2 \times 10^{-3} &= \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3.3)^2 \\ V_{GS} &= 3.3 \mp \sqrt{\frac{4}{0.6}} \\ V_{GS} &= 0.718 \text{ V}, \quad 5.88 \text{ V} \end{aligned}$$

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 مزید یک سُقی 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 بر قی دباؤ اور بر قی رو حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اس کا مساوی تھونن دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$V_{th} = \frac{R_{G1}V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} = 6 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{R_{G1}R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 5 \text{ M}\Omega$$

چونکہ ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی روکی قیمت صفر ہوتی ہے ( $I_G = 0$ ) لہذا ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ اسی تھونن برقی دباؤ کے برابر ہو گا یعنی

$$V_G = 6 \text{ V}$$

شکل ب میں گیٹ کو کھلے سرے تصور کرتے ہوئے  $R_1$  اور  $R_2$  کے جوڑ پر یہی 6 V پائے جائیں گے۔ یوں ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے ہوئے تھونن مساوی دور بنانا لازم نہیں اور شکل ب پر ہی گیٹ پر 6 V لکھ کر آگے بڑھا جا سکتا ہے۔

خارجی جانب مزاحمت پر اوہم 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 افراہندہ 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 افراہندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں 0.237 mA کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ اس طرح

$$V_D = 12 - 0.237 \times 10^{-3} \times 6.8 \times 10^3 = 10.388 \text{ V}$$

$$V_S = 0.237 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 = 1.327 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 4.11: شکل 4.17 ب میں

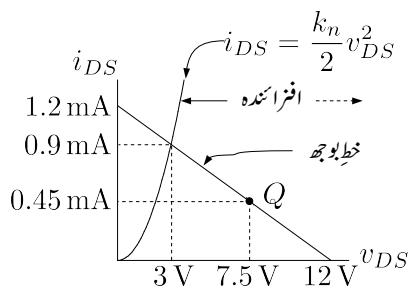
$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$R_D = 8 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 2 \text{ k}\Omega$$

$$V_t = 2.5 \text{ V}$$

$$k_n = 0.2 \text{ mA V}^2$$



شکل 4.18: خط بوجہ سے نقطہ کار کردنگی کا حصول

ہیں۔ اس ایکلپیٹر کے گیٹ پر لامب دکپیٹر کے ذریعہ داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔  $v_{DS}$  کی زیادہ سے زیادہ تباہک چوٹی کے لئے درکار نقطہ مائل حاصل کریں۔

حل: خط بوجہ<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 بوجہ کے گراف کی مدد سے افزائندہ بھی کی گئی ہے۔ نقطہ بوجہ 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  $v_{DS} = -4 \text{ V}$  ہے جسے رد کیا جاتا ہے چونکہ دبوچ،  $v_{DS}$  ممکن نہیں۔ حاصل دبوچ،  $i_{DS}$  حاصل ہوتا ہے۔

load line<sup>29</sup>

ماسفیٹ ایک پلیناٹر خطر بوجہ پر چہل قدمی کرتا ہے۔ جیسے شکل میں دکھایا گیا ہے، ماسفیٹ اس وقت تک افزائندہ رہتا ہے جب تک  $v_{DS}$  کی قیمت  $v_{DS, \text{دیجیٹ}} = 7.5 \text{ V}$  سے زیادہ ہو۔ یوں ماسفیٹ کا  $v_{DS}$  تین ولٹ سے کم نہیں رکھا جاسکتا 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 کردنگی رکھنے سے زیادہ سے زیادہ  $v_{DS}$  اور  $i_{DS}$  حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ یوں نقطہ کار کردنگی کو  $(7.5 \text{ V}, 0.45 \text{ mA})$  رکھا جائے گا۔

---



---

مثال 4.12:  $p-n-p$  بڑھتا ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے شکل 4.19 کا دور بنایا گیا ہے۔ ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں رکھتے ہوئے  $V_D = 4 \text{ V}$  اور  $I_{SD} = 0.2 \text{ mA}$  حاصل کریں۔

حل:  $V_D = 4 \text{ V}$  اور  $I_{SD} = 0.2 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر اُوہم کے قانون کے تحت

$$V_D = I_{SD} R_D$$

$$4 = 0.2 \times 10^{-3} R_D$$

$$R_D = 20 \text{ k}\Omega$$

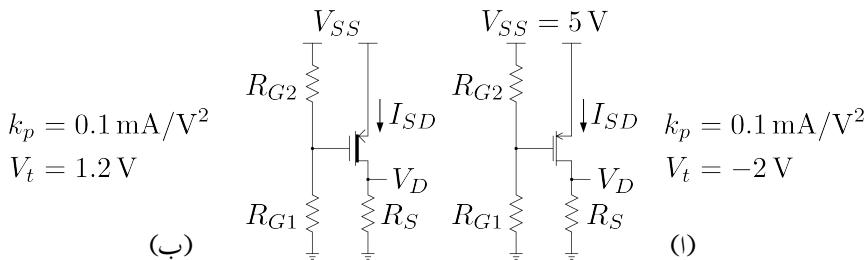
حاصل ہوتا ہے۔

افزاں نہ 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 سختی ادوار

حاصل ہوتے ہیں۔ اگر انہوں نے  $V_{SG} > -V_t$  رہے۔ چونکہ

$$-V_t = -(-2) = 2 \text{ volt}$$

ہے لہذا اس شرط کا مطلب ہے کہ  $V_{SG} = 4 \text{ V}$  ہو۔ یوں  $V_{SG} > 2 \text{ V}$  کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ  $V_S = 5 \text{ V}$  لہذا

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 4 &= 5 - V_G \\ V_G &= 1 \text{ V} \end{aligned}$$

$R_{G1} = R_{G2}$  کے قیمتیں چن کر  $V_G = 1 \text{ V}$  حاصل کیا جاسکتا ہے۔ مثلاً اگر  $R_{G1} = 1 \text{ M}\Omega$

$$V_G = \frac{R_{G1} V_{SS}}{R_{G1} + R_{G2}}$$

$$R_{G2} = R_{G1} \left( \frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right)$$

$$R_{G2} = 4 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.13: شکل 4.19 ب میں p قسم کا گھٹانا ماسفیٹ استعمال کرتے دور بنایا گیا ہے جس میں ماسفیٹ کو افزائندہ رکھتے ہوئے 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 گھٹانا ماسفیٹ کے لئے  $V_{SG} > -V_t$  یعنی  $V_{SG} > -1.2 \text{ V}$  ضروری ہے۔ یوں  $V_{SG} = -3.2 \text{ V}$  کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے اور  $V_{SG} = 0.8 \text{ V}$  کو درکار ہے۔

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 0.8 &= 5 - V_G \\ V_G &= 4.2 \text{ V} \end{aligned}$$

درکار ہے۔  $R_{G1} = 10 \text{ M}\Omega$  لیتے ہوئے

$$R_{G2} = R_{G1} \left( \frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right) = 10 \times 10^6 \left( \frac{5}{4.2} - 1 \right) = 1.9 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.14: شکل 4.20 الف میں  $I_{DS}$  اور  $V_{DS}$  حاصل کریں۔ گھٹانا ماسفیٹ کے

$$\begin{aligned} k_n &= 0.1 \text{ mA V}^{-2} \\ V_t &= -1 \text{ V} \end{aligned}$$

ہیں۔

حل: ماسفیٹ کا گیٹ برقی زمین پر ہے یعنی  $V_G = 0 \text{ V}$  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 منقطع 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

$$V_S = 0.042 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.084 \text{ V}$$

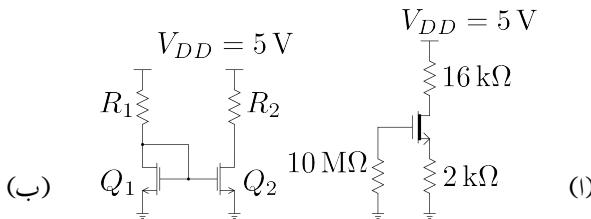
$$V_D = 5 - 0.042 \times 10^{-3} \times 16000 = 4.328 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 4.328 - 0.084 = 4.224 \text{ V}$$

$$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - 4.328 = -4.328 \text{ V}$$

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 یکساں تصور کرتے ہوئے اسے حل کریں۔



شکل 4.20: ماسفیٹ کے یک سستی ادوار

حل:  $Q_1$  کا گیٹ اس کے ڈرین کے ساتھ منلک کیا گیا ہے۔ یہاں رک کر مثال 4.5 کو دوبارہ دیکھیں جہاں اس طرح جڑے ماسفیٹ پر تفصیلی گنگوں کی گئی ہے۔

ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جڑے ہونے کی وجہ سے ان دونوں پر برابر برقی دباؤ پایا جائے گا یعنی  $V_{G1} = V_{D1}$  ہو گا۔ یوں  $V_{GS1} - V_{DS1} < V_t$  اور  $V_{GS1} = V_{DS1}$  ہو گا۔ یہ افزائندہ ماسفیٹ کی نمائی 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

$$V_{GS1} = V_{DS1} = V_{DD} - I_{DS1}R_1$$

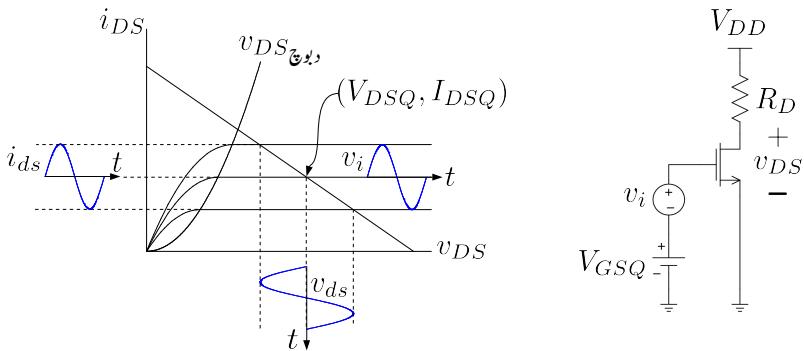
ہو گا اور یوں

$$\begin{aligned} I_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{DD} - I_{DS1}R_1) - V_t]^2 \end{aligned}$$

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 ایکپلیغاڑ

ہو گی جو کہ ماسفیٹ  $Q_1$  کے برقی رو کے برابر ہے یعنی  $I_{DS1} = I_{DS2}$  - یوں  $R_1$  کی مدد سے  $Q_1$  میں درکار برقی رو حاصل کی جاتی ہے۔ چونکہ  $V_{GS1}$  اور  $V_{GS2}$  برابر ہیں لہذا  $Q_2$  میں بھی  $Q_1$  کے برقی رو جتنا برقی رو گزرے گا۔

#### 4.9 ماسفیٹ ایکپلیغاڑ کا تر سیکی تجزیہ

ماسفیٹ کو بطور ایکپلیغاڑ استعمال کرنے کی خاطر اسے انفرائندہ خطے میں مائل کیا جاتا ہے۔ شکل 4.21 میں ماسفیٹ ایکپلیغاڑ دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی ماسفیٹ کے خطوط اور برقی خط یو جھ بھی دکھایا گیا ہے۔ انفرائندہ خطے کے حد کو دیوچن  $v_{DS}$  کے خط سے دکھایا گیا ہے۔ ماسفیٹ ایکپلیغاڑ اس وقت تک خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کو بڑھاتا ہے جب تک ماسفیٹ انفرائندہ خطے میں رہے۔ ہم یہاں nMOSFET کو مثال بنانے کے لئے ماسفیٹ ایکپلیغاڑ پر تبصرہ کریں گے۔ ماسفیٹ کے باقیا تمام اقسام پر مبنی ایکپلیغاڑ بھی اسی طرح کام کرتے ہیں۔

شکل 4.21 میں فقط کارکردگی ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ  $V_{GSQ}$ ، یو جھ کی مزاحمت  $R_D$  اور برقی دباؤ کی منبع  $V_{DD}$  تعین کرتے ہیں۔  $v_i = 0$  ہونے کی صورت میں ماسفیٹ نقطہ کارکردگی پر پایا جائے گا جہاں اس کے یک سمیت برقی دباؤ  $V_{DSQ}$  اور یک سمیت 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 کرنا ہے۔ اسی طرح اگر  $v_i$  مخفی ہوتا ہے تو گیٹ پر برقی دباؤ کھٹے گا جس سے  $i_{DS}$  کم کرنا ہے۔ یعنی  $v_{DS}$  بڑھنے کا شکل میں سائنس 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 ایمپلینیفار کی افزائش برقی دباؤ  $A_v$  ہے۔

#### 4.10 ماسفیٹ ایمپلینیفار کا تخلیلی تجزیہ

شکل 4.22 میں بڑھاتا ماسفیٹ کو استعمال کرتے ہوئے ایمپلینیفار کا دور بنایا گیا ہے جس میں دو عدد منع برقی دباؤ  $V_{DD}$  اور  $V_{GS}$  ماسفیٹ کو مانگ 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 ایمپلینیفار پر غور کرنا نسبتاً آسان ہے۔

اس دور میں داخلی جانب یک سمتی منع  $V_{GS}$  کے ساتھ سلسلہ وار بدلتا اشارہ  $v_{gs}$  منسلک کیا گیا ہے۔ اس دور کا مقصد داخلی اشارہ  $v_{gs}$  کا جیطہ 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 سمتی تجزیہ

ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی حاصل کرنے کی خاطر بدلتے اشارہ کو قصر دور کیا جاتا ہے یعنی اس کی قیمت صفر کر دی جاتی ہے۔ یوں

$$(4.44) \quad I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب 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۔

$$\begin{aligned}
 i_{DS} &= \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2 = \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2 \\
 &= \underbrace{\frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2}_{I_{DS}} + \underbrace{k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}}_{\text{اشاراتی جزو}} + \underbrace{\frac{k_n}{2} v_{gs}^2}_{\text{ناؤار جزو}}
 \end{aligned}$$

$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

شکل 4.22: ماسفیٹ ایکلینیفار کے برقی روکے مختلف اجزاء

#### 4.10.2 بدلتی رو تجزیہ

بدلتی رو تجزیہ کی خاطر دور میں  $v_{gs}$  پر نظر رکھی جائے گی۔ شکل 4.22 میں  $V_{GS}$  اور  $v_{gs}$  سلسلہ وار جوڑنے سے

$$(4.46) \quad v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے

$$(4.47) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2$$

$$\begin{aligned}
 i_{DS} &= \frac{k_n}{2} \left( V_{GS} + v_{gs} - V_t \right)^2 \\
 &= \frac{k_n}{2} \left[ (V_{GS} - V_t) + v_{gs} \right]^2 \\
 &= \frac{k_n}{2} \left[ (V_{GS} - V_t)^2 + 2(V_{GS} - V_t)v_{gs} + v_{gs}^2 \right] \\
 &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs} + \frac{k_n}{2} v_{gs}^2
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کا پہلا جزو  $\frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$  یک سمتی جزو ہے۔ یہ مساوات 4.44 میں دئے گئے برابر ہے اور یوں اسے  $I_{DS}$  لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات کا دوسرا جزو  $k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$  بدلتی رو

جزو ہے۔ یہ جزو داخلي اشاره کا  $k_n (V_{GS} - V_t)$  لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات کا تیرا جزو  $v_{gs}$  کے مرلچ کے راست تناسب ہے اور یوں یہ جزو اشارہ کی شکل بگاڑتا<sup>31</sup> ہے۔ یہ آخری جزو  $\frac{k_n}{2} v_{gs}^2$  ناگوارہ جزو ہے۔ اشارہ کی اصل شکل برقرار رکھنے کی خاطر اس جزو کی قیمت دوسرے جزو سے بہت کم رکھنی ضروری ہے یعنی

$$\frac{k_n}{2} v_{gs}^2 \ll k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$$

اس سے حاصل ہوتا ہے

$$(4.49) \quad v_{gs} \ll 2 (V_{GS} - V_t)$$

مساوات 4.49 باريک اشارہ<sup>32</sup> کی شرط بيان کرتا ہے۔ جو اشارہ اس مساوات پر پورا اترے اسے باريک اشارہ تصور کیا جاتا ہے۔

اگر داخلي اشارہ باريک 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-نماینراش 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 ماسفیٹ کے  $i_{DS} - v_{GS}$  خط کے نقطہ مائل پر مماس کی ڈھلوان ہے یعنی

$$(4.55) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GSQ}}$$

اشارہ  $v_{gs}$  کی موجودگی میں مساوات 4.45 مندرجہ ذیل صورت اختیار کر لیتا ہے۔

$$(4.56) \quad v_{DS} = V_{DD} - i_{DS}R_D$$

مساوات 4.50 کے استعمال سے

$$(4.57) \quad \begin{aligned} v_{DS} &= V_{DD} - (I_{DS} + i_{ds}) R_D \\ &= V_{DD} - I_{DS}R_D - i_{ds}R_D \end{aligned}$$

یہ مساوات داخلی اشارہ کے موجودگی میں خارجی برقی دباؤ دیتا ہے۔ داخلی اشارہ کے عدم موجودگی میں  $i_{ds}$  کی قیمت صفر ہو گی اور اس سے مساوات 4.45 حاصل ہو گا۔ اس مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.58) \quad v_{DS} = V_{DS} + v_{ds}$$

جہاں  $V_{DS}$  مساوات 4.45 میں دی گئی ہے جبکہ

$$(4.59) \quad v_{ds} = -i_{ds}R_D$$

ہے۔ مساوات 4.52 کی مدد سے

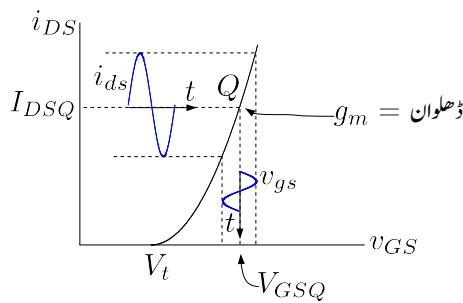
$$(4.60) \quad v_{ds} = -g_m R_D v_{gs}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے انفرائش برقی دباؤ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.61) \quad A_v = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = -g_m R_D$$

یہاں منفی علامت کا مطلب یہ ہے کہ جب داخلی اشارہ  $v_{gs}$  ثابت ہو تو خارجی اشارہ  $v_{ds}$  منفی ہو گا یعنی یہ دو اشارات آپس میں 180 زاویہ پر رہتے ہیں۔

شکل 4.23 میں مساوات 4.47 کا خط کھینچا گیا ہے۔ نقطہ کارکردگی پر اس خط کی ڈھلوان  $g_m$  کہلاتی ہے۔ داخلی اشارہ  $v_{gs}$  کے عدم موجودگی میں ماسفیٹ نقطہ کارکردگی  $Q$  پر رہے گا اور یوں اس پر  $I_{DSQ}$  اور  $V_{GSQ}$  پائے جائیں گے۔ سائنس نما  $v_{gs}$  کی صورت میں  $i_{DS}$  میں سائنس نما جزو پیلایا جائے گا جسے  $i_{ds}$  کہا جاتا ہے۔



شکل 4.23: ماسفیٹ ایکپلینافر کا گیٹ پر برقی دباؤ بال مقابل ماسفیٹ کی برقی دباؤ و کاخط

#### 4.11 ماسفیٹ ریاضی نمونہ

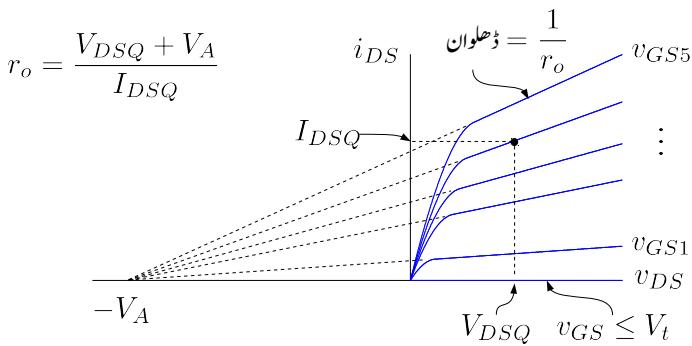
اس حصے میں ماسفیٹ کے ریاضی نمونے<sup>33</sup> حاصل کئے جائیں گے جنہیں استعمال کر کے بدلتے برقی دباؤ اور بدلتے برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔

##### 4.11.1 خارجی مزاحمت $r_o$

ماسفیٹ کو بطور ایکپلینافر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ نتھے میں مائل کیا جاتا ہے۔ مساوات 4.26 کے مطابق افزائندہ نتھے میں  $v_{DS}$  تبدیل کرنے سے  $i_{DS}$  پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ صفحہ 442 پر شکل 4.5 پ میں  $v_{DS}$  کو، دوچھوڑے  $v_{DS}$  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 اولی برقی دباؤ  $V_A$ <sup>34</sup> کے طرز کا جزو شامل کرنے سے حاصل کر سکتے ہیں جیسے

$$(4.62) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2 \left[ 1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right]$$

$$= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \left[ 1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right]$$



شکل 4.24: ارلی برقی دباؤ

ارلی برقی دباؤ کے اثر کو شامل کرتے ہوئے ماسفیٹ کے خط شکل 4.24 میں گراف لئے گئے ہیں۔ اس مساوات سے ماسفیٹ کا خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی غرض سے اس کا تفرق نظر مائل پر لیتے ہیں۔

$$\left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{V_{GS}} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \frac{1}{V_A}$$

اور یوں

$$(4.63) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} = \frac{1}{\frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \frac{1}{V_A}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر ارلی برقی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کیا جائے تو  $\frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2$  کو  $I_{DS}$  لکھا جا سکتا ہے اور یوں مندرجہ بالا خارجی مزاحمت کی مساوات کو بہتر طریقے سے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

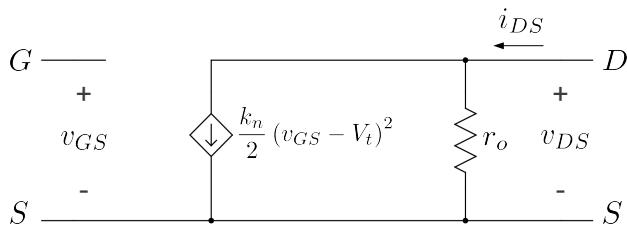
$$(4.64) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} \approx \frac{V_A}{I_{DS}}$$

ہم  $V_A$  کو ارلی برقی دباؤ ہی کہیں گے۔ ارلی برقی دباؤ کی قیمت پیدا کردہ راہ کے لمبائی کے راست تناسب ہوتا ہے۔

$$(4.65) \quad V_A \propto L_s$$

---

model<sup>33</sup>  
Early voltage<sup>34</sup>



شکل 4.25: وسیع اشارات ماسفیٹ ریاضی نمونہ

یوں  $r_o$  بڑھانے کی خاطر زیادہ لمبائی کی راہ تخلیق دی جاتی ہے۔ ماسفیٹ کے اولی برقی دباؤ کی عمومی قیمت 200 V تا 300 V ہوتی ہے۔

#### 4.11.2 وسیع اشاراتی ماسفیٹ ریاضی نمونہ

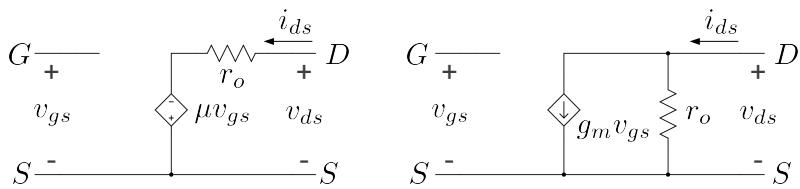
افزائندہ خطے میں ماسفیٹ کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ<sup>35</sup> شکل 4.25 میں دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کے داخلی جانب مزاحمت لامدد ہے جبکہ مساوات 4.64 اس کا خارجی مزاحمت  $r_o$  دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس ریاضی نمونے سے درست  $i_{DS}$  حاصل ہوتا ہے۔

#### 4.11.3 باریک اشاراتی ماسفیٹ $\pi$ ریاضی نمونہ

ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ بالکل BJT ٹرانزسٹر کی طرح حاصل کیا جاتا ہے۔ افزاں ندہ خطے میں استعمال ہوتے ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کرنے کی غرض سے مساوات 4.28 کا جزوی تفرق حاصل کرتے ہیں جس سے افراکش  $g_m$  حاصل ہو گی۔ جزوی تفرق کی قیمت نقطہ مائل  $V_{GS}$  پر حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں

$$(4.66) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{GS}} = k_n [V_{GS} - V_t]$$

model<sup>35</sup>



شکل 4.26: پست تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پاے ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.28 کی یک سمتی شکل

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

س

$$V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}}$$

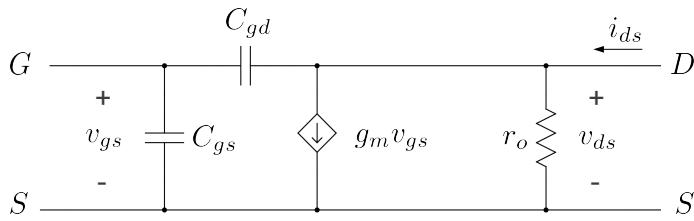
حاصل ہوتا ہے جس کی مدد سے مساوات 4.66 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.67) \quad g_m = k_n [V_{GS} - V_t] = k_n \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}} = \sqrt{2k_n I_{DS}}$$

مساوات 4.64 سے حاصل  $r_o$  اور مساوات 4.67 سے حاصل  $g_m$  استعمال کرتے ہوئے ماسفیٹ کا پست تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائی ریاضی فونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.26 میں دیکھ پا تھا دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کا عمومی نام  $\pi$  ریاضی نمونہ ہے۔ دو جوڑٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ ماسفیٹ کا داخلی مزاہت لا محدود ہونے کی وجہ سے اس کی داخلی برقی رو ضفر ہو گی۔ ماسفیٹ کے  $g_m$  کا دو جوڑٹرانزسٹر کے  $g_m$  کے ساتھ موازنہ کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ ماسفیٹ کی برقی رو چار گنا کرنے سے اس کا  $g_m$  دگنا ہوتا ہے جبکہ دو جوڑٹرانزسٹر کی برقی رو صرف دگنا کرنے سے ہی اس کا  $g_m$  دگنا ہو جاتا ہے۔

شکل 4.26 میں اسی ریاضی نمونے کی دوسری شکل بھی دکھائی گئی ہے جہاں ریاضی نمونے میں خارجی جانب نارٹن مساوی کی جگہ تھونن مساوی استعمال کیا گیا ہے۔ یوں تھونن برقی دباؤ  $g_m v_{gs} r_o$  کے برابر لیتے ہوئے

$$\mu = g_m r_o$$



شکل 4.27: بلند تعدادی پاریک اشاراتی ماسفیٹ پارے ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔

ماسفیٹ کے گیٹ اور سورس کے مابین  $C_{gs}$  کپیسٹر پایا جاتا ہے۔ اسی طرح گیٹ اور ڈرین کے مابین  $C_{gd}$  کپیسٹر پایا جاتا ہے۔ کم 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 پارے ریاضی نمونے میں انہیں شال کرنے سے بلند تعدادی پارے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.27 میں دکھایا گیا ہے۔ کم  $v_{DS}$  کی صورت میں غیر افزائندہ ماسفیٹ کے گیٹ کے گیٹ کے نیچے الٹا خطہ سورس سے ڈرین تک تقریباً یکساں شکل کا ہوتا ہے۔ گیٹ اور الٹا خطہ مل کر کپیسٹر  $\frac{\epsilon WL}{d}$  کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کا آدھا حصہ  $C_{gs}$  اور آدھا  $C_{gd}$  ہے یعنی

$$(4.68) \quad C_{gs} \approx C_{gd} \approx \left( \frac{1}{2} \right) \frac{\epsilon WL}{d}$$

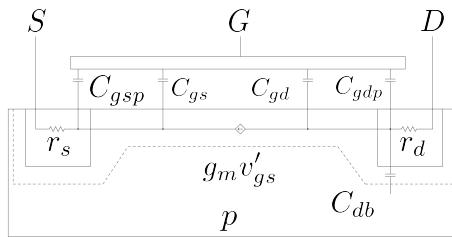
جہاں  $W$  گیٹ کی چوڑائی،  $L$  گیٹ کی لمبائی،  $d$  گیٹ اور سیلیکان کے درمیان فاصلہ ہے۔  $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$  ہے۔  $\epsilon_r = 3.9$  جہاں  $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{F}{m}$  جبکہ ہوتا ہے۔

افزاں نہ ماسفیٹ کے ڈرین جانب راہ دبوچا گیا ہوتا ہے۔ یوں گیٹ کے نیچے پیدا کردہ راہ ہر جگہ یکساں نہیں ہوتا۔ اس صورت میں  $C_{gs} \approx 0$  بدلے 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۔



شکل 4.28: ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء

ماسفیٹ کے ریاضی نمونے میں  $C_{gs}$  گیٹ اور سورس کے درمیان دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموعے کو کہتے ہیں۔ اسی طرح  $C_{gd}$  بھی دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموعے کو ظاہر کرتا ہے۔ شکل 4.28 میں ان تمام قسم کے کپیسٹروں کو دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ مزاحمت  $r_s$  اور  $r_d$  بھی دکھائے گئے ہیں۔ یہ ورنی سورس سرے اور اندر ورنی سورس کے درمیان  $r_s$  مزاحمت پایا جاتا ہے۔ اسی طرح یہ ورنی ڈرین سرے اور اندر ورنی ڈرین کے درمیان  $r_d$  پایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں  $r_d$  اور  $r_s$  کو استعمال نہیں کیا جائے گا۔

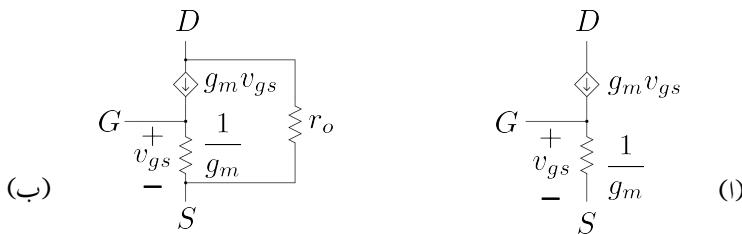
دو جو ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونوں کی طرح ماسفیٹ کے باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونے nMOSFET اور pMOSFET دونوں کے لئے یکساں قابل استعمال ہیں۔

#### 4.11.4 باریک اشاراتی ماسفیٹ میں ریاضی نمونہ

شکل 4.29 میں  $r_0$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ماسفیٹ کاٹی 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

$$(4.70) \quad \begin{aligned} i_g &= 0 \\ i_d &= i_s = i_{ds} = g_m v_{gs} \end{aligned}$$

T model<sup>36</sup>



شکل 4.29: باریک اشاراتی ماسفیٹ کی ریاضی نمونہ

پائے جاتے ہیں جہاں  $i_d$  اور سورس کے برقی رو ہیں۔ داخلی مزاحمت لامحدود ہے۔ اسکیں اب ٹی ریاضی نمونے پر نظر ڈالیں۔ ٹی ریاضی نمونے میں  $i_d = g_m v_{gs}$  ہے۔ گیٹ اور سورس کے ماہین مزاحمت نسب ہے جس پر برقی دباد  $v_{gs}$  ہے۔ یوں ادھم کے قانون سے اس مزاحمت میں برقی رو کی مقدار

$$\frac{\text{برقی رو}}{\text{برقی دباد}} = \frac{v_{gs}}{\frac{1}{g_m}} = g_m v_{gs}$$

ہو گی۔ یہی برقی رو سورس پر ہو گی۔ گیٹ G کے جوڑ پر D کی جانب سے  $g_m v_{gs}$  برقی رو آتی ہے۔ اس جوڑ سے اتنی ہی برقی رو مزاحمت سے گزرتے ہوئے S روں ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے گیٹ پر برقی رو  $= i_g v_{gs}$  حاصل ہوتی ہے۔ داخلی مزاحمت  $\frac{v_{gs}}{i_g}$  کی قیمت 0 کی بنا پر لامحدود حاصل ہوتی ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ ٹی ریاضی نمونے سے بھی بالکل وہی جوابات حاصل ہوتے ہیں جو پائے ریاضی نمونے سے حاصل ہوتے ہیں لہذا ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت ٹی ریاضی نمونے کو بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے میں  $r_o$  کی شمولیت شکل 4.29 ب میں دکھایا گیا ہے۔

دو جوڑ ٹرانزسٹر کے ٹی ریاضی نمونے کی طرح شکل 4.29 میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے ٹی ریاضی نمونے دونوں اقسام کے ماسفیٹ یعنی pMOSFET اور nMOSFET کے لئے قابل استعمال ہیں۔

#### 4.11.5 یک سمی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

مندرجہ بالا تذکرہ سے ہم دیکھتے ہیں کہ برقی دباد اور برقی رو کے دو حصے (یعنی یک سمی حصہ اور بدلتا حصہ) ہوتے ہے۔ ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت ان دو حصوں کو علیحدہ حل کیا جاتا ہے۔ پہلے بدلتے متغیرات کی قیمتیں

صفر کرتے ہوئے یک سمتی حصہ حل کر کے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے اور پھر بدلتے حصے کو ریاضی نمونے کی مدد سے حل کیا جاتا ہے۔

---

مثال 4.16: مساوات 4.48 میں  $v_{gs} = V_p \cos \omega t$  ناپسندیدہ حصہ ہے۔ اگر داخلی اشارہ  $\frac{k_n v_{gs}^2}{2}$  ہو تو ناپسندیدہ جزو میں  $\cos^2 \omega t = \frac{1+\cos(2\omega t)}{2}$  استعمال کرتے ہوئے  $\frac{k_n V_p^2}{4} [1 + \cos(2\omega t)]$  لکھا جا سکتا ہے جو داخلی اشارے کے دوسری تعدد کا جزو ہے۔ یہی اصل اشارے کی شکل بگاڑتا ہے۔ خارجی اشارے میں دوسری تعدد اور اصل تعدد کے اجزاء کے حیطوں کی نسبت حاصل کریں۔ اگر  $V_t = 1.4V$  اور  $V_{GS} = 4V$  ہوں تو داخلی اشارے کی چوٹی کی وہ حد حاصل کریں جس پر حاصل کردہ نسبت 1% ہو۔

حل: دوسری تعدد کا حصہ  $\frac{k_n V_p^2}{4} \cos(2\omega t)$  ہے۔ یوں

$$\frac{\text{جزو بگرا}}{\text{جزو حاصل}} = \frac{V_p}{4(V_{GS} - V_t)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$\frac{V_p \times 100}{4(4 - 1.4)} = 1$$

حاصل ہوتا ہے۔  $V_p \leq 104 \text{ mV}$  سے

---

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۔

$$V_{DD} = 15 \text{ V}$$

$$R_D = 6.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 560 \Omega$$

$$R_{G1} = 10 \text{ M}\Omega$$

$$R_{G2} = 15 \text{ M}\Omega$$

بیل۔ مزید اس کے گیٹ پر  $V_G = 6 \text{ V}$  جبکہ سورس پر  $V_S = 0.81 \text{ V}$  ناپے جاتے ہیں۔ ساتھ ہی ساتھ باریک اشاراتی برقی دباؤ کی افراٹش  $A_v = -6.8 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  ناپی جاتی ہے جہاں خارجی اشارے کو ڈرین سے لیا گیا۔ استعمال کئے گئے ماسفیٹ کی  $k_n$  اور  $V_t$  حاصل کریں۔

حل: اُوہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{V_S}{R_S} = \frac{0.81}{560} = 1.4464 \text{ mA}$$

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  $g_m = 1 \text{ mA/volt}$  میں پر کرتے ملتے ہے۔ مساوات 4.53 میں پر کرتے ملتے ہے۔

$$10^{-3} = k_n (5.19 - V_t)$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افراٹنڈہ خطے میں ہے یوں افراٹنڈہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.4464 \times 10^{-3} = \frac{k_n}{2} (5.19 - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو نتائج ملا کر

$$1.4464 \times 10^{-3} = \frac{k_n}{2} \left( \frac{10^{-3}}{k_n} \right)^2$$

$V_t = 2.29 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے لکھا جا سکتا ہے جس سے  $k_n = 0.345 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  حاصل ہوتا ہے۔

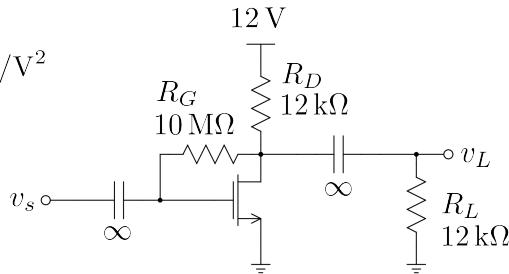
شکل کو دیکھتے ہوئے

$$V_D = V_{DD} - I_{DS} R_D = 12 - 1.4464 \times 10^{-3} \times 6800 = 2.16 \text{ V}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$V_{GD} = V_G - V_D = 6 - 5.16 = 0.835 \text{ V}$$

$$\begin{aligned}V_t &= 2 \text{ V} \\k_n &= 0.2 \text{ mA/V}^2 \\V_A &= 60 \text{ V}\end{aligned}$$



شکل 4.30: ماسفیٹ ایکپلیناٹر

حاصل ہوتا ہے جو  $V_t$  سے کم ہے لہذا ماسفیٹ افزائندہ نخطے میں ہی ہے۔

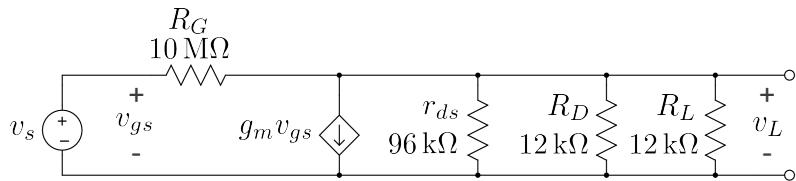
مثال 4.18: شکل 4.30 میں ماسفیٹ ایکپلیناٹر دکھایا گیا ہے۔ داخلی اور خارجی جانب لامحدود جفتی کپیسٹر استعمال کئے گئے ہیں۔ داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور افزائش  $A_v = \frac{v_L}{v_s}$  حاصل کریں۔

حل: پونکہ گیٹ پر بر قی رو صفر 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 ماسفیٹ افزائندہ نخطے 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۔ اور ہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{12 - V_{DS}}{R_D} = \frac{12 - V_{DS}}{12000}$$



شکل 4.31: ماسنیٹ ایک پلیغایر کا مساوی باریک اشاراتی دور

حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حل کرنے سے

$$V_{DS} = 4.5 \text{ V}, \quad I_{DS} = 0.625 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ دو درجی مساوات کے دوسرے جواب کو رد کیا جاتا ہے۔

کی قیمت  $g_m$

$$\begin{aligned} g_m &= k_n (V_{GS} - V_t) \\ &= 0.2 \times 10^{-3} (4.5 - 2) \\ &= 0.5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \end{aligned}$$

اور خارجی مزاحمت  $r_o$  کی قیمت

$$r_o = \frac{V_A}{I_{DS}} = \frac{60}{0.625 \times 10^{-3}} = 96 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 4.31 میں ان قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوی پست تعدادی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔  $R_G$  سے گزرتے بر قی روکو 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 بر قی رو

$$\begin{aligned} i_s &= \frac{v_s - v_L}{R_G} \\ &= \frac{v_s}{R_G} \left( 1 - \frac{v_L}{v_s} \right) \\ &= \frac{v_s}{R_G} [1 - (-2.823)] \\ &= 3.823 \frac{v_s}{R_G} \end{aligned}$$

کے برابر ہے المزادا خلی مراجحت

$$R_i = \frac{v_s}{i_s} = \frac{R_G}{3.823} = 2.6 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

---



---

مثال 4.19: شکل 4.32 میں  $k_n = 1.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 0.8 \text{ V}$  ہیں۔  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل کریں۔ کپیسٹر کی قیمت لامدد و تصور کریں۔  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$

حل: یک سمتی تجربہ سے حاصل ہوتے ہیں۔ یوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ انہیں استعمال کرتے ہوئے

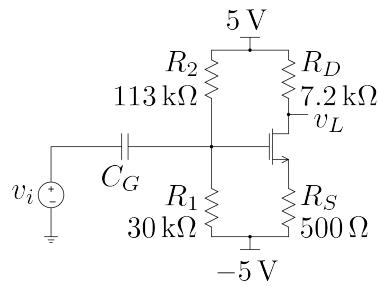
$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 1.2 \times 10^{-3} \times 0.6 \times 10^{-3}} = 1.2 \text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ 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 4.32: مختبر کیمیٹر بینیمتر مزاحمت

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ  $v_{gs} = v_g - v_s$  ہے لہذا

$$v_{gs} = v_i - 0.6v_{gs}$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$v_{gs} = \frac{v_i}{1.6} = 0.625v_i$$

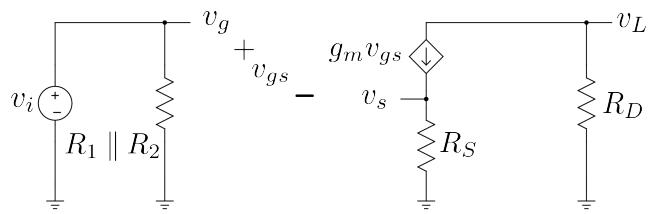
حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو  $v_L$  کی مساوات میں پُر کرتے ملتا ہے

$$v_L = -8.64 \times 0.625 \times v_i = -5.4v_i$$

یعنی

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -5.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 4.20: مثال 4.19 میں  $R_S$  کے متوازی لامحدود قیمت کا کپیسٹر نسب کرتے ہوئے  $A_v$  دوبارہ حاصل کریں۔



شکل 4.33: مشترک یہٹر بیٹھ مزاحمت کا باریک اشاراتی مساوی دور

حل: کپیسٹر نسب کرنے سے نقطہ کار کردگی پر کوئی اثر نہیں پڑتا لہذا  $g_m = 1.2 \text{ mS}$  ہی رہے گا۔ باریک اشاراتی مساوی دور شکل 4.34 میں دکھایا گیا ہے جس سے

$$\begin{aligned}v_L &= -g_m v_{gs} R_D = -8.64 v_{gs} \\v_g &= v_i \\v_s &= 0\end{aligned}$$

یعنی

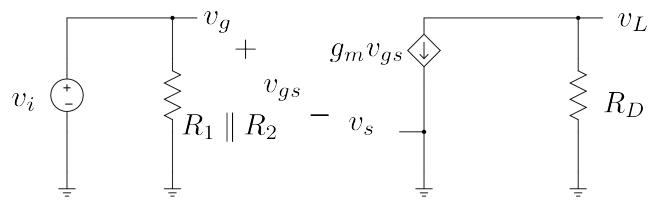
$$\begin{aligned}v_{gs} &= v_i \\v_L &= -8.64 v_i\end{aligned}$$

اور

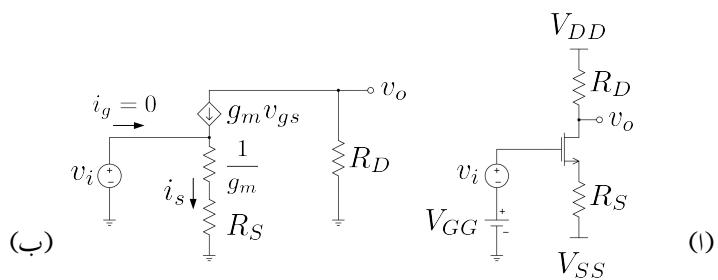
$$A_v = -8.64 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ان دو مثالوں سے آپ دیکھتے ہیں کہ  $R_S$  کی شمولیت سے  $A_v$  کی 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 ممکن ہوتا ہے لہذا  $R_S$  کا استعمال کیا جاتا ہے۔



:4.34



:4.35

مثال 4.21: شکل 4.35 اف کے ایمپلیفیاٹر کوٹی 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 کرخوف 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 گزرا گی۔ اس طرح

$$v_o = - \left( \frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_S} \right) R_D$$

ہو گا۔ جس سے

$$(4.71) \quad A_v = \frac{v_o}{v_i} = - \left( \frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کو یوں بہتر طرز پر لکھا جا سکتا ہے

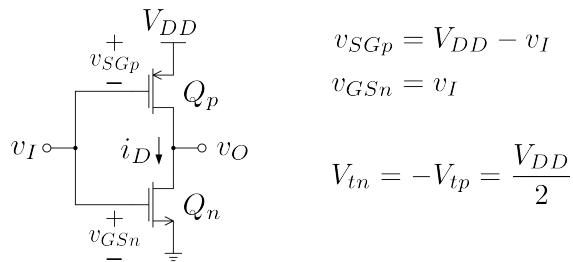
$$(4.72) \quad A_v = - \frac{\sum R_{\text{پیس}}}{\sum R_{\text{سرس}}}$$

صفحہ 354 پر مساوات 3.217 میں  $\alpha = 1 = \alpha$  لیتے ہوئے مساوات 4.72 ہی حاصل ہوتا ہے۔ دو جوڑٹرانزیستر کی صورت میں  $r_e$  کو  $\frac{1}{g_m}$  لکھا گیا جبکہ 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۔

digital circuits<sup>37</sup>  
NOT gate<sup>38</sup>



شکل 4.36: فنی کار

شکل 4.36 الف میں ایک عدد pMOSFET اور ایک عدد nMOSFET استعمال کرتے ہوئے فنی کار بنایا گیا ہے۔ عددی اشارات صرف دو ہی قیمتیں 0 V اور 5 V یعنی پست صورت یا 5V یعنی بلند صورت اختیار کر سکتے ہیں۔ آئین  $v_I$  کو ان قیمتوں پر رکھتے ہوئے خارجی اشارہ  $v_O$  حاصل کریں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$(4.73) \quad \begin{aligned} v_{SGp} &= V_{DD} - v_I \\ v_{GSn} &= v_I \end{aligned}$$

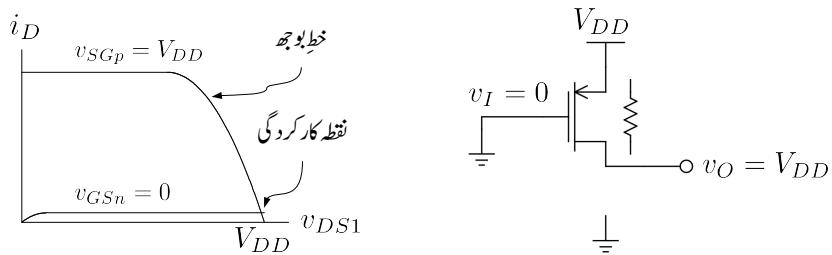
لکھا جا سکتا ہے۔ مزید تصور کریں کہ

$$(4.74) \quad V_{tn} = -V_{tp} = V_t$$

کے برابر ہے۔

داخلی اشارہ  $v_I = 0 V$  کی صورت میں مساوات 4.73 سے  $v_{GSn} = 0 V$  حاصل ہوتا ہے۔ پونکہ  $V_{tn}$  ثابت مقدار ہے لہذا  $v_{GSn} < V_{tn}$  ہے۔ اس طرح  $Q_n$  منقطع ہو گا اور اس کی برقی رو صفر ہو گی۔ اس کے بر عکس  $Q_p$  کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق  $v_{SGp} = V_{DD}$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $v_{SGp} > -V_{tp}$  ہے لہذا  $Q_p$  چالو ہو گا۔ شکل 4.37 میں منقطع  $Q_n$  کے خط پر چالو  $Q_p$  کے خط کو بطور خط بوچ دکھایا گیا ہے۔  $Q_p$  کے خط کا عمودی محور میں عکس لینے کے بعد اس عکس کو افقي محور پر دائیں جانب  $V_{DD}$  اکاپاں منتقل کرنے سے خط بوچ<sup>39</sup> حاصل ہوتا ہے۔  $Q_n$ - کے خط کو افقي محور سے قدر اوپر کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے عیجہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کار کردگی 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۔

<sup>39</sup> صفحہ 314 پر حصہ 3.12 کے شروع میں ٹرانزسٹر خط بوچ کھینچا کھایا گیا۔ اس طریقے پر ایک مرتبہ دوبارہ نظر ڈالیں۔



شکل 4.37: داعلی اشارہ پت ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ بلند حاصل ہوتا ہے۔

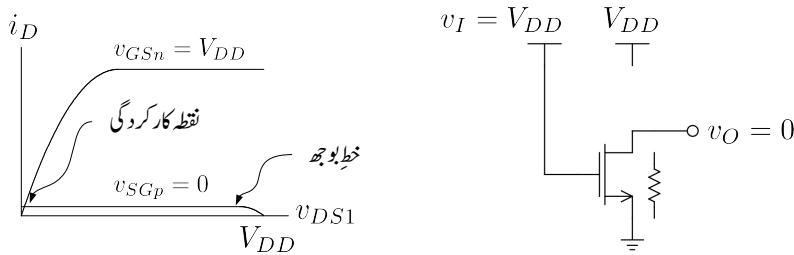
یہی جواب خطوط کھینچ بغیر یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ منقطع  $v_{SGp} = V_{DD}$  کو کھلے دور جبکہ چالو  $Q_p$  کو بطور مزاحمت تصور کریں۔ ایسا کرنے سے شکل 4.37 میں دکھایا دور حاصل ہوتا ہے جس کو دیکھ کر  $v_O = V_{DD}$  لکھا جا سکتا ہے۔

داعلی اشارہ  $v_I = V_{DD}$  کی صورت میں مساوات 4.73 سے  $v_{GSn} = V_{DD}$  حاصل ہوتا ہے لہذا  $v_{SGn} = V_{tn}$  ہے۔ اس طرح  $Q_n$  چالو ہو گا۔ اس کے بر عکس  $Q_p$  کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق  $v_{SGp} = 0$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $v_{SGp} < -V_{tp}$  ہے لہذا  $Q_p$  منقطع ہو گا۔ شکل 4.38 میں چالو  $Q_n$  کے خط پر منقطع  $Q_p$  کے خط کو بطور خط بوجھ دکھایا گیا ہے۔ خط بوجھ کو افقی محور سے قدر اوپر کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے علیحدہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کارکردگی کے مطابق  $v_{DSQ} \approx 0$  کے برابر ہے۔ اس طرح  $v_I = V_{DD}$  کی صورت میں  $v_O = 0$  حاصل ہوتا ہے۔

یہی جواب خطوط کھینچ بغیر یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ چالو  $Q_p$  کو مزاحمت جبکہ منقطع  $Q_n$  کو کھلے دور تصور کریں۔ ایسا کرنے سے شکل 4.38 میں دکھایا دور حاصل ہوتا ہے جس کو دیکھ کر  $v_O = V_{DD}$  لکھا جا سکتا ہے۔

$v_I = 0$  کی صورت میں  $v_{DS} = V_{DD}$  جبکہ  $i_D \approx 0$  کے برابر حاصل ہوتا ہے لہذا  $Q_n$  میں بر قی طاقت کا ضیاء قبل 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  $Q_p$  میں تبدیل ہو جاتے ہیں لہذا طاقت کا ضیاء جوں کا توں رہتا ہے۔ حقیقت میں ماسفیٹ سے بنائے نئی کار میں کل طاقت کا ضیاء ایک مائیکرو وات سے بھی کم ہوتا ہے۔

آئیں شکل 4.36 میں دئے نئی کار کا  $v_O$  بال مقابل  $v_I$  خط حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $v_I$  کو بتدریج 0V سے  $V_{DD}$  تک تبدیل کرتے ہوئے  $v_O$  حاصل کیا جائے گا۔ پہلے دونوں ماسفیٹ کے بر قی رو بال مقابل بر قی دباو مساوات لکھتے ہیں۔



شکل 4.38: داخلی اشارہ بلند ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ پت حاصل ہوتا ہے۔

شکل سے لئے  $v_O = v_I$  اور  $v_{GS} = v_{DS}$  کھا جاتا ہے۔ یوں مساوات 4.23 اور مساوات 4.24 کو یوں کھا جاتا 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

$$(4.76) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} [v_I - V_{tn}]^2 \quad \text{جب } v_O \geq v_I - V_{tn}$$

کھا جاتا ہے۔ اسی طرح  $Q_p$  کے لئے مساوات 4.36 کو

$$(4.77) \quad i_{SD} = k_p \left[ (V_{DD} - v_I + V_{tp}) (V_{DD} - v_O) - \frac{(V_{DD} - v_O)^2}{2} \right] \quad \text{جب } v_O \geq v_I - V_{tp}$$

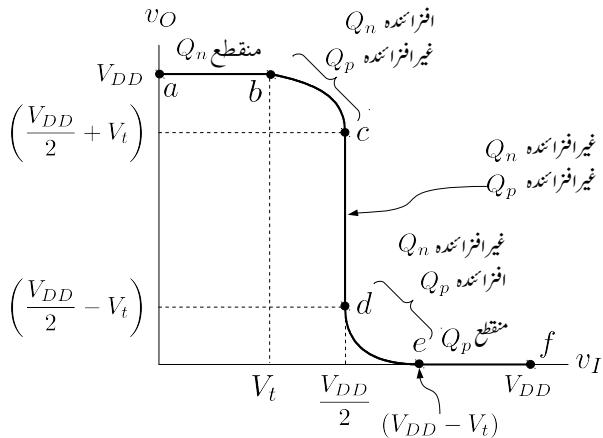
اور مساوات 4.38 کو

$$(4.78) \quad i_{SD} = \frac{k_p}{2} \left[ V_{DD} - v_I + V_{tp} \right]^2 \quad \text{جب } v_O \leq v_I - V_{tp}$$

کھا جاتا ہے۔ نفی کار کو عموماً یوں تخلیق دیا جاتا ہے کہ

$$(4.79) \quad V_{tn} = |V_{tp}| = V_t$$

$$(4.80) \quad k_n = k_p$$

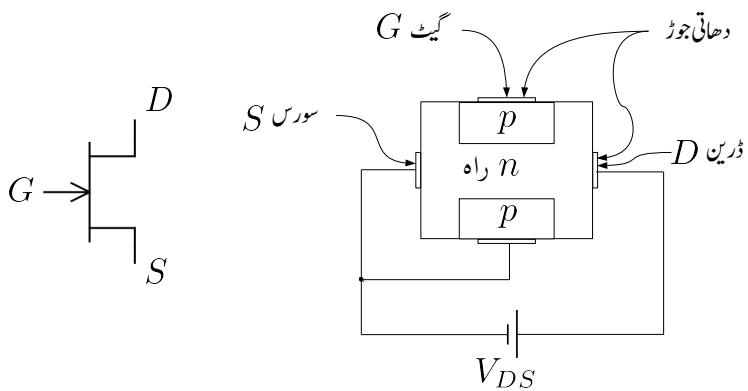


شکل 4.39: نفی کار کا خط

ہوں۔ اس طرح  $v_O$  پر مقابل  $v_I$  کا خط تشاکل تابع 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  $V_{DD} = 5\text{V}$  اور  $V_t = 1\text{V}$  ہیں۔ اس طرح  $V_{tp} = -1\text{V}$  اور  $V_{tn} = 1\text{V}$  ہوں گے۔ شکل میں a تا b نکلے پر غور کریں۔ بیہاں  $v_I$  کی قیمت  $0\text{V}$  تا  $1\text{V}$  ہے۔ چونکہ  $Q_n$  کی  $v_{GS} = v_I$  ہے لہذا  $v_{GS} < V_{tn}$  ہے۔ یوں  $Q_n$  مقطوع ہے۔ اس کے برکس  $Q_p$  کی  $v_{GS} = V_{DD} - v_I$  ہے لہذا  $v_{SG} = V_{DD} - v_I$  کی قیمت  $4\text{V}$  تا  $5\text{V}$  ہے۔ چونکہ  $V_{tp} = -1\text{V}$  ہے لہذا  $-V_{tp} = 1\text{V}$  ہے۔ اس طرح  $v_{SG} > -V_{tp}$  ہے۔ اس طرح  $Q_p$  چالو ہے۔ مزید  $v_O = 5\text{V}$  ہے لہذا اسی ماسفیٹ کے  $v_{GD}$  کی قیمت  $-4\text{V}$  تا  $-5\text{V}$  رہے گی جو  $V_{tp}$  سے کم ہے لہذا  $Q_p$  غیر افرا اندہ ہو گا۔

شکل 4.39 سے  $v_I$  اور  $v_O$  کی قیمتیں پڑھتے ہوئے تسلی کر لیں کہ b تا c میں افرا اندہ جبکہ ثبت ماسفیٹ غیر افرا اندہ ہے۔ بقیا نقطوں کے درمیان بھی صورت حال دیکھیں۔



شکل 4.40: جوڑدار منفی فیٹ کی ساخت

(JFET) 4.13

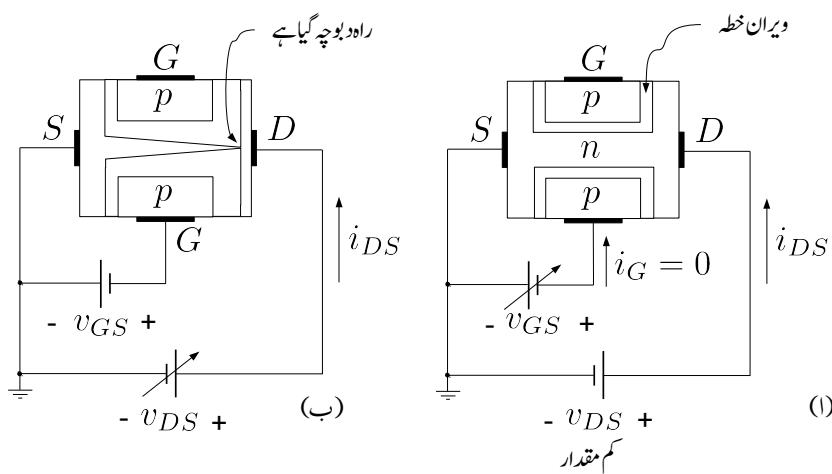
جوڑدار فیٹ کے دو اقسام یعنی  $n$  اور  $p$  پائے جاتے ہیں۔ شکل 4.40 میں  $n$  قسم کے جوڑدار فیٹ یعنی ( $n$ JFET) کی ساخت اور علامت دکھائے گئے ہیں۔ منفی جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر  $n$  قسم سیلکان ٹکٹرے کے دونوں اطراف  $p$  قسم کے نحطے بنائے جاتے ہیں جنہیں گیٹ<sup>40</sup> کہتے ہیں۔ ان دونوں خطوطوں کو بیرونی دھاتی تار سے جوڑ کر بطور گیٹ (G) استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل میں اس بیرونی دھاتی تار کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ دونوں گیٹوں کے درمیان راہ میں آزاد الکیٹران پائے جاتے ہیں۔ اس راہ پر بیرونی برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاگو کرنے سے راہ میں موجود آزاد الکیٹران مبنی برقی دباؤ والے سرے سے ثابت برقی دباؤ والے سرے کی جانب حرکت کریں گے جس سے برقی رو  $i_{DS}$  پیدا ہوگی۔ یوں منفی برقی دباؤ والے سرے سے خارج الکیٹران، ثابت برقی دباؤ والے سرے پر حاصل ہوتے ہیں۔ اسی سے ان دونوں کو سورس S اور ڈرین D کے نام دئے گئے ہیں۔ رواۃتی برقی رو والکیٹران کے حرکت کی الٹ سمت ہوتی ہے۔ یوں ( $n$ JFET) میں رواۃتی 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 دوسرا سرے کو ڈرین (D) پکاریں گے۔ بیرونی برقی دباؤ کا ثابت سرا ( $n$ JFET) کے D کی جانب رکھا جائے گا۔  $n$  میں راہ قسم کے نیم موصل سے حاصل ہوتا ہے اور اس کے نام میں  $n$  اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

gate<sup>40</sup>

آئین شکل 4.41 کی مدد سے nJFET کی کارکردگی پر غور کریں۔ راہ اور گیٹ آپس میں  $pn$  جوڑ یعنی ڈایوڈ بناتے ہیں۔ nJFET کی علامت میں گیٹ پر تیر کا نشان اس ڈایوڈ کے سیدھے رخ کو دکھاتا ہے۔ اس جوڑ پر بالکل ڈایوڈ کی طرح ویران خط وجود میں آتا ہے اور جیسا کہ آپ جانتے ہیں، اس ویران خط کی چوڑائی کا دار و دار 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 لا گو کیا گیا ہے۔ گیٹ پر لا گو منفی برقی دباؤ کو جتنا زیادہ منفی کیا جائے ویران خط اتنا ہی زیادہ چوڑا ہو گا اور  $n$  راہ کی چوڑائی اتنی ہی کم ہو گی۔  $v_{GS}$  کو اگر بتدربج منفی جانب بڑھایا جائے تو ویران خط بڑھتے بڑھتے آخر کار تمام  $n$  راہ کو گھیر لے گا۔ جس  $v_{GS}$  پر ایسا ہو، اس کو nJFET کے دبوچنے کا برقی دباؤ کہتے ہیں اور روایتی طور اسے  $V_p$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ یوں  $V_p$  کی قیمت منفی ہو گی۔ اس سے معلوم یہ ہوا کہ راہ کی گھرائی کو گیٹ پر برقی دباؤ سے قابو کیا جا سکتا ہے۔ مزید یہ کہ گیٹ اور راہ  $pn$  جوڑ بناتے ہیں۔ اگر گیٹ اور راہ کے درمیان ثابت برقی دباؤ دی جائے تو راہ کی گھرائی مزید نہیں بڑھ سکتی بلکہ گیٹ اور راہ کے مابین  $pn$  جوڑ سیدھا مائل ہو جائے گا اور اس میں برقی رو گزرنے شروع ہو جائے گی۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ nJFET میں گیٹ اور راہ کے درمیان برقی دباؤ کو  $pn$  جوڑ کے چالو برقی دباؤ  $0.5V$  سے کم ہی رکھا جاتا ہے۔

$D$  اور  $S$  کے مابین راہ بالکل ایک موصل سلاخ کی مانند مزاحمت کا کردار ادا کرے گا۔ یوں اگر راہ کی لمبائی  $L$ ، گھرائی  $g$ ، چوڑائی  $W$  اور اس کے موصلیت کا مستقل  $\sigma$  ہو تو اس کا مزاحمت  $R = \frac{L}{\sigma W g}$  ہو گا۔

اب تصور کریں کہ ڈرین  $D$  پر معمولی ثبت برقی دباؤ  $v_{DS}$  لا گو کیا جاتا ہے۔  $n$  راہ میں برقی رو  $i_{DS}$  گزرے گی جس کی قیمت اُہم کے قانون سے حاصل کی جاسکتی ہے۔  $v_{DS}$  کو کم یا زیادہ کرتے ہوئے  $i_{DS}$  کو کم یا زیادہ کرنا ممکن ہے۔ کم  $v_{DS}$  پر، کسی بھی مزاحمت کی طرح، برقی دباؤ بالمقابل برقی رو کا خط تقریباً سیدھا ہو گا۔ اب تصور کریں کہ  $v_{GS}$  کو تبدیل کئے بغیر  $v_{DS}$  کو بڑھایا جائے۔ یوں  $n$  راہ کے سورس سرے پر جبکہ اس کے ڈرین سرے پر  $v_{DS}$  برقی دباؤ پائی جائے گی۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، یوں سورس سرے کے قریب  $pn$  جوڑ پر ویران خط کی چوڑائی کم جبکہ ڈرین سرے کے قریب ویران خط کی چوڑائی زیادہ ہو گی۔ ان دو سروں کے درمیان ویران خط کی چوڑائی ترچھی شکل اختیار کرے گی۔ اس ترچھا پن کی وجہ سے  $n$  راہ کی مزاحمت بڑھے گی جس سے راہ کا مزاحمت بھی بڑھے گا۔ یوں اگرچہ کم  $v_{DS} - i_{DS}$  پر  $v_{DS}$  کا خط سیدھا ہو گا لیکن جیسے جیسے  $v_{DS}$  بڑھایا جائے، راہ کا مزاحمت ایسے ایسے بڑھے گا اور یوں  $v_{DS} - i_{DS}$  کے خط میں جھکاو پیدا ہو گا۔ اگر  $v_{DS}$  کو بتدربج 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۔



شکل 4.41: جوڑدار منقی فیٹ کی کارکردگی

مندرجہ بالاتر کرے سے ظاہر ہے کہ JFET بالکل گھٹاتا ماسفیٹ کی مانند کام کرتا ہے۔ البتہ جہاں ماسفیٹ کے گیٹ پر ثابت یا منقی برقی دباؤ دینا ممکن ہے، nJFET کے گیٹ پر صرف منقی برقی دباؤ ہی دینا ممکن ہے۔ اگر اس کے گیٹ پر ثابت برقی دباؤ دی جائے تو گیٹ اور رہ کے مابین  $pn$  جوڑ یعنی بیہاں کا ڈیاٹو سیدھا مائل ہو جائے گا اور گیٹ nJFET کو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دے گا۔ چونکہ JFET کے گیٹ پر ڈیاٹو کو الٹا مائل رکھا جاتا ہے لہذا اس کے گیٹ پر نہایت کم (الٹے مائل ڈیاٹو کے برابر) برقی روپائی جاتی ہے جسے عموماً صفر ایمپیئر تصور کیا جاتا ہے۔ یہ برقی رو اگرچہ نہایت کم ہے لیکن ماسفیٹ کے گیٹ پر اس سے بھی کئی گناہم برقی روپائی جاتی ہے۔

#### 4.13.1 برقی رو بال مقابل برقی دباؤ

چونکہ JFET کی کارکردگی بالکل گھٹاتا ماسفیٹ کی مانند ہے لہذا گھٹاتا ماسفیٹ کے مساوات ہی JFET کے لئے بھی استعمال کئے جائیں گے۔ البتہ ادب میں JFET کے مساوات کو قدر مختلف طریقے سے لکھا جاتا ہے۔ آئیں nJFET کے مساوات دیکھیں۔

### مقطوع خط 4.13.1.1

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 روکا گزرا ممکن نہیں ہوتا یعنی

$$(4.81) \quad v_{GS} \leq V_p \quad i_D = 0$$

### غیر افزائندہ خط 4.13.1.2

غیر افزائندہ خط میں  $pn$  جوڑ کو الٹا مائل رکھتے ہوئے  $v_{GS}$  کو  $V_p$  سے زیادہ رکھا جاتا ہے۔ مزید یہ کہ  $v_{DS}$  کو نقطہ دبوچ سے کم رکھا جاتا ہے۔ اس خط میں ماسفیٹ کی مساوات 4.24 کو JFET کے لئے یہاں لکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے  $V_t$  کی جگہ  $V_p$  لکھا جائے گا۔

$$i_{DS} = k_n \left[ (v_{GS} - V_p)v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$= \frac{k_n V_p^2}{2} \left[ 2 \left( \frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left( \frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right]$$

اس مساوات میں  $I_{DSS}$  کے لئے JFET کو  $\frac{k_n V_p^2}{2}$  کو لکھا جاتا ہے۔ یوں

$$(4.82) \quad V_p \leq v_{GS} \leq 0, \quad v_{DS} \leq v_{GS} - V_p$$

$$i_{DS} = I_{DSS} \left[ 2 \left( \frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left( \frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right]$$

### افزائندہ خط 4.13.1.3

ماسفیٹ کی مساوات 4.28 کو یوں لکھا جاتا ہے۔

$$V_p \leq v_{GS} \leq 0, \quad v_{DS} \geq v_{GS} - V_p$$

$$(4.83) \quad i_{DS} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2 \left( 1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$$

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  $(v_{GS} - V_p)$  کو  $(v_{DS} \geq v_{GS} - V_p)$  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 جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر p قسم سلیکان ٹکٹرے کے دونوں اطراف n گیٹ بنائے جاتے ہیں۔ ان دو خطوں کو یہودی وحاتی تاریخی جوڑ کر بطور گیٹ (G) استعمال کیا جاتا ہے۔ دو گیٹوں کے درمیان راہ میں آزاد خول پائے جاتے ہیں۔ اس راہ پر یہودی برقی دباؤ  $v_{SD}$  لاگو کرنے سے راہ میں موجود آزاد خول ثبت برقی دباؤ والے سرے سے منفی برقی دباؤ والے سرے کی جانب حرکت کریں گے جس سے برقی رو  $i_{SD}$  پیدا ہوگی۔ یوں ثبت برقی دباؤ والے سرے سے خارج خول، منفی برقی دباؤ والے سرے پر حاصل ہوتے ہیں۔ اسی سے ان دو سروں کو سورس S اور ڈرین D کے نام دئے گئے ہیں۔ یوں (pJFET) میں روایتی برقی رو کی صفت راہ میں سورس سے ڈرین کی جانب ہوگی۔ یہودی برقی دباؤ کا ثبت سرا (pJFET) کے S کی جانب رکھا جائے گا۔ 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 بنے والے pn جوڑ کو غیر چالو رکھا جائے یعنی اس جوڑ پر ڈالیوڈ کے سیدھے رخ 0.5V سے برقی دباؤ کو کم رکھا جائے۔

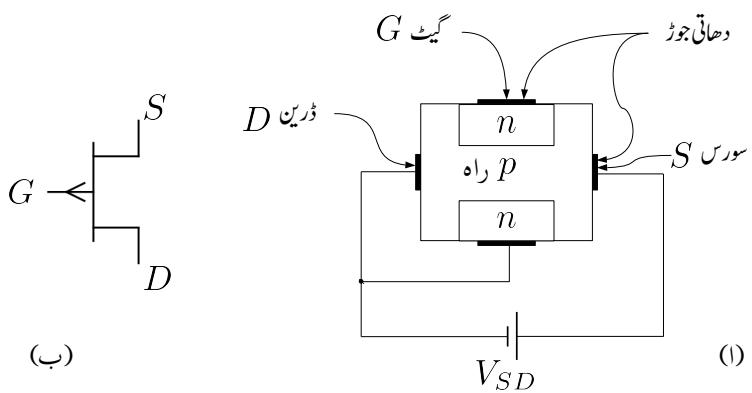
## 4.13.3 باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

چونکہ JFET اور MOSFET کی کارکردگی یکساں ہے لہذا ان کے پست تعدادی اور بلند تعدادی پائے ریاضی نمونے بھی یکساں ہیں۔ بیہاء

$$(4.84) \quad g_m = \left( \frac{-2I_{DSS}}{V_p} \right) \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

$$(4.85) \quad = \left( \frac{-2I_{DSS}}{V_p} \right) \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

Early Voltage<sup>41</sup>



شکل 4.42: جوڑدار ثابت فیٹ کی ساخت

کے برابر ہے جہاں  $I_D$  نقطہ مائل پر یک سمیت برتنی رو ہے۔ اسی طرح

$$(4.86) \quad r_o = \frac{V_A}{I_D}$$

کے برابر ہے۔

مثال 4.22: ایک nJFET کے  $v_{GS}$  کی برتنی رو  $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$  اور  $V_p = -3 \text{ V}$  ہیں۔ اس کی برتنی رو پر حاصل کریں۔ ارلی برتنی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کریں۔ اور  $v_{DS} = 3.5 \text{ V}$  اور  $-1.5 \text{ V}$

حل: چونکہ  $v_{GS} - V_p$  کی قیمت

$$(-1.5 \text{ V}) - (-3 \text{ V}) = 1.5 \text{ V}$$

دئے گئے  $v_{DS}$  کے قیمت سے کم ہے لہذا مساوات 4.83 کے پہلے جزو کے تحت فیٹ افزاں ندہ خطے میں ہے اور یوں اسی مساوات کے دوسرے جزو کے تحت

$$i_{DS} = 8 \times 10^{-3} \left[ 1 - \left( \frac{-1.5}{-3} \right) \right]^2 = 2 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.23: مندرجہ بالا مثال میں  $v_{GS}$  کو بڑھا کر  $-14\text{V}$  کر دیا جاتا ہے۔  $i_{DS}$  میں تبدیلی حاصل کرتے ہوئے  $\frac{\Delta i_{DS}}{\Delta v_{GS}}$  حاصل کریں۔ مساوات 4.84 سے  $g_m$  کی قیمت حاصل کرتے ہوئے دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔

حل: اب بھی ہے لہذا  $(v_{DS} \geq v_{GS} - V_p)$

$$i_{DS} = 8 \times 10^{-3} \left[ 1 - \left( \frac{-1.4}{-3} \right) \right]^2 = 2.2756 \text{ mA}$$

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

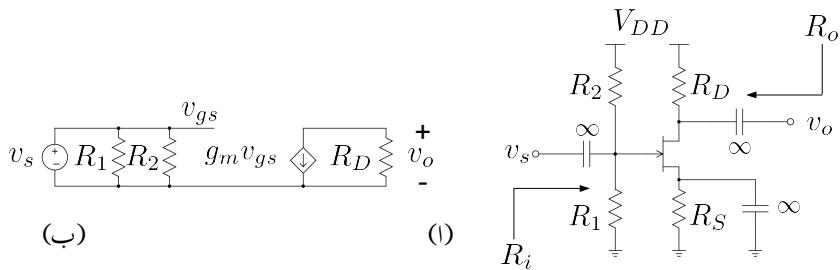
$$g_m = \left( \frac{-2 \times 8 \text{ mA}}{-3} \right) \sqrt{\frac{2 \text{ mA}}{8 \text{ mA}}} = 2.6667 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان دونوں جوابات میں صرف

$$\left( \frac{2.756 - 2.6667}{2.6667} \right) \times 100 = 3.34 \%$$

کا فرق ہے۔  $v_{GS}$  میں تبدیلی کو کم سے کم کرتے ہوئے زیادہ درست جواب حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.24: ارلی برتنی دباؤ  $V_A$  کی قیمت  $75\text{V}$  لیتے ہوئے خارجی مزاحمت  $r_o$  کا تخمینہ  $1\text{mA}$  اور  $10\text{mA}$  پر لگائیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ فیٹ انفرائینڈ نٹھے میں ہے۔



شکل 4.43: جوڑدار منفی فیٹ کی مثال

حل: ایک ملی ایمپیسٹر پر

$$r_o = \frac{75}{0.001} = 75 \text{ k}\Omega$$

اور دس ملی ایمپیسٹر 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 ایمپلینیٹر دکھایا گیا ہے جس میں استعمال ہونے والے فیٹ کی  $V_p = -3 \text{ V}$  اور  $V_{DD} = 15 \text{ V}$  تصور کرتے ہوئے برقی رو مزاحمت  $I_{DS} = 5 \text{ mA}$ ،  $V_D = 9 \text{ V}$  جبکہ  $V_G = 4 \text{ V}$  نسب مزاحمت میں  $10 \mu\text{A}$  کی برقی رو تصور کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کرتے ہوئے ایمپلینیٹر کی افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔ ایمپلینیٹر کی داخلی مزاحمت  $R_i$  اور خارجی مزاحمت  $R_o$  بھی حاصل کریں۔

حل: گیٹ کے مزاحمت میں  $10 \mu\text{A}$  برتنی رو ہے۔ یوں

$$\frac{V_{DD}}{R_1 + R_2} = 10 \mu\text{A}$$

$$R_1 + R_2 = \frac{15}{10 \times 10^{-6}} = 1.5 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ گیٹ پر 4 V حاصل کرنے کی خاطر

$$V_G = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{DD}$$

$$4 = \left( \frac{R_1}{1.5 \times 10^6} \right) \times 15$$

$$R_1 = 400 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$R_2 = 1.5 \text{ M}\Omega - 400 \text{ k}\Omega = 1.1 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔  $V_D = 9 \text{ V}$  کی خاطر

$$V_{DD} - V_D = I_{DS} R_D$$

$$R_D = \frac{15 - 9}{5 \times 10^{-3}} = 1.2 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

چونکہ  $(V_G - V_D = 4 \text{ V} - 9 \text{ V} = -5 \text{ V})$  ہے جو کہ  $V_p$  سے کم ہے لہذا فیٹ افراہندہ نھیں 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 پاریک 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 مزاحمت بڑھانے کی خاطر ان مزاحتوں کو زیادہ سے زیادہ رکھا جاتا ہے جس کا مطلب ہے کہ ان میں گزرتے یک سمیت رو کو کم سے کم رکھا جاتا ہے۔ اس مثال میں اس بر قی رو کو  $10 \mu\text{A}$  رکھا گیا ہے۔

مساویات 4.84 کی مدد سے

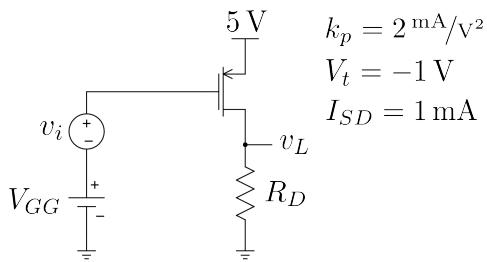
$$g_m = \frac{-2 \times 8 \times 10^{-3}}{-3} \sqrt{\frac{5 \times 10^3}{8 \times 10^{-3}}} = 4.216 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

اور یوں

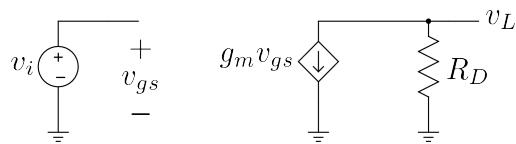
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_m R_D = -4.216 \times 10^{-3} \times 1.2 \times 10^3 = -5.059 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.26: شکل 4.44 میں  $v_i, V_{GG}, R_D$  اور  $I_{SD} = 1 \text{ mA}$  اور  $v_L = 2 + 0.56 \sin \omega t$  ہیں۔ اسے حاصل کرنے کا طریقہ ہے۔



: 4.44 شکل



: 4.45 شکل

حل: یک سمتی ہے لہذا  $v_L = 2 \text{ V}$

$$R_D = \frac{2}{1 \times 10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega$$

ہے۔ ماسفیٹ کو افراہندہ تصور کرتے ہوئے ماسفیٹ کی مساوات سے

$$10^{-3} = \frac{2 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} - 1)^2$$

سے  $-V_t = 1 \text{ V}$  اور  $2 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔  $V_t = -1 \text{ V}$  ہے لہذا  $V_{SG}$  کی قیمت  $0 \text{ V}$  اور  $2 \text{ V}$  کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں  $V_{SG} = 2 \text{ V}$  ہے۔  $V_{SG} > -V_t$ ۔

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 2 &= 5 - V_G \end{aligned}$$

سے  $V_G = V_{GG} = 3 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ شکل 4.45 میں باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھ

$$v_L = -g_m v_{gs} R_D \quad \text{کر لکھا جا سکتا ہے جہاں}$$

$$g_m = \sqrt{2k_p I_{SD}} = \sqrt{2 \times 2 \times 10^{-3} \times 10^{-3}} = 2 \text{ mS}$$

$$v_{gs} = v_i$$

کے برابر ہیں۔  $v_L$  میں بدلہ حصہ  $0.56 \sin \omega t$  ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$0.56 \sin \omega t = -2 \times 10^{-3} v_i \times 2000$$

$$A_v = -4 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad \text{اور} \quad v_i = -0.14 \sin \omega t \quad \text{سے حاصل ہوتے ہیں۔}$$

#### 4.14 مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے ادوار

شکل 4.43 اور 4.22 میں مزاحمت استعمال کرتے ہوئے انفرادی ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی تعین کیا گیا۔ مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی مزاحمت استعمال کرتے ہوئے تعین نہیں کیا جاتا۔ مخلوط دور بناتے وقت سلیکان پتھری کے کم سے کم رقبے پر زیادہ سے زیادہ پرزے بنائے جاتے ہیں۔ یوں مخلوط دور میں ان پرزوں کو ترجیح دی جاتی ہے جو کم سے کم رقبہ گھیریں۔ ماسفیٹ کی نسبت سے مزاحمت زیادہ رقبہ گھیرتا ہے لہذا مزاحمت کے استعمال سے بچنے کی ہر ممکنہ کوشش کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ سلیکان پر بالکل درست قیمت کا مزاحمت بنانے کی خاطر اضافی گراں قیمت اقدام کرنے پڑتے ہیں جبکہ درکار خوبیوں کا ماسفیٹ آسانی سے بنتا ہے۔ اس کے علاوہ انفرادی ماسفیٹ ایکپلیفارٹ میں جفتی اور متبادل راستہ کپیسر استعمال کئے جاتے ہیں۔ مخلوط دور میں چند pF سے زیادہ قیمت کا کپیسر بنانا ممکن نہیں ہوتا لہذا کپیسر کا استعمال بھی ممکن نہیں ہوتا۔ آئندہ دیکھیں کہ مخلوط دور میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی کیسے تعین کیا جاتا ہے۔

#### 4.14.1 منبع مستقل برقی رو

شکل 4.46 الف میں منبع مستقل برقی 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  $R$  کے دور کو حل کرنے سے برقی رو  $I_{DS1} = V_{GS1} = V_{DS1}$

constant current source<sup>42</sup>

حاصل ہوں گے۔  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے سورس آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح ان کے گیٹ بھی آپس میں جڑے ہیں لہذا ان دونوں کے  $V_{GS}$  برابر ہوں گے یعنی

$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$$

ہو گا۔  $Q_1$  کا گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا اس کا  $V_{GD} < V_t$  ہے اور یہ افراہندہ نخطے میں ہے لہذا

$$(4.87) \quad I_{DS1} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_t)^2$$

ہو گا۔ گیٹ پر برتنی رو صفر ہونے سے  $I_{DS1}$  اور  $I_{DS2}$  برابر ہوں گے۔ یوں اُوہم کے قانون سے

$$(4.88) \quad I_{DS1} = I_{DS2} = \frac{V_{DD} - V_{GS1}}{R_{حوالہ}}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ درکار  $I_{DS1}$  کے لئے دور میں مزاحمت  $R_{حوالہ}$  کی قیمت مندرجہ بالا دو مساوات حل کر کے حاصل کی جاتی ہے۔

اگر ہم تصور کریں گے کہ  $Q_2$  بھی افراہندہ نخطے میں ہے تو اس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(4.89) \quad I_{DS2} = I_{DS1} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_t)^2$$

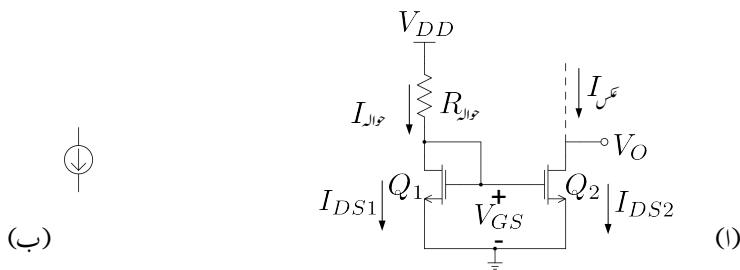
جہاں  $I_{DS1}$  سے تقسیم کرتے ہوئے ملتا ہے  $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$

$$(4.90) \quad \frac{I_{DS2}}{I_{DS1}} = \frac{I_{DS1}}{I_{DS1}} = \frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $I_{DS2}$  کی قیمت کا دار و مدار  $I_{DS1}$  کے قیمت کے حوالے سے ہے۔ اگر دونوں ماسفیٹ بالکل ایک ہی جامست کے ہوں تو

$$(4.91) \quad I_{DS2} = I_{DS1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے  $I$  کا عکس ہے۔ اسی سے اس دور کا دوسرا نام آئینہ برق رو<sup>43</sup> کلا ہے۔ دونوں برتنی رو برابرنہ ہونے کی صورت میں بھی اس دور کو اسی نام سے پکارا جاتا ہے۔



شکل 4.46: منع مستقل برق رو

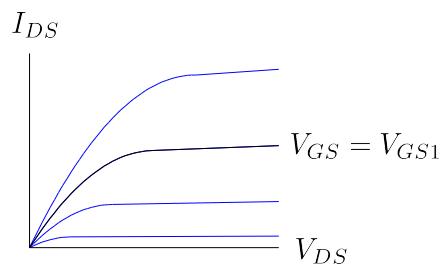
منع مستقل برق رو میں مزاحمت  $R_{\text{حوالہ}}$  کی مدد سے درکار برقی رو حاصل کیا جاتا ہے۔ اس مزاحمت کو تبدیل کرنے سے  $V_{GS1}$  اور  $V_{GS2}$  تبدیل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $Q_1$  کو  $Q_2$  کا قابو کرتا ہے۔ یوں  $Q_2$  تالیع ماسفیٹ ہے۔ مخلوط دور میں دونوں ماسفیٹ کے  $k_n h_t$  اور  $V_t$  پیاس ہوتے ہیں۔ یوں  $\left(\frac{W}{L}\right)_2$  اور  $\left(\frac{W}{L}\right)_1$  کی شرح سے عرض  $I$  اور  $R_{\text{حوالہ}}$  کی شرح تعین ہوتی ہے۔

مندرجہ بالا تبصرے میں ارلی برق دباو کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے تصور کیا گیا کہ دو ماسفیٹ کے  $V_{GS}$  برابر ہونے کی صورت میں ان کے  $I_{DS}$  بھی برابر ہوتے ہیں۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور دو ماسفیٹ جن کے  $V_{GS}$  برابر ہوں کے برقی اور صرف اسی وقت برابر ہوتے ہیں جب ان کے  $V_{DS}$  بھی برابر ہوں۔ شکل 4.47 میں ماسفیٹ  $Q_2$  کے خط دکھائے گئے ہیں۔  $V_{GS2}$  کی قیمت  $V_{GS1}$  کے برابر ہے جو قطعی مقدار ہے لہذا ان تمام خطوط میں صرف ایک ہی خط 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۔

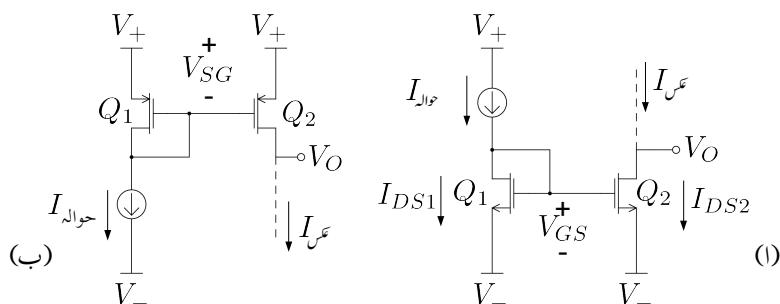
شکل 4.48 الف میں  $R_{\text{حوالہ}}$  کی جگہ دوسرا منع مستقل برق رو کا استعمال کیا گیا ہے۔  $Q_1$  میں  $R_{\text{حوالہ}}$  برقی رو پائی جاتی ہے۔ افرائیدہ ماسفیٹ کی مساوات سے  $Q_1$  کی  $V_{GS}$  حاصل کی جائی ہے جو  $Q_2$  پر بھی لاگو ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں بھی

$$I = I_{\text{حوالہ}} \text{ عرض}$$

ہو گا۔ اس شکل میں ثابت برقی منع کو  $V_+$  اور منفی کو  $V_-$  لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں pMOSFET استعمال کرتے ہوئے آئینہ برق رو بنایا گیا ہے جس کی کارکردگی بالکل nMOSFET سے بنائے گئے آئینہ برق رو کی طرح



شکل 4.47: اسپیش کاخط



شکل 4.48: آنینه بر قیرو

ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ nMOSFET میں عزیز  $I$  کی سمت آئینہ کے جانب ہے جبکہ pMOSFET آئینہ میں عزیز  $I$  کی سمت آئینہ سے باہر کو ہے۔

---

#### مثال 4.27: منع مستقل برق رو میں

$$V_{DD} = 15 \text{ V}, \quad k_n = 0.12 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad V_t = 2.1 \text{ V}$$

ہیں۔ عزیز  $I$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $\text{حوالہ } R$  حاصل کریں۔

حل:  $\text{حوالہ } I = I_{GS1}$  لیتے ہوئے مساوات 4.87

$$2 \times 10^{-3} = \frac{0.12 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 2.1)^2$$

سے

$$V_{GS1} = 7.8735 \text{ V}, \quad -3.67 \text{ V}$$

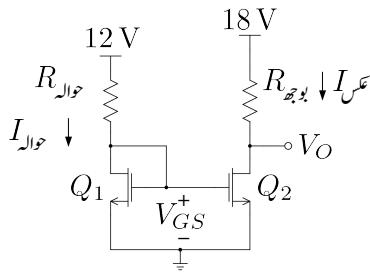
حاصل ہوتے ہیں۔ منفی جواب کو روکیا جاتا ہے چونکہ یہ  $V_t$  سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع حالت میں ہو گا۔ ثابت جواب کو لیتے ہوئے مساوات 4.87 کو استعمال کرتے ہوئے

$$2 \times 10^{-3} = \frac{15 - 7.8735}{\text{حوالہ } R}$$

سے  $\text{حوالہ } R = 5.66 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔

---

مثال 4.28: شکل 4.49 میں دونوں ماسفیٹ کے  $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1.7 \text{ V}$  ہیں۔ مزید یہ کہ  $\text{حوالہ } R = 4.7 \text{ k}\Omega$  اور  $V_O = 6.8 \text{ k}\Omega$  ہیں۔ عزیز  $I$  اور  $V_O$  حاصل کریں۔



شکل 4.49: منع مستقل بر قی رو کی مثال

$$V_{DS1} = V_{GS1} \text{ لیتے ہوئے}$$

$$\frac{12 - V_{GS1}}{6800} = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1.7)^2$$

س

$$V_{GS1} = 4.926 \text{ V}, \quad -2.99 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $-2.99 \text{ V}$  کو رد کیا جاتا ہے چونکہ اس طرح  $V_{GS1} < V_t$  حاصل ہوتا ہے جو مقتطع ماسفیٹ کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات 4.87 اور 4.88 دونوں استعمال کرتے ہوئے  $V_{GS1} = 4.926 \text{ V}$  پر بر قی رو حاصل کرتے ہیں۔ ظاہر ہے دونوں جوابات برابر ہوں گے۔

$$I_{DS1} = \frac{12 - 4.926}{6800} = 1.04 \text{ mA}$$

$$I_{DS1} = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (4.926 - 1.7)^2 = 1.04 \text{ mA}$$

چونکہ یہ آئینہ برق رو ہے لہذا

$$I_{Q_1} = I_{Q_2} = 1.04 \text{ mA}$$

$Q_2$  کے ڈرین پر ہو گا۔

$$\begin{aligned} V_O &= V_{DS2} = 17 - I_{DS2} R_{Q_2} \\ &= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times 4700 \\ &= 12.1 \text{ V} \end{aligned}$$

ہیں۔ یوں  $Q_2$  کا

$$V_{GD2} = V_{GS2} - V_{DS2} = 4.925 - 12.1 = -7.1 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $V_{GD2} < V_t$  ہے لہذا  $Q_2$  افراستنده خطے میں ہی ہے۔

مثال 4.29: مندرجہ بالا مثال میں  $R_{Z_2}$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر  $Q_2$  افراستنده خطے سے نکل آئے گا۔

حل:  $Q_2$  اس وقت تک افراستنده رہے گا جب تک  $V_{GD2} < V_t$  ہو۔ چونکہ  $V_{GD2} < V_t$  ہی رہے گا جبکہ  $4.925 \text{ V}$

$$\begin{aligned} V_{DS2} &= 17 - I_{DS2}R_{Z_2} \\ &= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{Z_2} \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ یوں  $Q_2$  اس وقت افراستنده خطے سے باہر نکلے گا جب

$$\begin{aligned} V_{GD2} &= V_{GS2} - V_{DS2} > V_t \\ &= 4.925 - \left( 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{Z_2} \right) > 1.7 \end{aligned}$$

ہو گا۔ یوں تقریباً  $R_{Z_2} > 13.24 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ مثال کے طور پر اگر بوجہ کی مزاحمت  $15 \text{ k}\Omega$  کر دیا جائے تو  $V_{GD2} = 1.4 \text{ V}$  اور  $V_{DS2} = 3.5 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے جو کہ  $V_t$  سے زیادہ ہے لیکن ماسفیٹ افراستنده خطے میں نہیں ہے۔

مثال 4.30: مثال 4.28 میں  $I_{DS2} = 1.04 \text{ mA}$  اور  $V_{DS2} = 12.1 \text{ V}$ ,  $V_{DS1} = 4.926 \text{ V}$  حاصل ہوئے۔  $V_A = 50 \text{ V}$  کی صورت میں  $I_A$  حاصل کردہ قیمت سے کتنا انحراف کرے گا۔

حل: ماسفیٹ کا خارجی مزاحمت تقریباً

$$r_o = \frac{50}{1.04 \times 10^{-3}} \approx 48 \text{ k}\Omega$$

ہے۔ اگر  $V_{DS2}$  کی قیمت 4.926 V ہوتا تب تو  $I_{DS2}$  بھی 1.04 mA ہوتا۔ البتہ

$$12.1 - 4.926 = 7.175 \text{ V}$$

زیادہ ہے لہذا ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت کی تعریف

$$r_o = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}}$$

سے

$$\Delta I_{DS} = \frac{7.175}{48000} \approx 149 \mu\text{A}$$

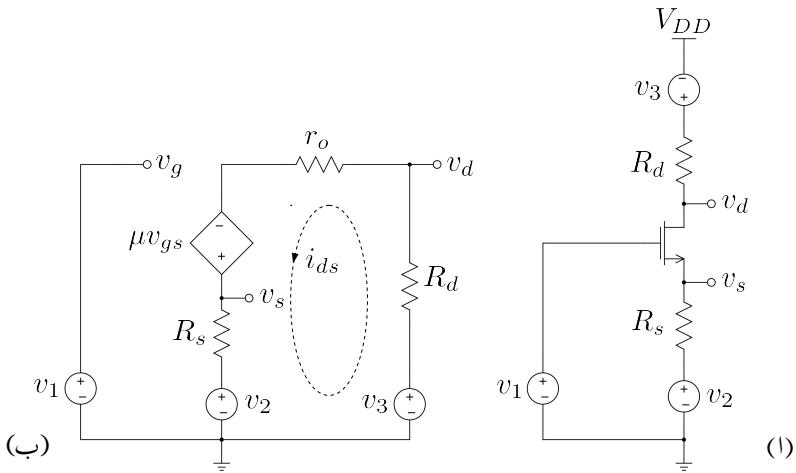
ہو گا۔ یوں

$$I_{\text{مذکور}} = 1.04 \text{ mA} + 149 \mu\text{A} = 1.189 \text{ mA}$$

ہو گا۔

#### 4.15 مزاحمت کے عکس

دو جو ٹرانزسٹر کے حصہ 3.8 میں آپ نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے ایکٹر پر پائے جانے والے بیرونی مزاحمت  $R_E$  کا ٹرانزسٹر کے میں جانب عکس  $(\beta + 1) R_E$  نظر آتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے ایکٹر پر اس کے اندر ورنی مزاحمت  $r_e$  کا عکس ٹرانزسٹر کے میں جانب  $r_e (\beta + 1)$  نظر آتا ہے جسے  $r_{be}$  لکھا جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے میں جانب بیرونی جزوے مزاحمت  $R_B$  کا عکس ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب  $\frac{R_B}{\beta + 1}$  نظر آتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے میں جانب ٹرانزسٹر کی اندر ورنی مزاحمت  $r_{be}$  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 میں سے ایکٹر یا ایکٹر سے میں جانب تبدیلی کے بغیر جوں کا توں نظر آتا ہے۔



شکل 4.50: مزاحمت کے عکس

ماسیفیٹ میں مزاحمت کے عکس پر گفتگو کرنے کی خاطر شکل 4.50 اف پر غور کرتے ہیں۔ اس دور میں ماسیفیٹ کے تینوں سروں پر اشارات فراہم کئے گئے ہیں تاکہ مختلف ممکنات کو دیکھا جاسکے۔ ماسیفیٹ مائل کرنے والے اجزاء کو شامل نہیں کیا گیا ہے تاکہ اصل موضوع پر توجہ رہے۔

شکل ب میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھتے ہوئے

$$i_{ds} = \frac{\mu v_{gs} + v_3 - v_2}{R_s + r_o + R_d}$$

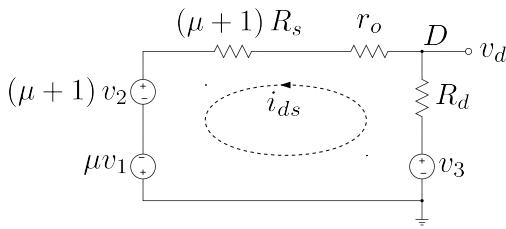
دکھا جا سکتا ہے جہاں

$$v_{gs} = v_1 - i_{ds} R_s - v_2$$

کے برابر ہے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حاصل ہوتا ہے

$$(4.92) \quad i_{ds} = \frac{\mu v_1 + v_3 - (\mu + 1) v_2}{(\mu + 1) R_s + r_o + R_d}$$

مساویات 4.92 سے شکل 4.51 حاصل ہوتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ ڈرین پر پائے جانے والے \$v\_3\$, \$r\_o\$ اور \$R\_d\$ جوں کے توں میں جبکہ سورس پر پائے جانے والے \$v\_1\$ اور \$R\_s\$ دونوں



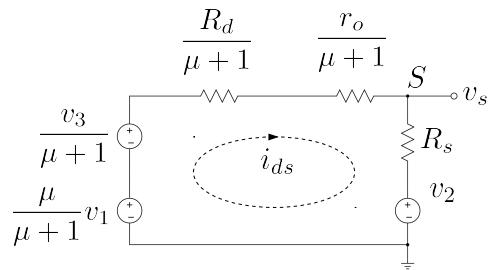
شکل 4.51: ڈرین جانب عکس

$(\mu + 1)$  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 ہیں لہذا یہ شکل ڈرین سے دیکھتے ہوئے نظر آتے گی۔ اس طرح ڈرین سے دیکھتے ہوئے سورس پر پائے جانے والا مزاحمت اور بر قی اشارہ دونوں کا عکس  $(\mu + 1)$  سے ضرب ہوتا نظر آتے گا جبکہ گیٹ پر بر قی اشارہ صرف  $\mu$  سے ضرب ہوتا نظر آتے گا۔

مساوات 4.92 کے کسر میں اوپر اور نچلے دونوں حصوں کو  $1 + \mu$  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 مزاحمت  $R_s$  اور اشارہ  $v_2$  جوں کے توں ہیں جبکہ ڈرین اور گیٹ کے اشارات اور مزاحمت کے عکس نظر آتے ہیں۔ اس طرح سورس سے دیکھتے ہوئے ڈرین کے اجزاء یعنی  $v_3$ ،  $r_o$  اور  $R_d$  تینوں  $(\mu + 1)$  سے تقسیم ہوتے نظر آتے ہیں۔ جیسے گزشتہ شکل میں دیکھا گیا تھا کہ  $v_1$  کا عکس ڈرین پر  $\mu$  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 تائج سورس (ڈرین مشترک ایکلیپسیفار)

نقطہ ماکل

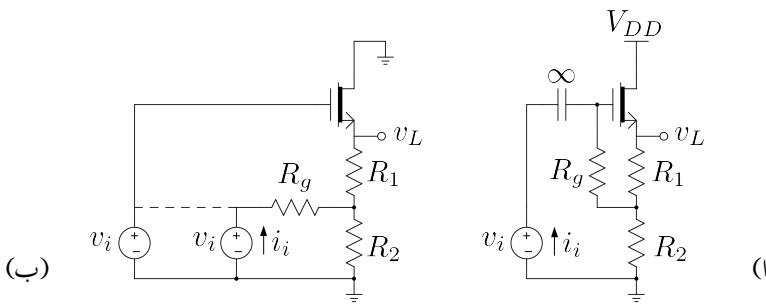
شکل 4.53 میں گھناتا ماسفیٹ کا تائج سورس ایکلیپسیفار دکھایا گیا ہے۔ یہاں  $nFET$  بھی استعمال کیا جا سکتا تھا۔ ایسا دور منفی  $V_{GSQ}$  مہیا کرنے کی خاطر استعمال کیا جاتا ہے۔ یک سمتی رو خط بوجہ لکھتے ہیں۔

$$(4.94) \quad V_{DD} = v_{DS} + i_{DS} (R_1 + R_2)$$

نقطہ ماکل یک سمتی مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔ مزاحمت  $R_g$  میں صفر یک سمتی بر قی رو ہونے کی وجہ سے اس کے دونوں سروں پر برابر یک سمتی بر قی دباؤ پایا جائے گا۔ شکل 4.53 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 ایکلیپسیفار میں  $R_1 \ll R_2$  ہو گا۔



شكل 4.53: متابعة سورس

افراش  $A_v$

شکل 4.53 ب میں باریک اشاراتی مساوی دور بنانے کی غرض سے  $V_{DD}$  اور گیٹ کپیسٹر کو قصر دور کیا گیا ہے۔ مزید گیٹ اور سورس کو علیحدہ کرنے کی خاطر  $v_i$  کو دو مرتبہ بنایا گیا ہے جہاں نقطہ دار لکیر کے دونوں سروں پر ہر وقت برابر برتنی اشارہ  $v_i$  پایا جاتا ہے۔ نقطہ دار لکیر کو مٹانے سے گیٹ اور سورس دونوں جانب کوئی تبدیلی نہیں پیدا ہوتی پونکہ 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 اف 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 تھوڑن مساوی دور استعمال کرتے ہوئے شکل 4.54 ب حاصل ہوتا ہے جہاں

$$R_{th} = \frac{R_2 R_g}{R_2 + R_g} = R_2 \parallel R_g$$

کے برابر ہیں۔ شکل 4.54 ب میں

$$R_s = R_1 + \left( R_2 \parallel R_g \right)$$

لکھتے ہوئے

$$(4.96) \quad i_{ds} = \frac{\left[ \frac{\mu}{\mu+1} - \frac{R_2}{R_2+R_g} \right] v_i}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}$$

$$v_L = i_{ds} R_s + \frac{R_2}{R_2 + R_g} v_i$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$v_L = \left[ \frac{\frac{\mu}{\mu+1} - \frac{R_2}{R_2+R_g}}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s} \right] R_s v_i + \frac{R_2}{R_2+R_g} v_i$$

حاصل ہوتا ہے۔ جس سے  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.97) \quad A_v = \frac{\left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g}\right) \left(\frac{r_o}{\mu+1}\right)}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}$$

چونکہ  $\mu = g_m r_o$  کے برابر ہے لہذا  $\frac{r_o}{\mu+1} \approx \frac{1}{g_m}$  لکھا جا سکتا ہے جس سے مندرجہ بالا مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.98) \quad A_v = \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g}\right)}{1 + g_m R_s}$$

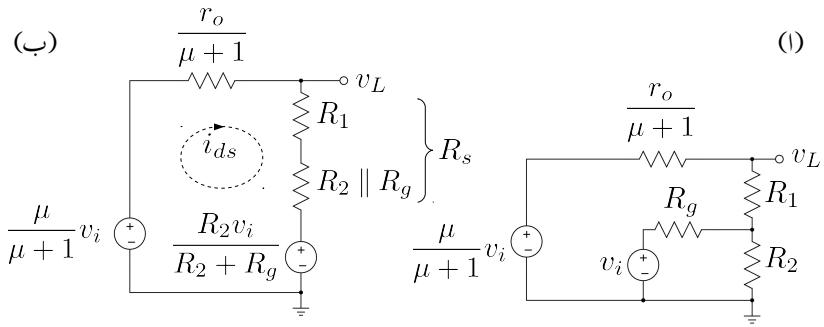
اگر  $R_g \gg R_2$  ہو، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب  $\frac{R_2}{R_2+R_g}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.99) \quad A_v \approx \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s}{1 + g_m R_s}$$

عموماً  $R_g \gg R_2$  اور یوں  $R_s \approx R_1 + R_2$  ہے۔ اگر  $g_m R_s \gg 1$  لکھا جا سکتا ہے۔ بھی ہو تب مندرجہ بالا مساوات کو

$$(4.100) \quad A_v \approx \frac{\mu}{\mu+1} \approx 1$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات سے صاف ظاہر ہے کہ ماسفیٹ کے تابع سورس ایپلیفائر کا خارجی اشارة بھی خوش اسلوبی سے داخلی اشارة کی پیروی کرتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کی طرح ماسفیٹ کے مشترک کے ڈرین ایپلیفائر کا  $A_v$  بھی تقریباً ایک کے برابر ہے۔



شکل 4.54: تابع سورس کا مساوی باریک اشاراتی دور

خارجی مزاحمت

شکل 4.54 ب کو دیکھتے ہوئے خارجی مزاحمت یوں لکھی جاسکتی ہے۔

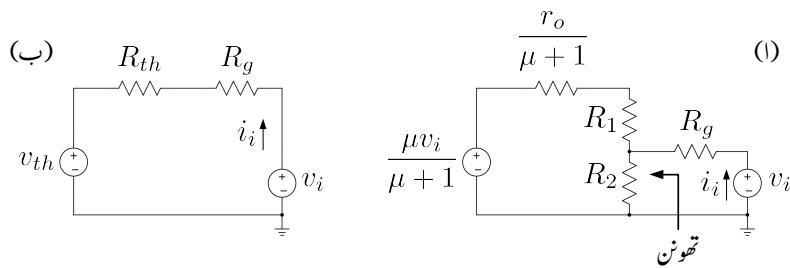
$$(4.101) \quad R_o = \frac{r_o}{\mu + 1} \parallel R_s \\ = \frac{1}{g_m} \parallel R_s$$

اگر  $R_s \gg \frac{1}{g_m}$  ہوتا ہے تو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.102) \quad R_o \approx \frac{1}{g_m}$$

داخلی مزاحمت

داخلی مزاحمت شکل 4.53 اکاف 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 4.54 ب میں اس کی نشاندہی کی گئی ہے۔ چونکہ اس شکل میں دو جگہ نظر آتا ہے لہذا یہ ضروری ہے کہ  $R_g$  کے ساتھ جڑی  $v_i$  پر نظر رکھی جائے۔



شکل 4.55: سورس کا داخلي مزاحمت

شکل 4.54 اف کو قدر مختلف 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 تھونن مساوی دور لیتے ہوئے

$$(4.103) \quad v_{th} = \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right) v_i}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}$$

$$R_{th} = R_2 \parallel \left( \frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 4.55 ب میں حاصل کردہ تھونن دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$i_i = \frac{v_i - v_{th}}{R_g + R_{th}}$$

$$= \frac{v_i - \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right) v_i}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}}{R_g + R_2 \parallel \left( \frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)}$$

لکھتے ہوئے داخلي مزاحمت  $R_i$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.104) \quad R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_g + R_2 \parallel \left( \frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)}{1 - \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right)}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}}$$

اس مساوات میں پر کرنے سے

$$(4.105) \quad R_i = \frac{R_g + R_2 \parallel \left( \frac{1}{g_m} + R_1 \right)}{1 - \frac{g_m R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right)}{g_m (R_1 + R_2) + 1}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $R_g \gg R_2$  اور  $R_g \gg R_1$  ہوں، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب اس مساوات کو

$$(4.106) \quad R_i \approx \frac{R_g}{1 - \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right)}{R_1 + R_2}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر ساتھ ہی ساتھ  $R_2 \gg R_1$  ہو تو اس سے مزید سادہ مساوات یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(4.107) \quad R_i \approx (\mu + 1) R_g$$

مثال 3.55 میں سے ایکثر مزاحمت جوڑنے سے داخلی مزاحمت میں اضافہ ہوتا دکھایا گیا۔ یہاں بھی ایسا کرنے سے داخلی مزاحمت کی قیمت  $R_g$  سے زیادہ ہو جاتی ہے۔

مثال 4.31: شکل 4.53 الف میں استعمال کئے جانے والے ماسفیٹ کے  $V_t = -3 \text{ V}$ ،  $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $r_o = 90 \text{ k}\Omega$  ہیں۔  $15 \text{ V}$  کی منبع استعمال کرتے ہوئے ہوئے  $I_{DSQ} = 0.4 \text{ mA}$  اور  $R_i = 200 \text{ k}\Omega$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل:

$$I_{DSQ} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$0.0004 = \frac{0.0002}{2} (V_{GSQ} + 3)^2$$

سے

$$V_{GSQ} = -5 \text{ V}, \quad -1 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔  $V_{GSQ} = -5 \text{ V}$  کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ قیمت  $V_t$  سے کم ہے جس سے ماسفیٹ مقطوع 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 افزائندہ خطے میں ٹھیک تصور کیا گیا تھا۔

#### مساوات 4.67 سے

$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 0.2 \times 10^{-3} \times 0.4 \times 10^{-3}} = 0.4 \text{ mS}$$

اور یوں  $R_s \approx R_1 + R_2 = R_g \gg R_2$  تصور کرتے ہوئے  $\mu = g_m r_o = 36$  حاصل ہوتا ہے۔  $R_g \gg R_2$  تصور کرتے ہوئے اور یوں مساوات 4.99 سے 12.5 kΩ حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 4.99 سے

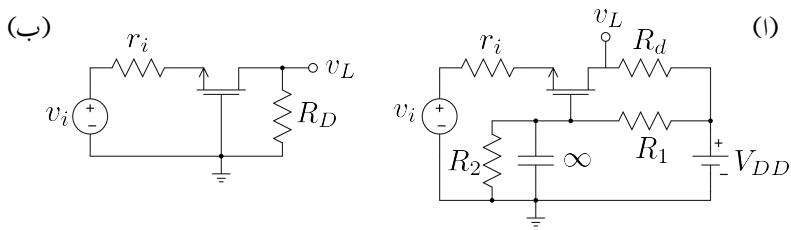
$$A_v \approx \frac{0.4 \times 10^{-3} \left( \frac{36}{36+1} \right) 12.5 \times 10^3}{1 + 0.4 \times 10^{-3} \times 12.5 \times 10^3} = 0.81 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 4.106 کی مدد سے  $R_i = 200 \text{ k}\Omega$  حاصل کرنے کی غاطر

$$200000 = \frac{R_g}{1 - \frac{10000 \left( \frac{36}{36+1} \right)}{2500 + 10000}}$$

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 الف میں گیٹ مشترک ایمپلینیفار دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں اسی کا مساوی بدلتی رو دور دکھایا گیا ہے۔ گیٹ پر نسب کپیسٹر کی قیمت لا محدود دکھائی گئی ہے۔ یوں درکار تعدد پر کپیسٹر کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ شکل ب کا شکل 4.50 کے ساتھ موازنہ کریں۔ یہاں  $v_3$  اور  $v_1$  صفر ولٹ ہیں جبکہ  $v_2$  کو  $v_i$  کہا گیا ہے۔ لہذا تمام اجزاء کو ڈرین میں منتقل کرتے ہوئے شکل 4.57 کے طرز پر شکل 4.57 الف حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح سورس جانب کا عکس شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 4.57 الف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_L = \frac{R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d} (\mu + 1) v_i$$

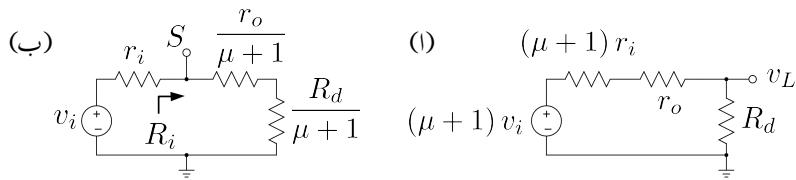
جس سے افزائش  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  یوں لکھی جاسکتی ہے

$$A_v = \frac{(\mu + 1) R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d}$$

شکل 4.57 ب سے ایمپلینیفار کا داخلی مراہمت 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 برقی سوچ بھی استعمال کیا جاتا ہے۔



شکل 4.57: گیٹ مشترک ایمپلینفائر کے ڈرین اور سورس جانب عکس

## 4.18 زنجیری ایمپلینفائر

ایک سے زیادہ ایمپلینفائر کو زنجیری کی شکل میں جوڑ کر زیادہ سے زیادہ افزائش حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ ایسے زنجیری ایمپلینفائر 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۔

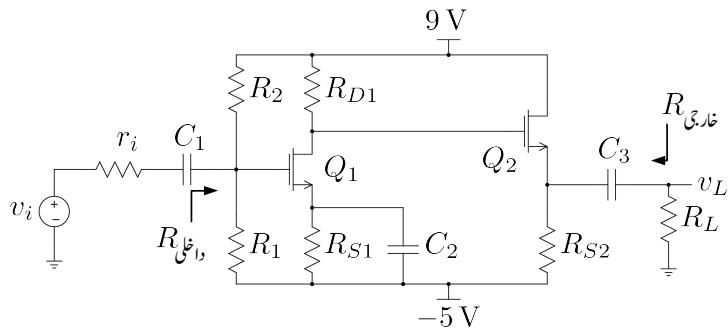
مثال 4.32: شکل 4.58 میں دو بالکل یکساں ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے، پہلی کڑی سورس مشترک اور دوسرا کڑی ڈرین مشترک ایمپلینفائر سے تخلیق دی گئی ہے۔  $k_n = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1\text{V}$  ہیں۔  $I_{DS1} = I_{DS2} = 1.2 \text{ mA}$ ،  $V_{DS1} = V_{DS2} = 5\text{V}$  اور  $R_{D1} = 0.12 \text{ mA}$  اور  $R_{S2} = 150 \text{ k}\Omega$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $R_1$  اور  $R_2$  حاصل کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لاحدہ و تصور کریں۔

حل:  $Q_2$  کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$\begin{aligned} 9 + 5 &= V_{DS2} + I_{DS2}R_{S2} \\ &= 5 + 1.2 \times 10^{-3}R_{S2} \end{aligned}$$

$R_{S2} = 7.5 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.2 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS2} - 1)^2$$



شکل 4.58: دو کڑی زنجیری ماسفیٹ ایپلینیٹر

$Q_2$  میں حاصل ہوتا ہے۔  $V_{GS2} = 3\text{ V}$  سے

$$V_{S2} = 9 - V_{DS2} = 9 - 5 = 4\text{ V}$$

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

$$9 - V_{D1} = I_{DS1}R_{D1}$$

$$9 - 7 = 0.12 \times 10^{-3}R_{D1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $R_{D1} = 16.7\text{ k}\Omega$

$$V_{S1} = V_{D1} - V_{DS1} = 7 - 5 = 2\text{ V}$$

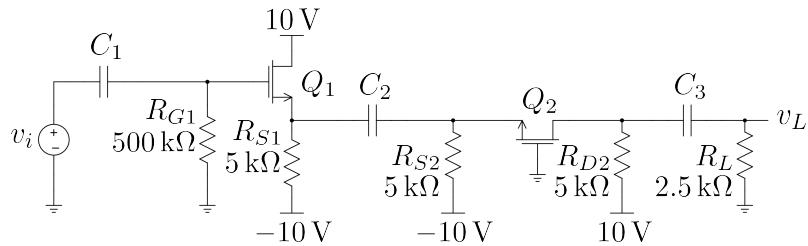
اور  $R_{S1}$  پر اُوہم کے قانون سے

$$V_{S1} - (-5) = I_{DS1}R_{S1}$$

$$7 = 0.12 \times 10^{-3}R_{S1}$$

$Q_1$  کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$0.12 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1)^2$$



شکل 4.59: دو کڑی نجیئی مشترک ڈرین، مشترک گیٹ ایپلیناٹر

حاصل ہوتے ہیں لذा  $V_{GS1} = 1.632 \text{ V}$  سے

$$V_{G1} = V_{S1} + V_{GS1}$$

$$2 + 1.632 = 3.632 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $V_{G1}$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$V_{G1} = 3.632 = \left[ \frac{9 - (-5)}{R_1 + R_2} \right] R_1 - 5$$

چونکہ  $R_{\text{ان}} = R_1 \parallel R_2$  کے برابر ہے جس کی قیمت  $150 \text{ k}\Omega$  درکار ہے لذा

$$150 \times 10^3 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے  $R_1 = 392 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 243 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 4.33: شکل 4.59 میں  $I_{DS1}$  لیتے ہوئے  $V_{t1} = V_{t2} = 2 \text{ V}$  اور  $k_{n1} = k_{n2} = 3 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $g_{m1}, g_{m2}$  حاصل کریں۔ ان قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے کل افراش  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کریں۔

حل: ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے بدلتے متغیرات کی قیمت صفر کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کرنے کی غرض سے  $Q_1$  کے لئے لکھا جاسکتا ہے

$$V_{G1} = 0$$

$$V_{S1} = -10 + I_{DS1}R_{S1} = -10 + 5000I_{DS1}$$

جس سے

$$V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} = 10 - 5000I_{DS1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات

$$I_{DS1} = \frac{0.003}{2} (10 - 5000I_{DS1} - 2)^2$$

$$\text{اور } I_{DS1} = 0.73 \text{ mA}$$

$$g_{m1} = \sqrt{2k_{n1}I_{DS1}} = \sqrt{2 \times 0.003 \times 0.00073} = 2.09 \text{ mS}$$

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 ایمپلیگر 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

$$v_{gs1} = v_i - v_s$$

$$v_{gs2} = -v_s$$

$v_s$  کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_s &= \left( g_m v_{gs1} + g_m v_{gs2} \right) \left( \frac{R_{S1} R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \right) \\ &= g_m [(v_i - v_s) + (-v_s)] R_S \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر  $R_S$  کو  $\frac{R_{S1} R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}}$  لکھا گیا ہے۔ یوں

$$v_s = \frac{g_m R_S v_i}{1 + 2g_m R_S}$$

$v_L$  کے لئے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$\begin{aligned} v_L &= -g_m v_{gs2} \left( \frac{R_{D2} R_L}{R_{D2} + R_L} \right) \\ &= g_m v_s \left( \frac{R_{D2} R_L}{R_{D2} + R_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں استعمال کیا گیا ہے۔ اس میں  $v_s$  پُر کرنے سے

$$v_L = g_m \left( \frac{g_m R_S v_i}{1 + 2g_m R_S} \right) \left( \frac{R_{D2} R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

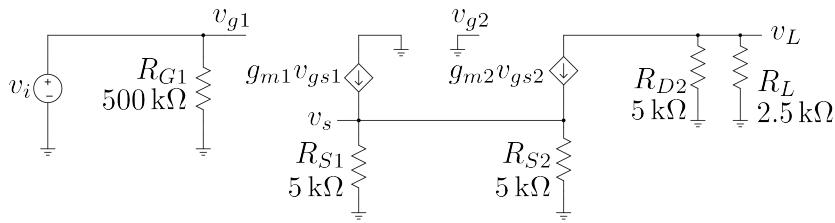
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{g_m^2 R_S}{1 + 2g_m R_S} \left( \frac{R_{D2} R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

لکھا جاسکتا ہے۔

$$R_S = \frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_{D2} R_L}{R_{D2} + R_L} = \frac{5000 \times 2500}{5000 + 2500} = 1.667 \text{ k}\Omega$$



کل 4.60: دو کڑی زنجیری مشترک ذرین، مشترک گیٹ ایمپلینافر کا مساوی دور

کے استعمال سے

$$A_v = \left( \frac{0.00209^2 \times 2500}{1 + 2 \times 0.00209 \times 2500} \right) \times 1667 = 1.59 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

#### 4.19 قوی ماسفیٹ

سلیکان پتھری پر ماسفیٹ کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کا ماسفیٹ وجود میں آتا ہے۔ کئی ایمپسیر 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 متوازن جوڑ کر مزید زیادہ برقی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمتی سے بدلتی رو برقی دباؤ بناتے انورٹر<sup>45</sup> میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ قوی ٹرانزسٹر کی نسبت سے قوی ماسفیٹ انتہائی تیز ہے۔ اسے چالو سے منقطع یا منقطع سے چالو حالت میں چند نینوں سینکڑ میں لایا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ اسے چالو کرنے کی خاطر درکار برقی طاقت نہیں کم ہے جسے عام CMOS مخلوط دور فراہم کر سکتا ہے۔

برقی طاقت کا ضیاع قوی ماسفیٹ کو گرم کرتے ہوئے اس کا درجہ حرارت بڑھاتا ہے۔ درجہ حرارت بڑھنے سے ماسفیٹ کی مزاحمت بھی بڑھتی ہے۔ یوں متوازن جٹے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ماسفیٹ زیادہ گرم ہو تو اس

power mosfet<sup>44</sup>  
inverter<sup>45</sup>

کی مزاحمت بڑھ جائے گا۔ متوالی جڑے ماسفیٹ میں جس ماسفیٹ کا مزاحمت زیادہ ہو، اس کا  $i_{DS}$  کم ہو گا۔ یوں زیادہ گرم ہونے والا ماسفیٹ خود بخود کم برقی رو گزارتے ہوئے کم گرم ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ متوالی جڑے قوی ٹرانزسٹر کے برلکس متوالی جڑے قوی ماسفیٹ از خود برقی رو کی تقسیم یوں رکھتے ہیں کہ ان میں کسی ایک پر زیادہ بوجھ نہ ڈلے۔ قوی ماسفیٹ کو بھی ٹھنڈا رکھنے کی خاطر سرد کار<sup>46</sup> کے ساتھ جوڑ کر رکھا جاتا ہے۔

### اہم نکات

#### nMOSFET منفی ماسفیٹ

بڑھتا منفی ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت ثابت ہوتی ہے جبکہ گھٹتا منفی ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت منفی ہوتی ہے۔  $V_A$  کی قیمت دونوں کے لئے ثابت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افزائندہ

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \geq V_t$$

$$i_{DS} = k'_n \left( \frac{W}{L} \right) \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\text{مزاحمت پر بادو برقی کم} = \frac{1}{k'_n \left( \frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)}$$

افزائندہ

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \leq V_t$$


---


$$i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)^2 \left( 1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$$

heat sink<sup>46</sup>

## پMOSFET مثبت

بڑھاتا مثبت ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ گھٹاتا مثبت ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت مثبت ہوتی ہے۔  $V_A$  کی قیمت دونوں کے لئے ثابت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر اخراجی

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \geq -V_t$$

$$i_{SD} = k'_p \left( \frac{W}{L} \right) \left[ (v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right]$$

$$\text{مزاحمت} = \frac{1}{k'_p \left( \frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)} \quad \text{مزاحمت پر دباؤ برتنی}$$

افراہندہ

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \leq -V_t$$

$$i_{SD} = \frac{k'_p}{2} \left( \frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)^2 \left( 1 + \frac{v_{SD}}{V_A} \right)$$

nMOSFET کے باریک اشاراتی اجزاء

$$r_o = \left| \frac{V_A}{I_{DS}} \right|$$

$$g_m = k' \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_t)$$

## سوالات

سوال 4.1: ایک nMOSFET کا  $d = 0.02 \mu\text{m}$ ,  $\mu_n = 650 \frac{\text{cm}^2}{\text{V}\cdot\text{s}}$  اور  $\epsilon = 3.97\epsilon_0$  اور  $V_t = 0.8 \text{ V}$  پر ماسفیٹ کی مزاحمت کی مساوات کیا ہو گی۔ اگر  $v_{GS} = 1.8 \text{ V}$ ,  $\frac{W}{L} = 20$  جبکہ  $v_{DS}$  ہوں تب ماسفیٹ کی مزاحمت نہیں کم  $v_{DS}$  پر کیا ہو گی۔

جوابات:

$$r = \frac{1}{k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)} = 445 \Omega$$

سوال 4.2: pMOSFET کا  $\mu_p \approx 0.4\mu_n$  ہوتا ہے۔ سوال 4.1 میں بقايا معلومات تبدیل کئے بغیر، نہیں کم  $V_{SD}$  پر مزاحمت حاصل کریں۔

جواب:  $1114 \Omega$ 

سوال 4.3: بقايا ساخت کامل طور پر ایک جیسے رکھتے ہوئے منقی اور ثابت ماسفیٹ کے چوڑائی  $W$  کی ایسی شرح دریافت کریں جن پر دونوں ماسفیٹ کی مزاحمت برابر ہو۔

جواب:  $\frac{W_n}{W_p} = 0.4$ 

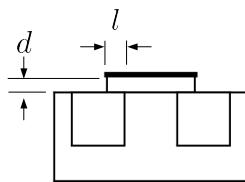
سوال 4.4: ایک منقی ماسفیٹ جس کے  $k_n = 0.02 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1 \text{ V}$  پر چلا یا جاتا ہے۔  $v_{GS} = 4 \text{ V}$  اور  $i_{DS} = 4 \text{ mA}$  پر  $v_{DS} = 6 \text{ V}$  اور  $v_{DS} = 1 \text{ V}$  پر  $i_{DS} = 3 \text{ V}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $90 \mu\text{A}$ ,  $50 \mu\text{A}$  اور  $90 \mu\text{A}$ 

سوال 4.5: ایک منقی ماسفیٹ جس کے

$$k_n = 0.08 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad V_t = 1 \text{ V}$$

ہیں 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 منقی ماسفیٹ کی  $V_t = -1 \text{ V}$  ہو تب جوابات کیا ہوں گے۔



شکل 4.61: سورس اور ڈرین کو گیٹ ڈھانپ کر کپیسٹر کو جنم دیتا ہے

جوابات:  $V_t = -1 \text{ V}$  کی صورت میں  $v_{GS} = 11 \text{ V}$  اور  $v_{DS} \geq 10 \text{ V}$  جبکہ  $V_t = 1 \text{ V}$  صورت میں  $v_{GS} = 9 \text{ V}$  اور  $v_{DS} \geq 10 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.6: سوال 4.5 کو  $i_{DS} = 0.4 \text{ mA}$  کے لئے دوبارہ حل کریں۔

جوابات:  $V_t = 1 \text{ V}$  کی صورت میں  $v_{GS} = 4.16 \text{ V}$  اور  $v_{DS} \geq 3.16 \text{ V}$  جبکہ  $V_t = -1 \text{ V}$  صورت میں  $v_{GS} = 2.16 \text{ V}$  اور  $v_{DS} \geq 3.16 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.7: منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے مساوات کے خط کاغذ پر قلم سے کھپنیں۔ انیں کو کمپیوٹر کی مدد سے کھپنیں۔

سوال 4.8: شکل 4.61 میں W چوڑائی کا گیٹ سورس کو ڈھانپتا ہوا دکھایا گیا ہے۔ گیٹ اور سورس کا ڈھانپا گیا حصہ مل کر کپیسٹر  $C_{gsp}$  کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کی چوڑائی W اور لمبائی l ہے جبکہ کپیسٹر کے دو چاروں کے درمیانی فاصلہ d ہے۔ اگر  $W = 100 \mu\text{m}$ ,  $d = 0.02 \mu\text{m}$ ,  $l = 1 \mu\text{m}$  اور  $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$  کیا ہو گی۔  $\epsilon = 3.97 \epsilon_0$  لیں جہاں  $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$  کے برابر ہے۔

$$\text{جوابات: } C_{gsp} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 W l}{d}$$

سوال 4.9: ایک منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ اور ڈرین کو آپس میں جوڑ کر اس کے  $v_{DS}$  اور  $i_{DS}$  ناپے جاتے ہیں۔  $4 \text{ V}$  پر  $1 \text{ mA}$  جبکہ  $6 \text{ V}$  پر  $2.5 \text{ mA}$  ناپا جاتا ہے۔ اس ماسفیٹ کے  $k_n$  اور  $V_t$  حاصل کریں۔

جوابات:  $v_{GS} > 0.5575 \text{ V}$  یاد رہے کہ چالو منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے لئے  $k_n = 0.169 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  کا ہونا ضروری ہے۔

سوال 4.10: ایک بڑھاتا منفی ماسیفت کا  $v_{GS} = 5\text{V}$  پر رکھتے ہوئے اس کے  $i_{DS}$  اور  $v_{DS}$  ناپے جاتے ہیں۔  $i_{DS} = 4\text{mA}$  پر  $v_{DS} = 6\text{V}$  جبکہ  $i_{DS} = 2\text{mA}$  پر  $v_{DS} = 3\text{V}$  جاتے ہیں۔ ماسیفت کے  $V_t$  اور  $k_n$  حاصل کریں۔

$$V_t = 3.24 \text{ V} \quad k_n = 2.59 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

سوال 4.11: کم  $v_{DS}$  پر منفی بڑھاتا ماسفیٹ کو بطور متغیر مزاحمت استعمال کیا جا سکتا ہے۔ مزاحمت کی قیمت  $v_{GS}$  سے قابو کی جاتی ہے۔  $k'_n = 15 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1.2 \text{ V}$  ہیں۔  $v_{GS} = 2 \text{ V}$  پر  $8 \text{ k}\Omega$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $\frac{W}{L}$  حاصل کریں۔ اگر  $L = 10 \mu\text{m}$  ہوتب  $W$  کیا ہو گا؟  $v_{GS} = 8 \text{ V}$  پر مزاحمت کی قیمت کیا ہو گی؟

جوابات:  $940\Omega$ ,  $104.2\mu\text{m}$ ,  $10.42$

سوال 4.12: ایک ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں استعمال کرتے ہوئے اس کا  $v_{GS}$  برقرار رکھا جاتا ہے۔  $v_{DS} = 10\text{V}$  پر  $i_{DS} = 3.6\text{mA}$  اور  $r_o$  پر  $i_{DS} = 3.3\text{mA}$  جبکہ  $V_A$  دریافت کرس۔

$$r_o = \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_{DS}} = 33.33 \text{ k}\Omega \quad V_A = 50 \text{ V}$$

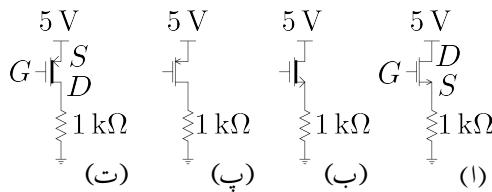
سوال 4.13: مندرجہ بالا سوال کے ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت  $r_o$  کی قیمت  $i_{DS} = 100 \mu\text{A}$  اور  $10 \text{mAr}$  پر حاصل کریں۔

$$5 \text{ k}\Omega \cdot r_o = \frac{V_A}{I_{DSQ}} = 500 \text{ k}\Omega$$

سوال 4.14: ایک گھلتے منفی ماسفیٹ کے  $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = -3 \text{ V}$  ہیں۔ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب  $v_{DS} = -2 \text{ V}$  اور  $v_{DS} = 5 \text{ V}$  پر  $i_{DS}$  کیا ہوں گے؟ ان دونوں صورتوں میں ماسفیٹ کس نتھے میں ہو گا؟

جوابات: 0.8 mA، 0.9 mA پہلی صورت میں غیر افزائندہ جبکہ دوسری صورت میں افزائندہ نظر میں ہے۔

سوال 4.15: شکل 4.62 اف کے ماسنیٹ کا  $i_{DS}$  کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تو  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گا۔



شکل 4.62:

سوال 4.16: شکل 4.62 ب کے ماسفیٹ کا  $k_n = 160 \frac{\mu A}{V^2}$  اور  $V_t = -1 V$  ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تو  $i_{DS}$  کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تو  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 1.525 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.16 mA

سوال 4.17: شکل 4.62 پ کے ماسفیٹ کا  $k_p = 160 \frac{\mu A}{V^2}$  اور  $V_t = -1 V$  ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تو  $i_{DS}$  کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تو  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 0.04 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0 A

سوال 4.18: شکل 4.62 ت کے ماسفیٹ کا  $k_p = 160 \frac{\mu A}{V^2}$  اور  $V_t = 1 V$  ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تو  $i_{DS}$  کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تو  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔

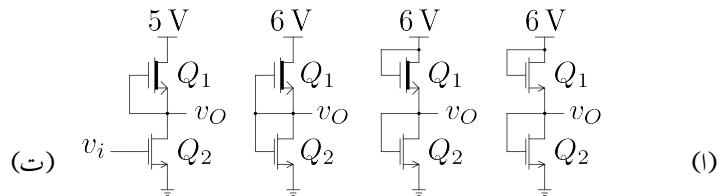
جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 1.52 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.08 mA

سوال 4.19: شکل 4.63 الف میں دونوں ماسفیٹ کا  $V_t = 1 V$  جبکہ دونوں ماسفیٹ کا  $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ،  $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$  ہے۔  $v_O$  حاصل کریں۔

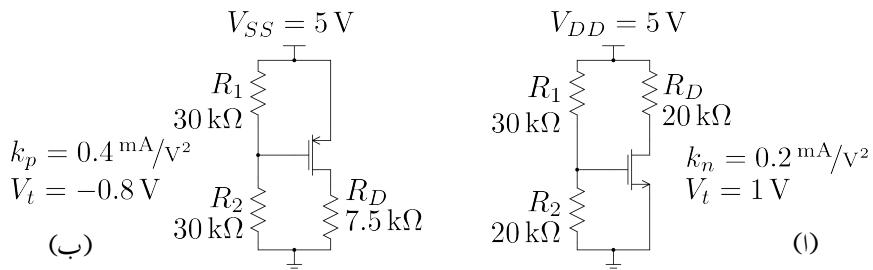
جواب:  $V = 2.3333 V$ ، دونوں ماسفیٹ افراستنڈہ خطے میں ہیں۔

سوال 4.20: شکل 4.63 ب میں  $V_{t1} = -0.8 V$ ،  $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ،  $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$  جبکہ  $V_{t2} = 1.2 V$  ہے۔  $v_O$  حاصل کریں۔

جواب:  $Q_1 = 3.04 V$ ،  $Q_2 = 0 V$  افراستنڈہ جبکہ  $Q_1$  غیر افراستنڈہ ہے۔



: 4.63 شکل



: 4.64 شکل

سوال 4.21: شکل 4.63 پ میں  $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ،  $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$ ،  $V_{t1} = -0.8 V$ ،  $V_{t2} =$  جبکہ  $v_O = 1.2 V$  حاصل کریں۔

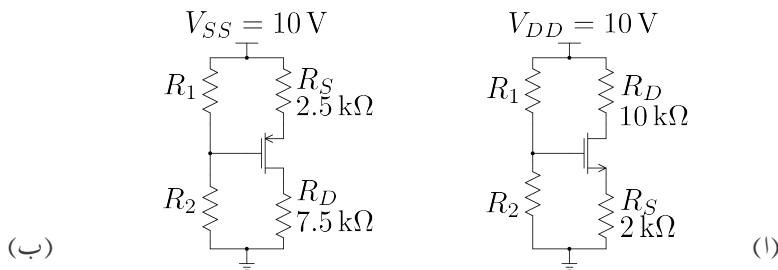
جواب:  $v_O = 1.6 V$  دونوں افزائندہ خطوں میں ہیں۔

سوال 4.22: شکل 4.64 اف میں نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

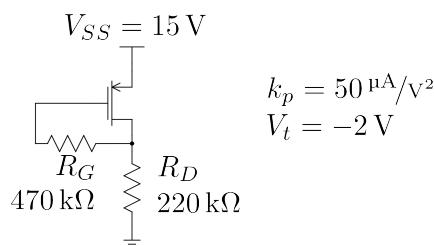
جواب: 3 V ، 0.1 mA

سوال 4.23: شکل 4.64 ب میں نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

جواب:  $v_{SD} = 1.14 V$  ،  $i_{SD} = 0.515 mA$



: 4.65 شکل



: 4.66 شکل

سوال 4.24: شکل 4.65 اف میں  $k_n = 0.32 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 2 \text{ V}$  اور  $R_1$  ہیں۔  $R_2$  کو یوں چنیں کہ اور ان مزاحمت میں  $I_{DS} = 0.5 \text{ mA}$  برقرار رکھی جائے۔

$$R_2 = 95.4 \text{ k}\Omega \quad , \quad R_1 = 104.6 \text{ k}\Omega \quad \text{جواب:}$$

سوال 4.25: شکل 4.65 ب میں  $k_p = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $R_1$  ہیں۔  $R_2$  کو یوں چنیں کہ  $V_{SD} = 5 \text{ V}$  اور ان مزاحمت میں  $I_{SD} = 52.5 \mu\text{A}$  برقرار رکھی جائے۔

$$R_2 = 102.36 \text{ k}\Omega \quad , \quad R_1 = 97.64 \text{ k}\Omega \quad \text{جواب:}$$

سوال 4.26: شکل 4.66 میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

$$V_{GS} = -3.45 \text{ V} \quad , \quad I_{SD} = 52.5 \mu\text{A} \quad \text{جواب:}$$

سوال 4.27: شکل 4.65 الف میں  $R_S = 1.2 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{DD} = 12 \text{ V}$ ,  $R_D = 5.6 \text{ k}\Omega$  اور  $i_{DS} = 0.8 \text{ mA}$  ہوں تب  $V_t = 1.8 \text{ V}$  میں برقی رو  $i_{DS}$  کے پانچ فی صد رکھیں۔ اگر ماسفیٹ کا  $k_n = 0.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  ہوں تو  $R_1$  اور  $R_2$  حاصل کریں۔

$$R_1 = 156.5 \text{ k}\Omega, R_2 = 143.5 \text{ k}\Omega$$

سوال 4.28: عموماً ایک ہی قسم کے دو عدد ماسفیٹ کے خصوصیات میں فرق ہوتا ہے۔ یوں اگر سوال 4.27 میں ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت  $2 \text{ V}$  تا  $1.6 \text{ V}$  ممکن ہو جکہ  $k_n$  اب بھی  $0.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  ہو تو  $i_{DS}$  کی قیمت کے حدود حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } 0.735 \text{ mA} \text{ تا } 0.8656 \text{ mA}$$

سوال 4.29: شکل 4.65 الف میں  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$  ہیں۔  $R_S = 50 \text{ k}\Omega$  پر  $0.55 \text{ V}$  برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔  $R_2$  کے متوالی  $1000 \text{ k}\Omega$  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۔

$$\text{جواب: } 0.33 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

سوال 4.30: مندرجہ بالا سوال میں ماسفیٹ کا  $k_n$  اور  $V_t$  بھی حاصل کریں۔

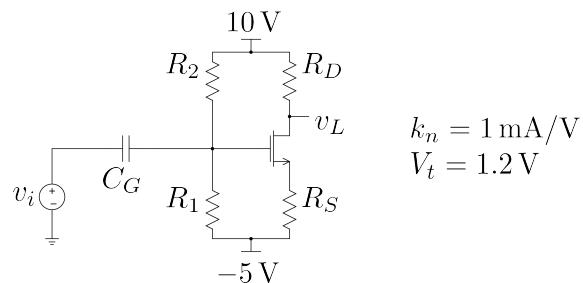
$$\text{جواب: } V_t = 1.2 \text{ V}, k_n = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

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 اولی برقی دباؤ حاصل کریں۔

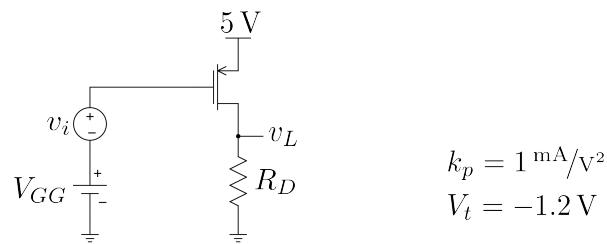
$$\text{جواب: } 100 \text{ V}$$

سوال 4.32: شکل 4.67 کے ایمپلیفیگر میں  $I_{DS} = 2 \text{ mA}$  اور  $V_{DS} = 5 \text{ V}$  حاصل کرنے کے لئے درکار مزاجمت حاصل کریں۔  $R_D$  کو  $R_S$  کے نو گناہ رکھیں اور  $R_1$  میں برقی رو  $I_{DS}$  کے دس فی صد رکھیں۔ ایمپلیفیگر کا  $A_v = \frac{v_o}{v_i}$  بھی حاصل کریں۔

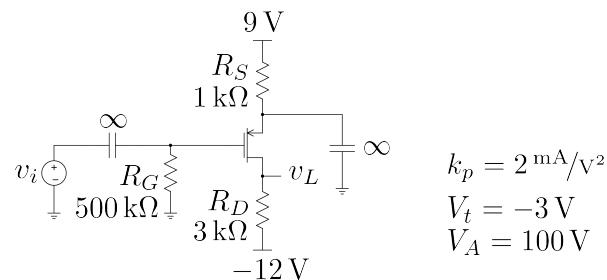
$$\text{جواب: } R_2 = 64 \text{ k}\Omega, R_1 = 11 \text{ k}\Omega, R_D = 4.5 \text{ k}\Omega, R_S = 0.5 \text{ k}\Omega, A_v = -2.25 \frac{\text{V}}{\text{V}}, g_m = 2 \text{ mS}$$



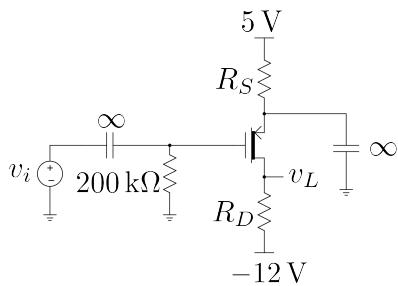
:4.67



:4.68



:4.69



شکل 4.70:

سوال 4.33: شکل 4.68 میں  $A_v = -6 \frac{V}{V}$  اور  $V_{SD} = 3V$  حاصل کرنے کی خاطر درکار  $R_D$  اور  $I_{SD}$  کی قیمت کیا ہوگی؟

جوابات:  $I_{SD} = 0.222 \text{ mA}$  ،  $V_{GG} = 3.133 \text{ V}$  ،  $R_D = 9 \text{ k}\Omega$

سوال 4.34: شکل 4.69 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  اور  $V_{SD}$  ،  $I_{SD}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $A_v = -10.73 \frac{V}{V}$  اور  $r_o = 25.5 \text{ k}\Omega$  اور  $g_m = 4 \text{ mS}$  ،  $V_{SD} = 2 \text{ V}$  ،  $I_{SD} = 4 \text{ mA}$

سوال 4.35: شکل 4.70 میں  $V_A = 40 \text{ V}$  اور  $k_p = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = -1.4 \text{ V}$  اور  $R_D = R_S$  کی ایسی قیمتیں حاصل کریں جن سے  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  کی قیمت بھی حاصل کریں۔

جوابات:  $A_v = -22.7 \frac{V}{V}$  اور  $r_o = 128 \text{ k}\Omega$  ،  $R_D = 22 \text{ k}\Omega$  ،  $R_S = 8.333 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.36: صفحہ 538 پر شکل 4.58 میں  $R_{S1} = 16.7 \text{ k}\Omega$  ،  $R_1 = 392 \text{ k}\Omega$  ،  $R_2 = 243 \text{ k}\Omega$  اور  $V_t = 1 \text{ V}$  استعمال کرتے ہوئے دونوں ماسنیٹ کے نقطے کارکردگی حاصل کریں۔

جوابات:  $V_{DS2} = 5 \text{ V}$  اور  $I_{DS2} = 1.2 \text{ mA}$  ،  $V_{DS1} = 5 \text{ V}$  ،  $I_{DS1} = 0.12 \text{ mA}$

سوال 4.37: صفحہ 539 پر شکل 4.59 میں

$$R_{G1} = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

$$k_{n1} = 4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad k_{n2} = 6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

$$V_{t1} = V_{t2} = 1.5 \text{ V}$$

ہیں۔ دور کو اس طرح تخلیق دیں کہ  $V_{DS2} = 8 \text{ V}$  اور  $I_{DS2} = 6 \text{ mA}$ ،  $I_{DS1} = 2 \text{ mA}$  اور ہوں۔ حاصل جواب استعمال کرتے ہوئے ہے،  $A_v = \frac{v_o}{v_i}$  اور  $g_{m2} = g_{m1}$  کریں۔

$$A_v = 1.75 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad , \quad R_{D2} = 818 \Omega \quad , \quad R_{S2} = 1.182 \text{ k}\Omega, \quad R_{S1} = 3.75 \text{ k}\Omega.$$

## الباب 5

### تفرقی ایمپلیغاہر

#### 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 میں دو بالکل یکسان<sup>2</sup> ٹرانزسٹر استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑ کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  افراہنده خطے میں رہیں۔ انہیں افراہنده خطے میں رکھنے کی خاطر تفرقی جوڑ کو  $R_C$  کی مدد سے منع ثبت بر قی دباؤ  $V_{CC}$  کے ساتھ جوڑا گیا ہے۔ جیسا کہ اسی باب میں بعد میں دکھایا جائے گا  $R_C$  کی جگہ ٹرانزسٹر بھی استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑ کے دو داخلی اشارات  $v_{B1}$  اور  $v_{B2}$  میں جبکہ اس کا عمومی تفرقی خارجی اشارہ  $v_o$  ہے جسے شکل 5.2 میں دکھایا گیا ہے۔ بعض اوقات  $v_{C1}$  یا  $v_{C2}$  کو ہی بطور خارجی اشارہ  $v_o$  لیا جاتا ہے۔

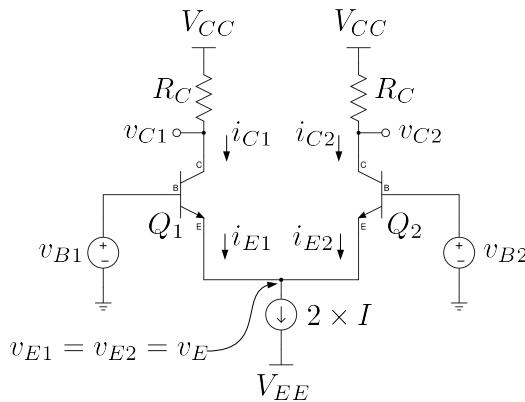
تفرقی جوڑ کے دونوں ٹرانزسٹروں کے ایکٹر سرے آپس میں جڑے ہونے کی وجہ سے ان دونوں سروں پر ہر صورت برابر بر قی دباؤ ہو گا (یعنی  $v_{E1} = v_{E2}$  ہو گا)۔ ان برابر بر قی دباؤ کو لکھتے ہوئے زیر نوشت (1 اور 2) (لکھے بغیر  $v_E$  کھا جا سکتا ہے یعنی

(5.1)

$$v_{E1} = v_{E2} = v_E$$

---

difference pair<sup>1</sup>  
matched<sup>2</sup>



شکل 5.1: دو جوڑا مزتر کے تفريقي جوڑے کی بنیادی ساخت

مزید یہ کہ اس جوڑ پر پیدا کار برقی رو کی برتنی رو  $i_{E1}$  اور  $i_{E2}$  میں تقسیم ہو گی جس کے لئے کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت لکھا سکتا ہے

$$(5.2) \quad i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$$

تفريقي جوڑے کی کارکردگی پر شکل 5.2 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں تفريقي جوڑے کے دونوں داخلی سروں پر یک سمتی برقی دباؤ  $V_B$  بطور داخلی اشارات  $v_{B1}$  اور  $v_{B2}$  مہیا کیا گیا ہے۔ یوں  $V_B$  کو بطور مشترکہ برقی 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  $i_{E1} = i_{E2}$ )۔ اسی صورت میں مساوات 2 سے  $i_{E1} = i_{E2} = I$  حاصل ہوتا ہے اور یوں  $i_{C1} = i_{C2} = \alpha I$  ہو گا۔ لذا

$$v_{C1} = V_{CC} - i_{C1}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C$$

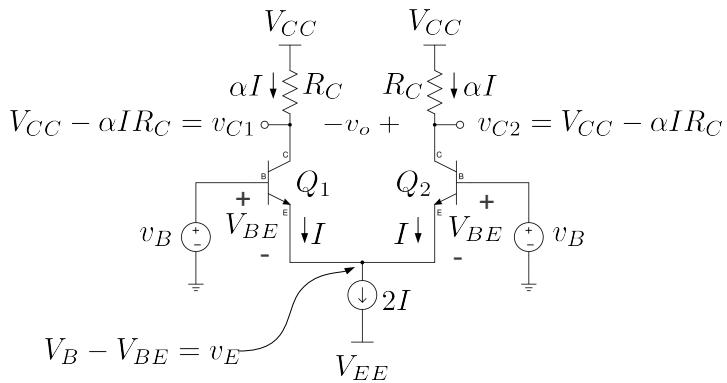
$$v_{C2} = V_{CC} - i_{C2}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C$$

اس صورت میں

$$(5.3) \quad v_o = v_{C2} - v_{C1} = 0$$

ہو گا۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے جس کے تحت اگر تفريقي جوڑے کے دونوں داخل پر برابر برقی دباؤ مہیا کیا جائے تو یہ صفر ولٹ خارج کرے گا۔ اس حقیقت کو یوں بہتر بیان کیا جا سکتا ہے کہ تفريقي جوڑا مشترکہ برقی دباؤ

common mode voltage<sup>3</sup>



شکل 5.2: دونوں مداخل پر برابر برقی دباؤ کی صورت

کو رد کرتا ہے۔ تفرقی برقی اشارہ  $v_d$  کو یوں بیان کیا جاتا ہے

$$(5.4) \quad v_d = v_{B1} - v_{B2}$$

جبکہ مشترکہ برقی دباؤ  $v_{CM}$  کو یوں بیان کیا جاتا ہے

$$(5.5) \quad v_{CM} = \frac{v_{B1} + v_{B2}}{2}$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ  $v_d$  حسابی ایکپلینیگر کا تفرقی برقی دباؤ ہی ہے۔ اسی طرح  $v_{B1}$  حسابی ایکپلینیگر کا ثابت مداخل جبکہ  $v_{B2}$  اس کا منفی مداخل ہے۔

مثال 5.1: شکل 5.2 میں

$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$V_{EE} = -15 \text{ V}$
$V_B = 3 \text{ V}$	$R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$
$I = 2 \text{ mA}$	$\alpha = 0.99$

ہیں۔ تفرقی جوڑی کے تمام برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: 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  $v_E = 3 - 0.7 = 2.3 \text{ V}$

$$v_E = 3 - 0.7 = 2.3 \text{ V}$$

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 جوڑاٹ مائل ہیں۔ یوں یہ افزائندہ خطے میں ہیں جو کہ ترقی جوڑے کے صحیح کارکردگی کے لئے ضروری ہے۔

مثال 5.2: مثال 5.1 میں مشترک 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 مشترک 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 برق دباؤ یعنی  $0.5 \text{ V}$  پایا جائے تو ٹرانزسٹر غیر-افراہندہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر اس وقت تک افزائندہ رہیں گے جب تک ان کے بیس سروں پر تقریباً  $(7.3 + 0.5 = 7.8 \text{ V})$  یا اس سے کم مشترکہ برق دباؤ پائی جائے یعنی

$$v_{CM} \leq 7.8 \text{ V}$$

### 5.1.2 ترقی اشارہ موجود

اکیل ترقی بر قی اشارہ کو صفر ولٹ سے بڑھا کر ترقی جوڑے کی کارکردگی دیکھیں۔ شکل 5.3 اف میں  $v_{B2}$  کو برقی زمین<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۔ ٹکٹر 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۔ ٹکٹر 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

$$i_{E1} = 2I$$

$$i_{E2} = 0$$

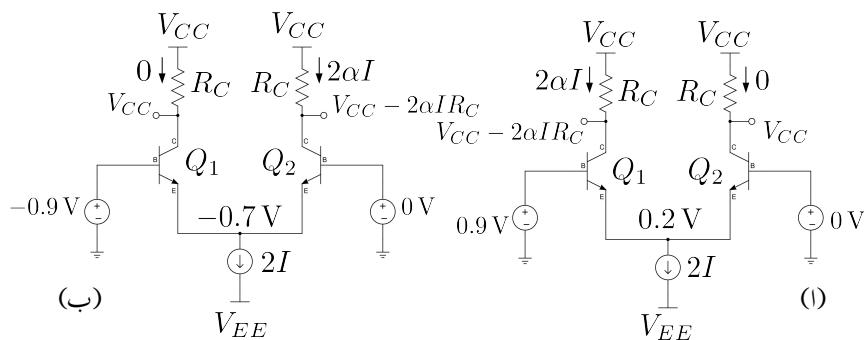
یوں

$$v_{C1} = V_{CC} - 2\alpha IR_C$$

$$v_{C2} = V_{CC}$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha IR_C$$

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  $+2\alpha IR_C$  برقی دباو خارج کر دے گا جس کے بعد ترقی دباو مزید بڑھانے سے خارجی برقی دباو  $v_o$



شکل 5.3: تفرقی اشدارہ کے موجودگی میں تفرقی جوڑے کی کارکردگی

میں مزید تبدیلی ممکن نہیں۔ تفرقی جوڑے کے دونوں دخول صفر ولٹ ہونے کی صورت میں  $v_E = -0.7\text{V}$  ہوتا ہے۔ اب اگر  $v_{B1} = 0\text{V}$  رکھتے ہوئے تو  $v_{B2} = -0.9\text{V}$  کر دیا جائے تو  $Q_2$  کا میں ایکسٹر 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 ایکسٹر 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 منع روکی تمام برقی رو (یعنی  $2 \times I$ ) ٹرانزسٹر  $Q_2$  کو منتقل ہو جائے گی۔ اس طرح

$$i_{E1} = 0$$

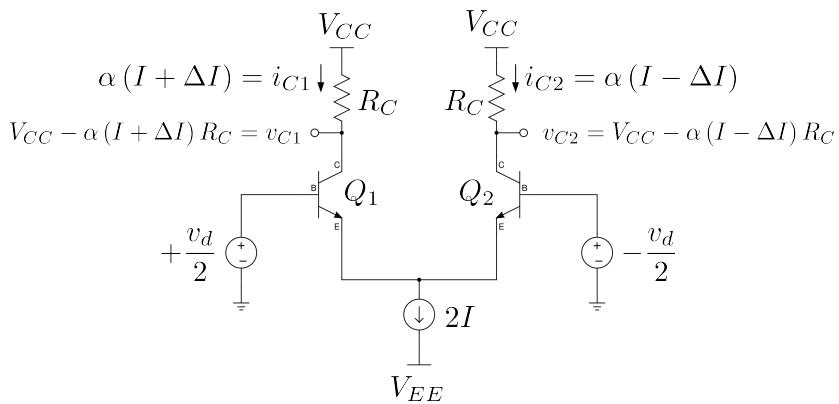
$$i_{E2} = 2I$$

$$v_{C1} = V_{CC}$$

$$v_{C2} = V_{CC} - 2\alpha IR_C$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = -2\alpha IR_C$$

ہوں گے۔ شکل 5.3 الف میں ہم نے دیکھا کہ  $v_d = v_{B1} - v_{B2} = 0.9\text{V}$  کی صورت میں تفرقی جوڑا تمام کی تمام برقی رو (یعنی  $I \times 2$ ) کو ایک ٹرانزسٹر میں منتقل کر چکا ہوتا ہے اور یوں یہ  $v_o = +2\alpha IR_C$  خارج کرتا ہے جبکہ شکل ب میں  $v_d = -0.9\text{V}$  ہیں اور تفرقی جوڑا تمام کی تمام برقی رو کو دوسرا ٹرانزسٹر میں منتقل کر کے  $v_o = -2\alpha IR_C$  خارج کرتا ہے۔



شکل 5.4: باریک تفرقی اشارے پر صورت حال

## 5.2 باریک داخلی تفرقی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی بنیادی کارکردگی

کرخوف کے قانون برائے برقی روکے تحت  $i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$  رہے گا۔ اب تصور کریں کہ تفرقی جوڑے کو باریک تفرقی اشارہ  $v_d$  مہیا کیا جاتا ہے۔ باریک تفرقی اشارہ سے مراد اتنی  $v_d$  ہے جس سے تمام کی تمام برقی روکر خوف کے قانون برائے برقی روکے تحت  $i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$  رہے گا۔ اب تصور کریں کہ تفرقی جوڑے کو 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  $v_{B2}$  کو گھٹایا گیا ہے تو  $i_{B1}$  میں  $\Delta I$  کا اضافہ ہو گا جبکہ  $i_{B2}$  میں اتنی ہم کی واقع ہو گی۔ تاہم اب بھی  $i_{E1} + i_{E2} = 2I$  ہو گا۔ یوں

$$i_{E1} = I + \Delta I$$

$$i_{E2} = I - \Delta I$$

ہوں گے۔ لہذا

$$\begin{aligned} i_{C1} &= \alpha I_{E1} = \alpha (I + \Delta I) \\ i_{C2} &= \alpha I_{E2} = \alpha (I - \Delta I) \\ v_{C1} &= V_{CC} - i_{C1} R_C = V_{CC} - \alpha (I + \Delta I) R_C \\ v_{C2} &= V_{CC} - i_{C2} R_C = V_{CC} - \alpha (I - \Delta I) R_C \\ v_o &= v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha \Delta I R_C \end{aligned}$$

ہوں گے۔ یہاں یہ بات ذہن نشین کرنا ضروری ہے کہ تفریقی 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 تفریقی جوڑے کی کارکردگی

اس حصہ میں تفریقی جوڑے پر تفصیلی غور کیا جائے گا۔  $Q_1$  کے میں سرے پر  $v_{B1}$  جبکہ اس کے ایمٹر سرے پر  $v_{E1} = v_{E2} = v_E$  برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے آپس میں جڑے ہیں لہذا ہو گا۔ یوں ایمٹر سرے کے برقی دباؤ کو  $v_{E1}$  اور  $v_{E2}$  لکھنے کے بجائے  $v_E$  لکھ سکتے ہیں۔ اس طرح

$$(5.6) \quad v_{BE1} = v_{B1} - v_{E1} = v_{B1} - v_E$$

ہو گا۔ اسی طرح  $Q_2$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.7) \quad v_{BE2} = v_{B2} - v_{E2} = v_{B2} - v_E$$

ان برقی دباؤ کو استعمال کر کے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.8) \quad i_{C1} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} = I_S e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}}$$

$$(5.9) \quad i_{C2} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} = I_S e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}}$$

یوں

$$(5.10) \quad i_{E1} = \frac{i_{C1}}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}}$$

$$(5.11) \quad i_{E2} = \frac{i_{C2}}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}}$$

ان مساوات میں  $v_{B1}$  اور  $v_{B2}$  داخلي 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

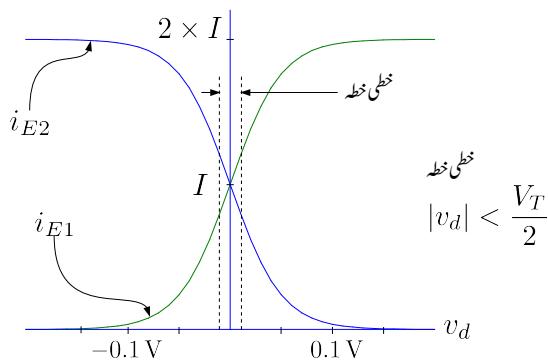
$$(5.16) \quad \begin{aligned} \left( \frac{2 \times I}{i_{E1}} \right)^{-1} &= \left( 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)^{-1} \\ \frac{i_{E1}}{2 \times I} &= \frac{1}{\left( 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)} \end{aligned}$$

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: تفرقی جوڑے کے نظر

مساوات 5.17 اور مساوات 5.18 شکل 5.5 میں کھینچے گئے ہیں۔

مثال 5.3: صفر ولٹ تفرقی اشارہ یعنی  $v_d = 0$  پر  $i_{E1}$  اور  $i_{E2}$  حاصل کریں۔

حل: مساوات 5.17 سے حاصل ہوتا ہے

$$i_{E1} = \frac{2 \times I}{1 + e^{-\frac{0}{V_T}}} = \frac{2 \times I}{1 + e^0} = \frac{2 \times I}{1 + 1} = I$$

اسی طرح مساوات 5.18 سے حاصل ہوتا ہے

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{+\frac{0}{V_T}}} = \frac{2 \times I}{1 + e^0} = \frac{2 \times I}{1 + 1} = I$$

مثال 5.4: مندرجہ ذیل تفرقی برقی اشارات پر  $i_{E2}$  حاصل کریں۔

.1

$$v_d = -0.15 \text{ V}$$

.2

$$v_d = -0.1 \text{ V}$$

.3

$$v_d = 0.1 \text{ V}$$

.4

$$v_d = 0.15 \text{ V}$$

مل: مساوات 5.18 کے تحت

.1

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{-0.15}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 0.0024788} \approx 2 \times I$$

.2

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{-0.1}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 0.018316} = 0.982 \times 2 \times I$$

.3

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{+0.1}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 54.598} = 0.018 \times 2 \times I$$

.4

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{+0.15}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 403.41} = 0.00247 \times 2 \times I \approx 0$$

مثال 5.3 سے صاف ظاہر ہے کہ تفريقي اشارة کے عدم موجودگی میں دونوں ٹرانزسٹر میں برابر برقی رو پائی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ ان برقی رو پر مشترکہ اشارہ  $v_{CM}$  کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں۔

مثال 5.4 میں  $v_d = -0.1\text{V}$  پر  $98.2\text{~فیصد}$  برقی رو  $Q_2$  سے گزرتی ہے جبکہ  $0.1\text{V}$  پر صرف  $1.8\text{~فیصد}$  اس میں سے گزرتی ہے۔ اس سے یہ بات واضح ہوتی ہے کہ تفريقي اشارة میں باریک تبدیلی سے تفريقي جوڑے میں برقی رو کی تقسیم بہت زیادہ متاثر ہوتی ہے۔

تفريقي جوڑے میں برقی رو کو ایک ٹرانزسٹر سے دوسرا ٹرانزسٹر میں منتقل کرنے کی خاطر نہایت کم داخلی تفريقي برقی دار و درکار ہوتا ہے۔ مزید یہ کہ اس تمام عمل میں تفريقي جوڑے کے دونوں ٹرانزسٹر افزائندہ حال رہتے ہیں۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپیٹر جوڑ پر اندر ورنی کپیسٹر  $C_{b'e}$  اور بیس-کلکٹر جوڑ پر اندر ورنی کپیسٹر  $C_{b'c}$  پائے جاتے ہیں۔ غیر-افزاں نہ ٹرانزسٹر میں ان کپیسٹروں کے مجموعہ کی قیمت، افزائندہ ٹرانزسٹر کے نسبت، زیادہ ہوتی ہے۔ ان کپیسٹروں میں بار بھرنا یا ان سے بار کے نکاسی کے لئے وقت درکار ہوتا ہے۔ اس درکار وقت کا دار و مدار کل کپیسٹر کی قیمت اور ان دو مختلف برقی رو (جن کے مابین اس میں بار بھرا جائے یا بار کی نکاسی کی جائے) پر ہوتا ہے۔

تفريقي جوڑا چونکہ ہر صورت افزائندہ رہتا ہے لہذا اس کے کپیسٹر کی قیمت کم ترین رہتی ہے اور چونکہ اسے چلانے کی خاطر درکار تفريقي اشارہ  $v_d$  کے دو حدود قریب قریب ہیں لہذا اسے استعمال کرتے ہوئے نہایت تیز رفتار ادوار تخلیق دینا ممکن ہوتا ہے۔ یہی وجہ ہے کہ تیز ترین عددی برقيات (مثلاً ايمپیٹر جزا منطق<sup>5</sup>) میں بالخصوص اور دیگر تیز ترین برقيات میں بالعموم تفريقي جوڑا ہی استعمال ہوتا ہے۔

اس حصہ میں ہم تفريقي جوڑے کو بطور ايمپلینیٹر 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 تطمیعی مساوات ہیں جن سے تفرقی جوڑے میں برتنی رو کی تقسیم حاصل کی جاسکتی ہے۔ اگر ہم شکل 5.5 میں دکھائے خطي خطي کی بات کریں تو اس خطے میں برتنی رو کی تقسیم کو نہایت سادہ اور خطی مساوات سے بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ اس حصہ میں ان مساوات کو حاصل کرتے ہیں۔

مساوات 5.17 کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$(5.20) \quad i_{E1} = \frac{2 \times I}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}}$$

اس مساوات کو  $e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}$  سے ضرب اور تقسیم کرتے ہیں۔

$$(5.21) \quad i_{E1} = \left( \frac{2I}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}} \right) \left( \frac{e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}{e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}} \right) = \frac{2I e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}{e^{+\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}} + e^{-\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}$$

آپ جانتے ہیں کہ باریک  $x$  کی صورت میں  $e^{+x}$  اور  $e^{-x}$  کے مکاران 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 خطی خطے میں  $|v_d| < \frac{V_T}{2}$  ہے لہذا  $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$  اور  $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$  کے مکاران تسلسل میں پہلے چند جزو کو چھوڑ کر بقايا تمام اجزاء کے قیمتیں نہایت کم ہوں گی۔ مساوات 5.21 میں  $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$  اور  $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$  کے مکاران 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  $i_{C2} = \alpha I$  حاصل ہوتا ہے جو نقطہ کار کردگی پر کلکٹر بر قی رو ہیں جنہیں  $I_{CQ}$  یا صرف  $I_C$  لکھا جا سکتا ہے۔ تفرقی اشارہ کے موجودگی میں مساوات 5.25 میں یک سمیتی رو کے علاوہ بدلتی رو بھی

پائی جاتی ہے۔ یوں انہیں

$$(5.26) \quad \begin{aligned} i_{C1} &= I_C + \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\ &= I_C + i_c \\ i_{C2} &= I_C - \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\ &= I_C - i_c \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں  $i_c$  بدلتی برقی رویتی

$$(5.27) \quad i_c = \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} = \left( \frac{I_C}{V_T} \right) \frac{v_d}{2}$$

ہے۔ آپ صفحہ 325 پر دئے گئے مساوات 3.174 کی مدد سے جانتے ہیں کہ  $\frac{I_C}{V_T}$  دراصل  $g_m$  ہے لہذا سے مزید اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.28) \quad i_c = g_m \frac{v_d}{2}$$

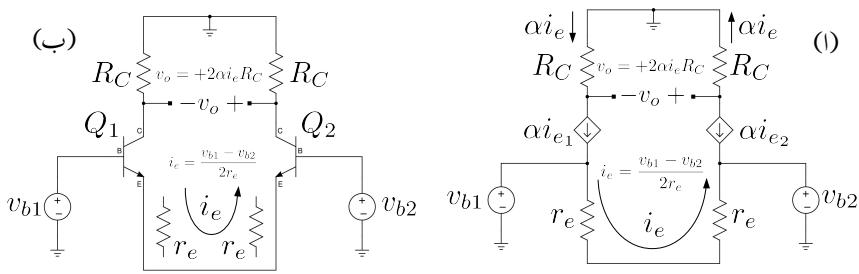
اس طرح مساوات 5.25 کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.29) \quad \begin{aligned} i_{C1} &= I_C + g_m \frac{v_d}{2} \\ i_{C2} &= I_C - g_m \frac{v_d}{2} \end{aligned}$$

یہاں رک کر شکل 5.4 میں دکھائے  $i_{C1}$  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 بدلتی رو



شکل 5.6: تفرقی بر قی روا حصول بذریعہ ریاضی نمونہ

شکل دکھایا گیا ہے جہاں تمام یک سمتی منبع بر قی دباؤ کو قصر دور اور تمام یک سمتی منبع بر قی رو کو کھلے سرے کیا گیا ہے۔ شکل 5.6 میں ٹرانزسٹر کے ٹی-ریاضی نمونہ استعمال کر کے اسی کا مساوی دور بنایا گیا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ

$$(5.30) \quad i_e = \frac{v_{b1} - v_{b2}}{2r_e} = \frac{v_d}{2r_e}$$

ہو گا جہاں  $v_d$  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

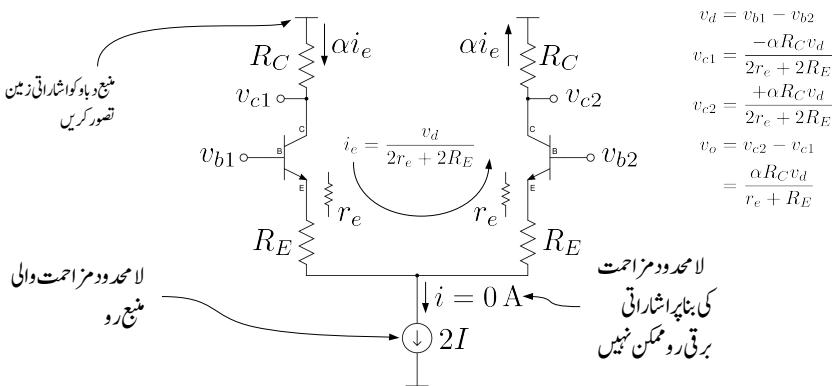
$$(5.32) \quad i_c = \alpha i_e = g_m \frac{v_d}{2}$$

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 ٹرانزٹر سرے کے مراحت  $r_e$  کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب دکھایا گیا ہے۔ یہ ایک تصوراتی شکل ہے جسے دیکھ کر آپ مساوات لکھ سکتے ہیں۔

ان دونوں اشکال کو دیکھ کر خارجی بر قی دباؤ  $v_o$  حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$(5.33) \quad v_o = +i_c \times 2 \times R_C = +g_m R_C v_d$$



شکل 5.7: اشاراتی برقی روکے سادہ طریقہ کی ایک اور مثال

اس مساوات سے تفرق افزائش برق دباؤ<sup>7</sup> حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$(5.34) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = +g_m R_C$$

موجودہ طریقہ کی افادیت دیکھنے کی خاطر شکل 5.7 میں دکھائے تفرقی ایک پلیگر پر غور کریں جہاں ٹرانزسٹر کے ایمپر سرے پر یہ رونی مزاحمت  $R_E$  نسب کئے گئے ہیں۔ اس دور کو دیکھ کر ہی، ہم لکھ سکتے ہیں۔

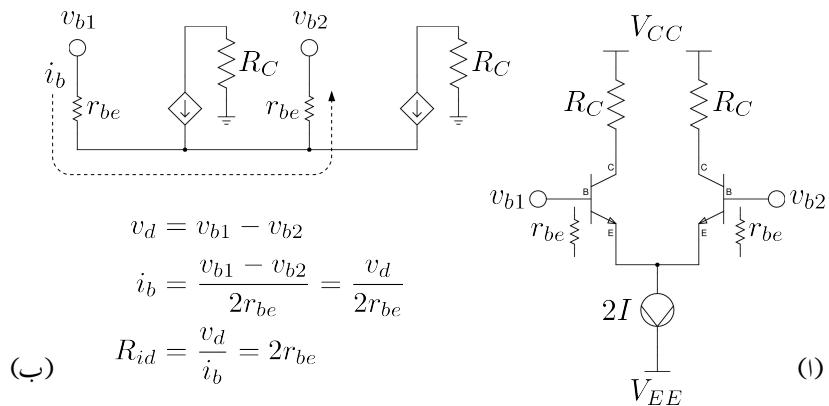
$$i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

اس مساوات سے تفرق افزائش برق دباؤ حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.35) \quad \begin{aligned} i_c &= \alpha i_e = \frac{\alpha v_d}{2r_e + 2R_E} \\ v_o &= +2i_c R_C = +\frac{\alpha v_d R_C}{r_e + R_E} \\ A_d &= \frac{v_o}{v_d} = +\frac{\alpha R_C}{r_e + R_E} \approx +\frac{R_C}{r_e + R_E} \end{aligned}$$

یاد رہے کہ اشاراتی تجزیہ کرتے وقت یک سمی برقی دباؤ کو قصر دور جبکہ یک سمی برقی روکو آزاد سرے کر دیا جاتا ہے۔

differential voltage gain<sup>7</sup>



شکل 5.8: تفريقي جوڑے کي داخلی تفريقي مزاحمت

### 5.4.3 داخلی تفريقي مزاحمت

تفريقي جوڑے میں دونوں ٹرانزسٹر کے  $\pi$  ریاضی نمونہ استعمال کرتے شکل 5.8 ب حاصل ہوتا ہے جس سے اس کی داخلی برقی رو  $i_b$

$$(5.36) \quad i_b = \frac{v_{b1} - v_{b2}}{2r_{be}} = \frac{v_d}{2r_{be}}$$

اور اس سے تفريقي جوڑے کا داخلی تفرقی مزاحمت<sup>8</sup> یوں حاصل ہوتا ہے۔

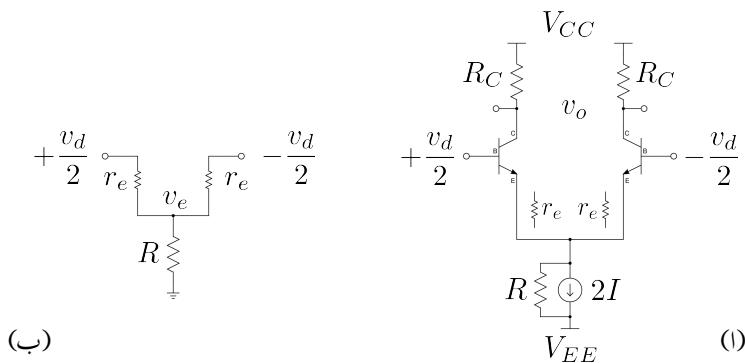
$$(5.37) \quad R_{id} = \frac{v_d}{i_b} = 2r_{be}$$

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 تفريقي 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

۱۰۷

$$(5.39) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{1}{\beta + 1} \left( \frac{v_d}{2r_e + 2R_E} \right)$$

ہو گا جس سے داخلی تفرقی مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.40) \quad R_{id} = \frac{v_d}{i_b} = (\beta + 1) (2r_e + 2R_E)$$

اب تک ہم تصور کرتے رہے ہیں کہ تفرقی ایمپلیفائر میں استعمال کئے جانے والے یک سمتی منبع روکی اندر وونی مزاحمت لامحدود ہوتی ہے۔ حقیقت میں پائے جانے والے یک سمتی منبع روکی اندر وونی مزاحمت نہایت زیادہ گر محدود ہوتی ہے۔ شکل 5.9 اف میں یک سمتی منبع روکا مساوی نارشن دور<sup>9</sup> استعمال کرتے ہوئے اس کے اندر وونی باریک اشاراتی مزاحمت R کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ٹرانزسٹر کا اندر وونی مزاحمت<sup>10</sup> کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب فرضی طور دکھایا گیا ہے۔ شکل 5.9 ب میں اس ایمپلیفائر کے داخلی جانب کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹروں کے ایمپلیفائر سرے کا بر قی دباؤ<sup>11</sup> 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 تفریقی اشارہ  $v_d$  کا  $v_e$  پر کوئی اثر نہیں ہوتا اور  $v_e$  ہر وقت صفر وولٹ یعنی برتنی زمین پر رہتا ہے۔ اس حقیقت کو مدد نظر رکھتے ہوئے شکل 5.9 الف کا (باریک تفریقی اشارہ کے لئے) مساوی سادہ دور شکل 5.10 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں تفریقی ایمپلیفائر کو دو عدد مشترک۔ ایمپلیفائر تصور کرنا دکھایا گیا ہے جہاں باسکیں ہاتھ کے ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ  $v_{c1} = \frac{v_d}{2}$  اور اس کا خارجی اشارہ  $v_{c2} = \frac{v_d}{2}$  ہے جبکہ دیسکس ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ  $v_{c2} = \frac{v_d}{2}$  اور اس کا خارجی اشارہ  $v_{c1} = \frac{v_d}{2}$  ہے۔ شکل ب میں باسکیں ہاتھ کے ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر کے اندر ورنی خارجی مزاحمت  $r_o$  کے اثر کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونہ سے آدھے دور کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت  $r_{be}$  کے برابر حاصل ہوتا ہے۔ تفریقی ایمپلیفائر کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت اس کا دگنا ہو گا یعنی

$$(5.43) \quad R_{id} = 2r_{be}$$

اگر  $v_o$  کو  $v_{c1}$  اور  $v_{c2}$  کے مابین لیا جائے تب تفریقی افراکش برتنی دباؤ

$$(5.44) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m (R_C \parallel r_o)$$

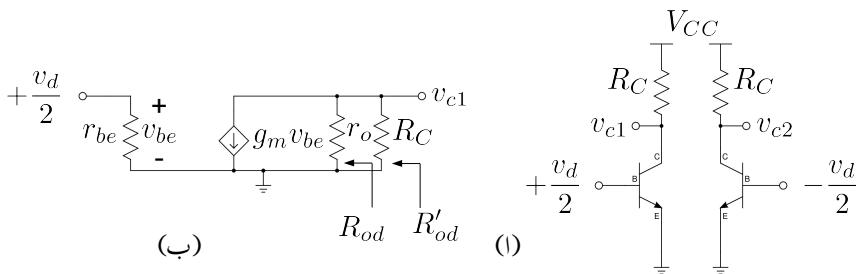
حاصل ہوتا ہے۔ عموماً  $r_o$  کی قیمت  $R_C$  کے قیمت سے بہت زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.45) \quad A_{d\text{ پوری}} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m R_C = \frac{R_C}{r_e}$$

اس کے برعکس اگر  $v_o$  کو  $v_{c1}$  (یا  $v_{c2}$ ) سے حاصل کیا جائے تب تفریقی افراکش برتنی دباؤ یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.46) \quad A_{d\text{ آدمی}} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c1}}{v_d} = -\frac{R_C}{2r_e}$$

شکل 5.10 ب میں آدھے ایمپلیفائر کے خارجی تفریقی مزاحمت  $R_{od}$  اور  $R'_{od}$  دکھائے گئے ہیں۔ وہ مزاحمت ہے جس میں  $R_C$  کے اثر کو شامل نہیں کیا گیا یعنی اس میں  $R_C$  کو لا محدود تصور کرتے دور کا مزاحمت حاصل کیا گیا ہے۔ ہم کہتے ہیں کہ یہ مزاحمت  $R_C$  سے پہلا کا مزاحمت ہے۔  $R_{od}$  کی قیمت  $r_o$  ہے۔  $R'_{od}$  کی قیمت  $r_o$  ہے۔ آدھے ایمپلیفائر کا وہ خارجی تفریقی مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے اندر ورنی مزاحمت  $r_o$  اور اس کے ساتھ منسلک بیرونی مزاحمت  $R_C$  دونوں کے اثر کو شامل کرتا ہے۔ اس کی قیمت  $(r_o \parallel R_C)$  ہے۔



شکل 5.10: تفرقی ایپلیناٹر بلوور دو عدد مشرک جوڑے ایپلیناٹر

#### 5.4.4 داخلی مشترکہ مزاحمت اور مشترکہ افزائش

شکل 5.11 الف میں تفرقی جوڑے کو مشترکہ داخلی اشارہ  $v_{CM}$  فراہم کیا گیا ہے۔ دونوں ہاتھوں کے ٹرانزسٹروں میں یکساں بر قی رو  $i_e$  گزرا گئی اور یوں

$$(5.47) \quad v_e = (i_{e1} + i_{e2}) R = 2i_e R$$

ہو گا۔ اسی کو شکل ب کے طرز پر بھی بنایا جا سکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اب بھی  $v_e$  کی قیمت وہی ہے یعنی

$$(5.48) \quad v_e = i_e (2R) = 2i_e R$$

اسی طرح دونوں اشکال میں ٹرانزسٹروں میں یک سمتی بر قی رو کی قیمت  $I$  ہی ہے۔ یوں مشترکہ اشارے کے لئے شکل الف کو دو یکساں ایپلیناٹر تصور کیا جا سکتا ہے۔ شکل ب سے

$$(5.49) \quad i_e = \frac{v_{CM}}{r_e + 2R}$$

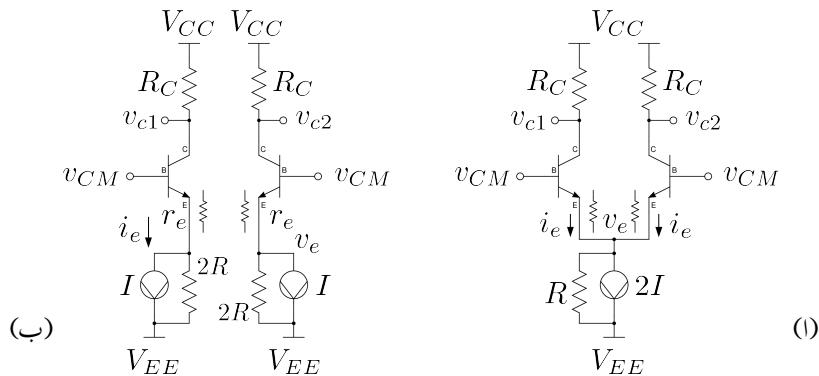
حاصل ہوتا ہے جس سے ایک بازو کا مشترکہ مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.50) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{v_{CM}}{(\beta + 1)(r_e + 2R)}$$

$$R_{icm} = \frac{v_{CM}}{i_b} = (\beta + 1)(r_e + 2R)$$

تفرقی ایپلیناٹر کا مشترکہ داخلی مزاحمت اس کے دو گناہوں کا یعنی

$$(5.51) \quad R_{icm} = 2(\beta + 1)(r_e + 2R)$$



شکل 5.11: مشترکہ آڈیو کا حصول

مزید یہ کہ

$$(5.52) \quad v_{c1} = v_{c2} = -\alpha i_e R_C = -\frac{\alpha R_C v_{CM}}{r_e + 2R}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اگر خارجی اشارہ  $v_o$  کو  $v_{c1}$  اور  $v_{c2}$  کے مابین لیا جائے تو اس کی قیمت صفر ہو لے ہو گی اور مشترکہ افراش برق دباؤ<sup>10</sup> صفر ہو گا۔ البتہ اگر  $v_o$  کو  $v_{c1}$  (یا  $v_{c2}$ ) سے حاصل کیا جائے تو

$$(5.53) \quad v_o = v_{c1} = -\frac{\alpha R_C v_{CM}}{r_e + 2R}$$

ہو گا اور مشترکہ افراش برقی دباؤ

$$(5.54) \quad A_{cm} \text{، } \omega = \frac{v_o}{v_{CM}} = \frac{v_{c1}}{v_{CM}} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + 2R}$$

ہو گا۔  $R$  کی قیمت  $R_C$  اور  $r_e$  کے قیتوں سے بہت زیادہ ہوتا ہے اور یوں مشترکہ اشارہ حقیقت میں بڑھنے کے بجائے گھشتتا ہے۔

کامل تفرقی ایکلینیک صرف تفرقی اشارے کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ البتہ حقیقی تفرقی ایکلینیک غیر کامل ہوتے ہیں۔ مساوات 5.46 کے تحت  $v_o = A_d v_d$  ہوتا ہے جبکہ مساوات 5.54 کے تحت  $v_o = A_{cm} v_{CM}$  ہوتا ہے۔

common mode voltage gain<sup>10</sup>

ہے۔ حقیقت میں تفرقی ایکپلیغاڑ کے خارجی اشارہ میں دونوں جزو پائے جاتے ہیں اور یوں

$$(5.55) \quad v_o = A_d v_d + A_{cm} v_{CM}$$

ہو گا۔ تفرقی ایکپلیغاڑ تفرقی اشارہ کو بڑھاتا ہے جبکہ یہ مشترکہ اشارہ کو رد کرتا ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت<sup>11</sup> CMRR کو  $A_{cm}$  اور  $A_d$  کے نسب سے ناپا جاتا ہے یعنی

$$(5.56) \quad CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| = \frac{r_e + 2R}{\alpha r_e}$$

جہاں مساوات 5.46 اور مساوات 5.54 کی مدد حاصل کی گئی ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت CMRR کو عموماً ڈسی بیل<sup>12</sup> میں ناپا جاتا ہے یعنی

$$(5.57) \quad CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right|$$

مندرجہ بالا بحث، تفرقی ایکپلیغاڑ کے دونوں بازوں بالکل یکسان ہونے کے صورت میں درست ہو گا۔ حقیقت میں عموماً ایسا نہیں ہوتا اور ایکپلیغاڑ کے دونوں بازووں میں فرق کی بناء پر مشترکہ خارجی اشارہ  $v_{c1}$  اور  $v_{c2}$  کے مابین لینے کے صورت میں بھی صفر وولٹ نہیں ہوتا۔ آئیں اس اثر کو زیادہ غور سے دیکھیں۔

تصور کریں کہ تفرقی ایکپلیغاڑ کے دو بازووں میں استعمال کئے گئے مزاحمت  $R_C$  میں فرق کے علاوہ دونوں بازوں بالکل یکسان ہیں۔ یوں

$$(5.58) \quad R_{C2} = R_C - \Delta R_C \quad R_{C1} = R_C + \Delta R_C$$

$$v_{c1} = -\frac{\alpha (R_C + \Delta R_C) v_{CM}}{r_e + 2R}$$

$$v_{c2} = \frac{\alpha (R_C - \Delta R_C) v_{CM}}{r_e + 2R}$$

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 تفرقی ایمپلینٹر کے دو بازو غیر یکساں ہونے کی صورت میں مشترکہ افزائش برقی دباؤ صفر نہیں رہتی۔ خارجی اشارہ  $v_{c1}$  اور  $v_{c2}$  کر ماین لیتے ہوئے تفرقی ایمپلینٹر کا مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت CMRR مساوات 5.46 اور مساوات 5.59 کی مدد سے یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.60) \quad CMRR = \frac{g_m (r_e + 2R) R_C}{\alpha \Delta R_C}$$

## 5.5 غیر کامل تفرقی جوڑے کا ناقص پن

### 5.5.1 داخلی انحرافی برقی دباؤ

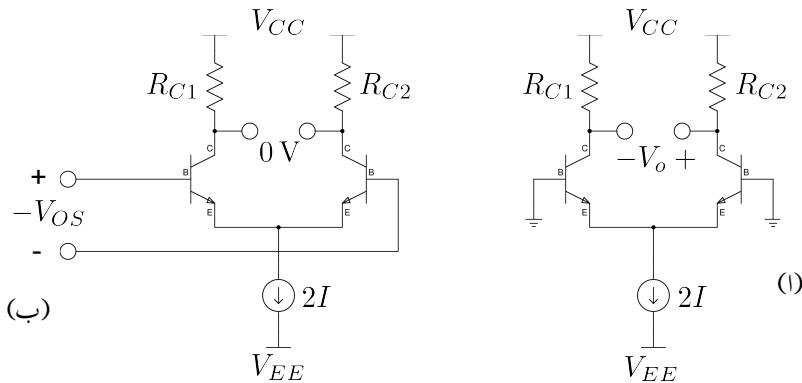
کامل تفرقی جوڑا داعلی برقی دباؤ کی عدم موجودگی (یعنی  $V_{B1} = V_{B2} = 0$ ) کی صورت میں صفر وولٹ کا برقی دباؤ خارج کرتا ہے۔ حقیقی تفرقی جوڑا غیر کامل ہوتا ہے اور اس صورت میں اس کے خارجی برقی دباؤ صفر وولٹ سے انحراف کرتا ہے اور یوں یہ صفر وولٹ کے بجائے  $V_0$  وولٹ خارج کرتا ہے۔ اس برقی دباؤ یعنی  $V_0$  کو خارجی انحرافی برقی دباؤ<sup>13</sup> کہتے ہیں۔ خارجی انحرافی برقی دباؤ کو تفرقی جوڑے کے تفرقی افزائش  $A_d$  سے تقسیم کر کے داخلی انحرافی برقی دباؤ<sup>14</sup>  $V_{OS}$  حاصل ہوتا ہے یعنی

$$(5.61) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d}$$

صرف ظاہر ہے کہ تفرقی جوڑے کے داخلی جانب  $-V_{OS}$  مہیا کرنے سے خارجی جانب صفر وولٹ حاصل ہو گا۔ شکل 5.12 میں اس کیوضاحت کی گئی ہے۔ انحرافی برقی دباؤ تفرقی جوڑے کے مراحت  $R_{C2}$  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۔

تفرقی جوڑے کے دو ٹرانزسٹر مکمل طور یکساں ہونے کی صورت میں اگر اس کے دونوں داخلی سرے برقی زمین پر رکھے جائیں (یعنی  $V_{B1} = V_{B2} = 0$ ) تو برقی رو  $I \times 2$  ان میں برابر تقسیم ہو گی۔ اگر  $R_{C1}$  اور

output offset voltage<sup>13</sup>  
input offset voltage<sup>14</sup>



شکل 5.12: داخلي اخراجي برقي دباؤ

کي قيمتیں بھی بالکل برابر ہوں تو  $V_{C1}$  اور  $V_{C2}$  برابر ہوں گے اور یوں  $V_o = 0$  ہو گا۔ البتہ اگر  $R_{C2}$  کی قیمتیں مختلف ہوں مثلاً اور  $R_{C2}$  کی قیمتیں مختلف ہوں مثلاً  $R_{C2} > R_{C1}$

$$(5.62) \quad R_{C1} = R_C + \Delta R_C$$

$$R_{C2} = R_C - \Delta R_C$$

تب

$$(5.63) \quad V_{C1} = V_{CC} - \alpha I R_{C1} = V_{CC} - \alpha I (R_C + \Delta R_C)$$

$$V_{C2} = V_{CC} - \alpha I R_{C2} = V_{CC} - \alpha I (R_C - \Delta R_C)$$

ہوں گے اور یوں

$$(5.64) \quad V_o = V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I \Delta R_C$$

ہو گا۔ یہ خارجی اخراجي برقي دباؤ ہے جس سے داخلي اخراجي برقي دباؤ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.65) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{g_m R_C} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{\left(\frac{\alpha I}{V_T}\right) R_C} = 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C}$$

اس مساوات کے حصول میں  $g_m = \frac{\alpha I}{V_T}$  اور  $A_d = g_m R_C$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ داخلي اخراجي برقي دباؤ کو بطور ثابت عدد لکھا جاتا ہے یعنی

$$(5.66) \quad |V_{OS}| = \left| 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \right|$$

اکسیں اب ٹرانزسٹر کیساں نہ ہونے سے پیدا انحرافی برقی دباو 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 ایمٹر سرے آپس میں جڑے ہیں جبکہ ان کے بیس سرے برقی زمین پر ہیں۔ یوں  $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$  ہے۔ اس صورت ٹرانزسٹر کی برقی رو مندرجہ ذیل ہوں گی۔

$$(5.68) \quad I_{C1} = (I_S + \Delta I_S) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_{C2} = (I_S - \Delta I_S) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

ان سے  $\frac{I_{C2}}{I_{C1}}$  حاصل کرتے ہیں۔

$$(5.69) \quad \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S}$$

دونوں جانب ایک (1) جمع کرتے ہیں۔

$$(5.70) \quad \frac{I_{C2}}{I_{C1}} + 1 = 1 + \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S} \\ \frac{I_{C2} + I_{C1}}{I_{C1}} = \frac{2I_S}{I_S + \Delta I_S}$$

چونکہ  $\alpha$  ہے لہذا اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.71) \quad I_{C1} = I \times \alpha \left( \frac{I_S + \Delta I_S}{I_S} \right) = \alpha I \left( 1 + \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

اسی طرح  $I_{C2}$  کے لئے حاصل ہو گا۔

$$(5.72) \quad I_{C2} = I \times \alpha \left( \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S} \right) = \alpha I \left( 1 - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

اور

$$(5.73) \quad \begin{aligned} V_{C1} &= V_{CC} - \alpha I \left( 1 + \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) R_C \\ V_{C2} &= V_{CC} - \alpha I \left( 1 - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) R_C \\ V_O &= V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S} \\ |V_{OS}| &= \left| \frac{V_O}{A_d} \right| = \left| \frac{V_O}{g_m R_C} \right| = \left| \frac{2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S}}{\frac{\alpha I}{V_T} R_C} \right| = \left| 2V_T \frac{\Delta I_S}{I_S} \right| \end{aligned}$$

ان دو وجہات کے علاوہ دیگر وجہات (مثلاً  $\beta$  اور  $r_o$  میں فرق) کے بنا پر بھی انحرافی بر قی دباؤ پیدا ہوتا ہے۔

### 5.5.2 داخلي ميلان برقي رو اور انحرافي داخلي ميلان برقي رو

تفریقی جوڑے کے دونوں بازوں کا مکمل یکساں ہونے کی صورت میں دونوں جانب برابر یک سمتی میلان برقی 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 برقی رو مختلف ہو سکتی ہیں۔ ایسی صورت میں دونوں جانب کی داخلي میلان برقی رو میں فرق، جسے انحرافی داخلي برقی 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

$$(5.76) \quad \begin{aligned} \beta_1 &= \beta + \Delta\beta \\ \beta_2 &= \beta - \Delta\beta \end{aligned}$$

input bias current<sup>15</sup>  
input offset current<sup>16</sup>

$$\frac{1+x+x^2+\cdots}{1-x\sqrt{\frac{1}{1-x}}}$$

$$\begin{array}{c} \frac{x}{x-x^2} \\ \frac{x^2}{x^2-x^3} \\ \vdots \end{array}$$

شکل 5.13: بھی تقسیم

بیں جہاں  $\beta$  اس کی عمومی قیمت ہے اور  $\Delta\beta$  اس عمومی قیمت سے انحراف ہے۔ اس طرح

$$(5.77) \quad I_{B1} = \frac{I}{\beta + \Delta\beta + 1} = \frac{I}{(\beta + 1) \left(1 + \frac{\Delta\beta}{\beta+1}\right)} \approx \frac{I}{\beta + 1} \left(1 - \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}\right)$$

$$I_{B2} = \frac{I}{\beta - \Delta\beta + 1} = \frac{I}{(\beta + 1) \left(1 - \frac{\Delta\beta}{\beta+1}\right)} \approx \frac{I}{\beta + 1} \left(1 + \frac{\Delta\beta}{\beta + 1}\right)$$

ہوں گے۔ مساوات 5.77 کے دوسرے مساوات میں  $x$  کو  $\frac{\Delta\beta}{\beta+1}$  تصور کرتے ہوئے شکل 5.13 میں دکھائے گئے تقسیم کے طرز پر حل کرتے ہوئے صرف پہلے دو جزو لیتے ہوئے لکھا گیا ہے۔ مساوات 5.77 کے پہلے مساوات میں بھی یہی ترقیب استعمال کی گئی ہے۔ اس طرح

$$(5.78) \quad I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = \frac{I}{\beta + 1}$$

اور

$$(5.79) \quad I_{OS} = \left| \frac{2I}{\beta + 1} \left( \frac{\Delta\beta}{\beta + 1} \right) \right| = 2I_B \left( \frac{\Delta\beta}{\beta + 1} \right)$$

حاصل ہوتے ہیں۔

## 5.6 مخلوط ادوار میں دوجو ٹرانزسٹر کے مائل کرنے کے طریقے

ہم نے دوجو ٹرانزسٹر کو چار عدد مزاحمت کے مدد سے مائل کر کے ان کے نقطہ کار کر دی گئی تھیں کرنا دیکھا۔ مخلوط دور میں ٹرانزسٹر کے نسبت، مزاحمت بنتا زیادہ مہنگا ثابت ہوتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں مزاحمت کے استعمال سے گزین کیا جاتا ہے اور ان میں ٹرانزسٹر کو یک سخت منبع رو<sup>17</sup> کی مدد سے مائل کیا جاتا ہے۔ اس سے پہلے کہ ہم دیکھیں یہ کیسا کیا جاتا ہے یہ ضروری ہے کہ یک سخت منبع رو پر غور کیا جائے۔

## 5.7 یک سخت منبع بر قی رو

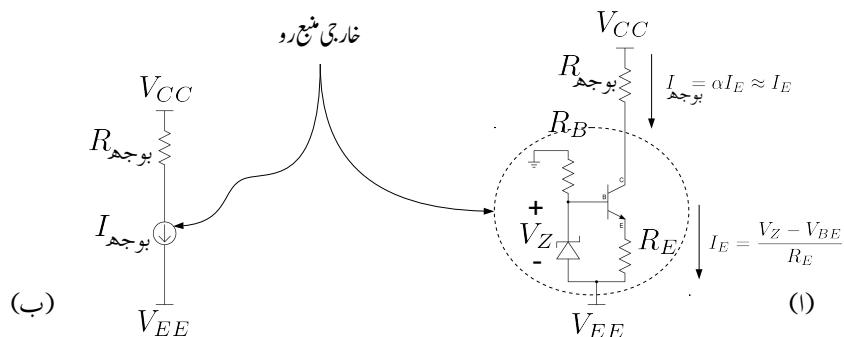
شکل 5.14 الف میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے یک سخت منبع رو کا حصول دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں،  $\alpha$  کو تقریباً ایک ( $1 \approx$ ) تصور کرتے ہوئے، جب تک ٹرانزسٹر افراستنڈہ رہے، بوجہ  $I$  کا دار و مدار زیز ڈائیڈ کے اور مزاحمت  $R_E$  پر ہے یعنی  $V_Z$

$$I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

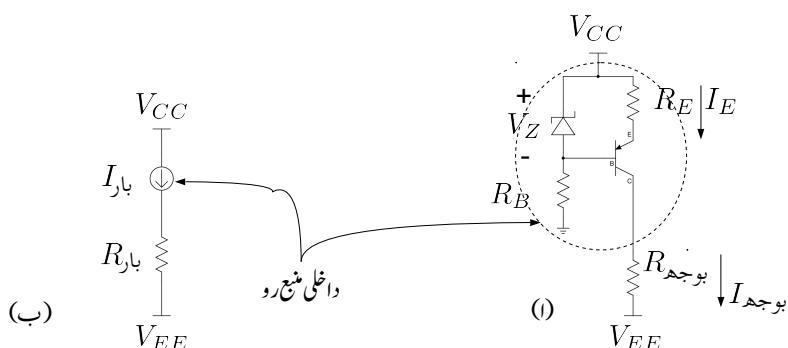
یوں بوجہ  $I$  تبدیل کرنے سے اس میں بر قی رو تبدیل نہیں ہوتی۔ اس سے ہم دیکھ سکتے ہیں کہ بوجہ  $I$  سے منسلک بقايا دور بطور یک سخت منبع رو کام کرتا ہے۔ شکل میں نقطہ دار دائرے میں بند حصے کو یک سخت منبع رو کہتے ہیں۔ شکل 5.14 ب میں یک سخت منبع رو کی علامت (تیر والا دائرة) استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو دوبارہ پیش کیا گیا ہے۔ علامت میں تیر کا انشان مستقل بر قی رو کی سمت دکھلاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس طرز کے یک سخت منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجہ کو ثابت بر قی دباؤ  $V_{CC}$  اور یک سخت منبع رو کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سخت منبع رو کی سمت بوجہ سے یک سخت منبع رو کی جانب ہوتی ہے۔ یہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوجہ سے بر قی رو خارج ہو کر یک سخت منبع رو میں داخل ہوتی ہے۔ ایسی یک سخت منبع رو بوجہ سے بر قی رو زبردستی خارج کرتی ہے۔ اسی لئے اس دور کا زیادہ مقبول نام خارج کار منبع رو<sup>18</sup> ہے۔ شکل 5.15 الف میں  $p-n-p$  ٹرانزسٹر پر یعنی یک سخت منبع رو دکھایا گیا ہے جبکہ شکل 5.15 ب میں اسی دور کی علامتی شکل دکھائی گئی ہے۔ اس طرز کے یک سخت منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجہ کو یک سخت منبع رو اور منفی بر قی دباؤ  $V_{EE}$  کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سخت منبع رو کی سمت یک سخت منبع رو سے بوجہ کی جانب ہوتی ہے۔ ایسی یک سخت منبع رو بوجہ میں بر قی رو زبردستی داخل کرتی ہے۔ اسی لئے اس دور کو داخل کار منبع رو<sup>19</sup> بھی کہا جاتا ہے۔

---

constant current source<sup>17</sup>  
current sink<sup>18</sup>  
current source<sup>19</sup>



شكل 5.14: خارج كار منج رو



شكل 5.15: داخل كار بر قي رو

مخلوط ادوار میں عموماً متعدد یک سمتی منبع رو در کار ہوتے ہیں۔ وقت کے ساتھ ایسے ادوار کے کار کر دگی میں تبدیلی آتی ہے جسے عمر رسیدگی<sup>20</sup> کا عمل کہتے ہیں۔ اسی طرح درجہ حرارت اور دیگر وجوہات کی بنا پر بھی ادوار کے کار کر دگی میں تبدیلی رونما ہوتی ہے۔ مخلوط دور میں استعمال ہونے والے تمام یک سمتی منبع رو میں پائے جانے والے اس طرح کے اثرات کو یکساں بنانے کی کوشش کی جاتی ہے۔ یوں ان سے پہنچا نسبتاً آسان ہوتا ہے۔ آئیں دیکھیں کہ اس طرز کے یک سمتی منبع رو کیے بنائے جاتے ہیں۔

## 5.8 آئینہ برقی رو

شکل 5.16 الف میں آئینہ برقی رو<sup>21</sup> دکھایا گیا ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کی قیمت لامددو ہے اور باسیں بازو میں برقی رو  $I_{\text{حوالہ}} I$  گزر رہی ہے۔  $\beta$  کی قیمت لامددو ہو تو ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر برقی رو  $I_B$  قابل نظر انداز ہو گی۔ یوں ٹرانزسٹر  $Q_1$  میں برقی رو  $I_{\text{حوالہ}} I$  اور اس کے بیس-ایمپٹر جوڑ پر برقی دباؤ  $V_{BE}$  پایا جائے گا جہاں

$$(5.80) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ٹرانزسٹر  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے بیس سرے آپس میں جڑے ہیں۔ اسی طرح ان کے ایمپٹر سرے بھی آپس میں جڑے ہیں۔ یوں  $Q_2$  کے بیس-ایمپٹر جوڑ پر بھی برقی دباؤ  $V_{BE}$  ہی پایا جائے گا۔ اس ٹرانزسٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

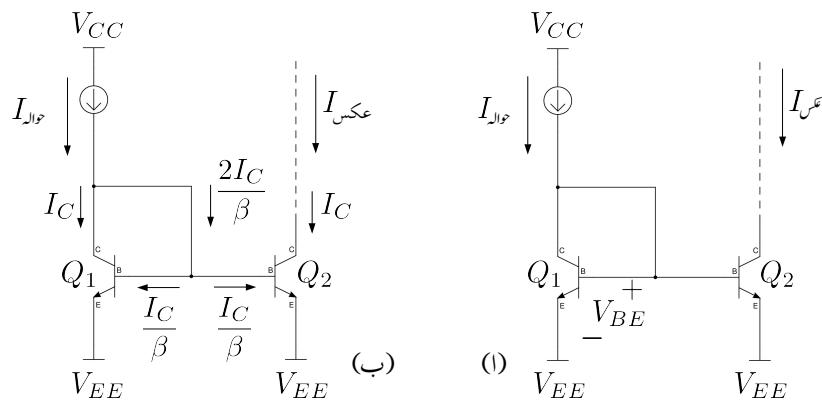
$$(5.81) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

مساویات 5.81 کو مساوات 5.80 سے تقسیم کرتے ملتا ہے۔

$$(5.82) \quad \frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_S} = \frac{I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)}{I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)} = 1$$

$$I_{\text{حوالہ}} = I_S$$

ageing<sup>20</sup>  
current mirror<sup>21</sup>



شکل 5.16: آئینہ برقرار

یوں عکس  $I$  بالکل حوالہ  $I$  کا عکس ہے۔ اس کو یوں بھی بیان کر سکتے ہیں کہ بوجھ میں حوالہ  $I$  کے حوالے سے برقرار رہے۔ جیسا کہ مثال 5.5 میں واضح کیا گیا ہے آئینہ برقرار رہے۔ یعنی صفحہ کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $Q_2$  کو انفرانڈہ رکھا جائے۔

محدود  $\beta$  کی وجہ سے عکس  $I$  اور حوالہ  $I$  میں معمولی فرق رہتا ہے جس کی شکل ب میں وضاحت کی گئی ہے۔ چونکہ دونوں جانب ٹرانزیستر کے میں ایمپلینٹر کے میں سروں پر یکساں برقرار رہے۔ لہذا ان دونوں کے مکمل سروں پر برابر برقرار رہے۔ یعنی  $I_{C1} = I_{C2} = I_C$

$$(5.83) \quad I_{C1} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

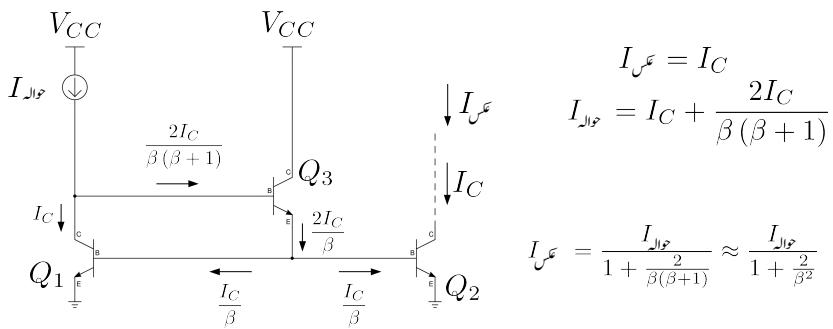
$$I_{C2} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

اسی طرح ان کے میں سروں پر بھی برابر برقرار رہے گی۔ یعنی

$$(5.84) \quad I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta}$$



شکل 5.17: بیتریک سمتی منع رو

بائیں بازو کر خوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$(5.85) \quad I_D = I_C + \frac{2I_C}{\beta} = I_C \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right)$$

جبکہ دائیں بازو

$$(5.86) \quad I_D = I_{C2} = I_C$$

یوں

$$(5.87) \quad I_D = \frac{I_C}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

ہو گا۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں بازووں کی برقی رو میں ٹرانزسٹر کے بیس سرے کی برقی رو کی وجہ سے فرق پایا جاتا ہے۔ شکل 5.17 میں اس اثر کو کم کرنے کی ترکیب دکھائی گئی ہے جہاں سے ظاہر ہے کہ

$$(5.88) \quad I_D \approx \frac{I_C}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$$

اس مساوات کو مساوات 5.87 کے ساتھ دیکھیں۔ فرق کے مقدار کو  $\beta$  گناہم کر دیا گیا ہے۔ اگر شکل 5.17 میں حوالہ  $I_D$  پیدا کرنے کی خاطر ایک عدد مزاحمت  $R$  کو  $V_{CC}$  اور  $Q_3$  کے کلکٹر سرے کے درمیان جوڑ دیا جائے تو حوالہ  $I_D$  یوں حاصل ہو گا۔

$$(5.89) \quad I_D = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE3}}{R}$$

مثال 5.5: شکل 5.18 کا 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 عکس  $I$  گزاری جا رہی ہے۔ شکل ب میں خارج کار مستقل برقی رو کی علامت استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو دوبارہ پیش کیا گیا ہے۔ اگر

$$R = 11.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{بوجھ} = 5 \text{ k}\Omega$$

ہوں تو

1. برقی بوجھ  $R$  میں برقی رو عکس  $I$  حاصل کریں۔

2. برقی دباؤ  $V_0$  حاصل کریں۔

3. اگر بوجھ  $R$  کی مزاحمت دگنی کر دی جائے تو  $V_0$  کی قیمت کیا ہو گی۔

4. بوجھ  $R$  کی مزاحمت 20 kΩ ہونے کی صورت میں  $V_0$  کی قیمت حاصل کریں۔

5. برقی بوجھ  $R$  کی وہ مزاحمت دریافت کریں جس پر ٹرانزسٹر  $Q_2$  غیر افراکنڈہ حال ہو جاتا ہے۔

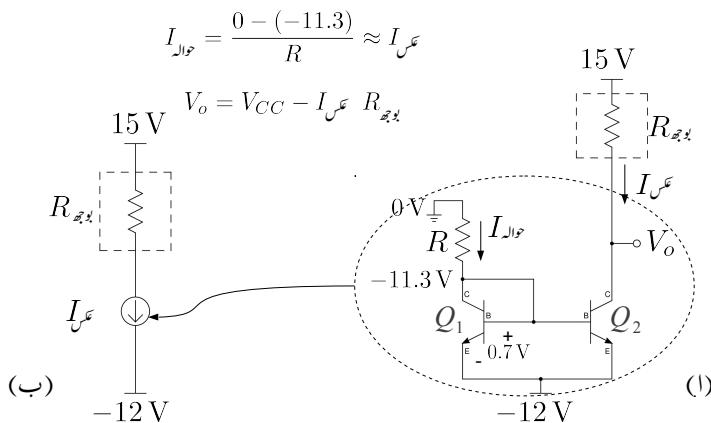
6. برقی بوجھ کی مزاحمت 40 kΩ کرنے سے کیا نتائج مرتب ہوں گے۔

حل:

1. ٹرانزسٹر  $Q_1$  کا ایمپر سرا 12 V - پر ہے جبکہ اس کے بیس-ایمپر جوڑ پر 0.7 V پائے جاتے ہیں۔ یوں اس کا بیس سرا 11.3 V - پر ہو گا۔ چونکہ بیس اور ملکٹر جڑے ہیں لہذا ملکٹر بھی 11.3 V - پر ہو گا۔ یوں مزاحمت  $R$  کے ایک سرے پر 11.3 V - ہیں۔ مزاحمت کا دوسرا سرا برقی زمین پر ہے اور یوں اس پر 0 V ہے۔ مزاحمت  $R$  میں برقی رو 0 V

$$I_{حوالہ} = \frac{0 - (-11.3)}{11300} = 1 \text{ mA}$$

پائی جائے گی۔ برقی بوجھ  $R$  سے بھی ایک ملی ایمپسٹر کی برقی رو گزرنے گی۔



شکل 5.18: خارج کار مستقل برقی رو اور اس کی علامت

2. ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے کلکٹر سرے پر برقی دباؤ

$$V_o = V_{CC} - I_{Q2} R_{Q2}$$

$$= 15 - 10^{-3} \times 5 \times 10^3 = 10 \text{ V}$$

پایا جاتا ہے۔

3. برقی بوجھ کی مزاحمت دگنی یعنی  $10 \text{ k}\Omega$  کرنے سے

$$V_o = V_{CC} - I_{Q2} R_{Q2}$$

$$= 15 - 10^{-3} \times 2 \times 5 \times 10^3 = 5 \text{ V}$$

4. برقی بوجھ کی مزاحمت  $20 \text{ k}\Omega$  کرنے سے

$$V_o = V_{CC} - I_{Q2} R_{Q2}$$

$$= 15 - 10^{-3} \times 20 \times 10^3 = -5 \text{ V}$$

ہو گا۔

5. اس مثال کے جزو ب، پ اور ت میں ہم دیکھتے ہیں کہ جب برقی بوجھ  $R_{Q2}$  کی مزاحمت بڑھائی جائے تو خارج کار مستقل برقی رو برقی دباؤ  $V_o$  لگٹا کر برقی بوجھ میں برقی رو کی قیمت برقرار رکھتا ہے۔ آپ دیکھو

سکتے ہیں کہ اگر برقی بوجھ کی مزاحمت اسی طرح بتدریج بڑھائی جائے تو آخر کار  $Q_2$  غیر افراکنڈہ خلے میں داخل ہو جائے گا اور اس کے لئے  $V_0$  کامزید گھٹانا ممکن نہ ہو گا۔ ٹرانزسٹر  $Q_2$  غیر افراکنڈہ 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 افراکنڈہ ہو گا جب اس کے کلکٹر-ایمیٹر سروں کے مابین  $0.2\text{ V}$  پائے جائیں۔ اس صورت میں اگر گزشتہ جزو کے مساوات کو بوجھ  $R$  کے لئے حل کریں تو حاصل ہوتا ہے

$$15 = I_{\text{برقی بوجھ}} + V_{\text{CE}} \quad 12 - \text{غیر افراکنڈہ عس}$$

$$15 = 10^{-3} \times R_{\text{برقی بوجھ}} + 0.2 - 12$$

$$R_{\text{برقی بوجھ}} = \frac{15 + 12 - 0.2}{10^{-3}} = 26.8\text{ k}\Omega$$

6. ہم نے دیکھا کہ خارج کار مستقل برقی رو  $26.8\text{ k}\Omega$  کے برقی بوجھ تک کے مزاحمت میں مستقل برقی رو برقرار رکھ سکتا ہے۔ برقی بوجھ کے مزاحمت کو مزید بڑھانے سے برقی بوجھ میں رواں برقی رو گھٹنا شروع ہو جاتی ہے۔  $40\text{ k}\Omega$  کے برقی بوجھ کے لئے

$$15 = IR_{\text{برقی بوجھ}} + V_{\text{CE}} \quad 12 - \text{غیر افراکنڈہ عس}$$

$$15 = I \times 40 \times 10^3 + 0.2 - 12$$

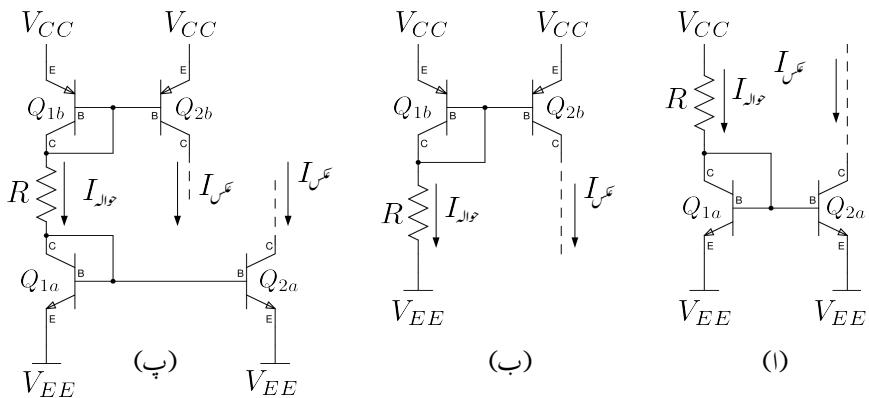
$$I = \frac{15 + 12 - 0.2}{40 \times 10^3} = 0.67\text{ mA}$$

ہم دیکھتے ہیں کہ برقی رو کی قیمت اصل  $I$  سے گھٹ جاتی ہے اور خارج کار مستقل برقی رو صحیح کارکردگی نہیں کر پاتا۔

شکل 5.19 الف میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر سروں پر مبنی خارج کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برقی رو عس  $I$  گزارتا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} = I_{\text{برقی رو}} R + V_{BE} + V_{EE}$$

$$I_{\text{برقی رو}} = \frac{V_{CC} - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{\text{عس}}$$



شکل 5.19: یک سمتی منج رو کے مختلف ادوار

شکل ب میں اسی کا مساوی  $pnp$  ٹرانزسٹروں پر مبنی داخل کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برقی رو عس  $I$  گزارتا ہے۔

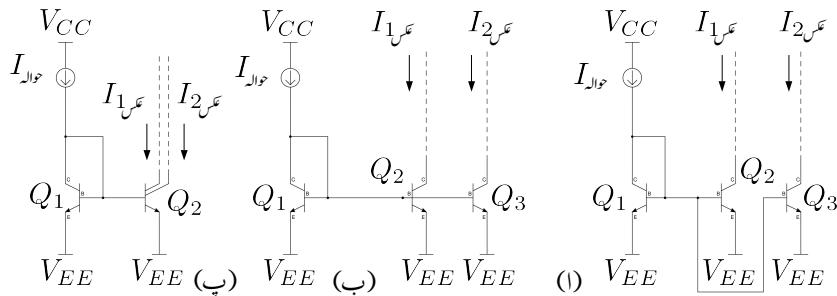
شکل پ میں ان دونوں ادوار کو یوں جوڑا گیا ہے کہ ایک ہی مزاحمت دونوں یک سمتی منج رو کے عس  $I$  کا تعین کرتا ہے۔ اس دور کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} = V_{EB} + I_{\text{حوالہ}} R + V_{BE} + V_{EE}$$

$$I_{\text{حوالہ}} = \frac{V_{CC} - 0.7 - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{\text{عس}}$$

### 5.8.1 متعدد یک سمتی منج رو

شکل 5.16 میں تیرے ٹرانزسٹر یعنی  $Q_3$  کے شمولیت سے شکل 5.20 کا حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $Q_3$  کے بیس-ایمپ جوڑ پر بھی  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے برابر  $V_{BE}$  پایا جاتا ہے لہذا اس میں بھی بالکل انہیں کے برابر  $I_C$  برقی رو پائی جائے گی۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ اس دور میں محدود  $\beta$  کتنا کردار ادا کرتا ہے۔ محدود  $\beta$  کی صورت میں



شکل 5.20: دو گس کا حصول

ہم لکھ سکتے ہیں کہ

$$(5.90) \quad I_1 = I_2 = I_{\text{س}} = I_C$$

$$(5.91) \quad I = I_C + \frac{3I_C}{\beta}$$

اور یوں

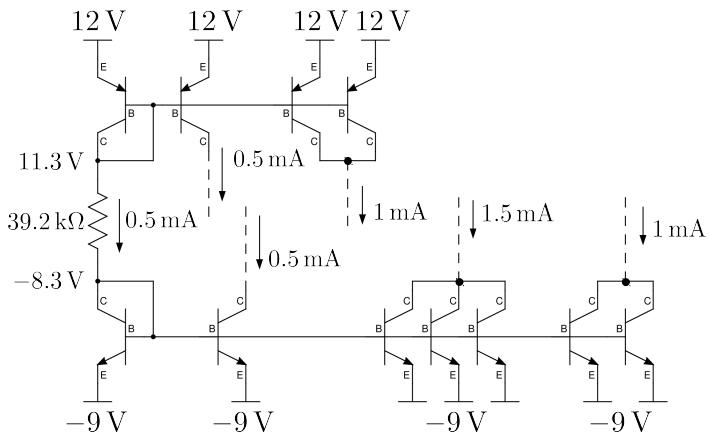
$$(5.92) \quad I_{\text{س}} = \frac{I}{1 + \frac{3}{\beta}}$$

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 بین آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح اس کے ایکٹر بھی آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے ٹلکٹر آپس میں نہیں جڑے گئے ہیں۔

اسی بحث کو آگے بڑھاتے ہوئے ایک ایسے یک سمی منبع رو جو  $n$  گس بنتا ہو کے لئے مساوات 5.92 کی صورت یوں ہو گی۔

$$(5.93) \quad I_{\text{س}} = \frac{I}{1 + \frac{n+1}{\beta}}$$

شکل 5.21 میں دو یا دو سے زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر حاصل گس کو دگنا یا اس سے بھی بڑھانا دکھایا گیا ہے۔

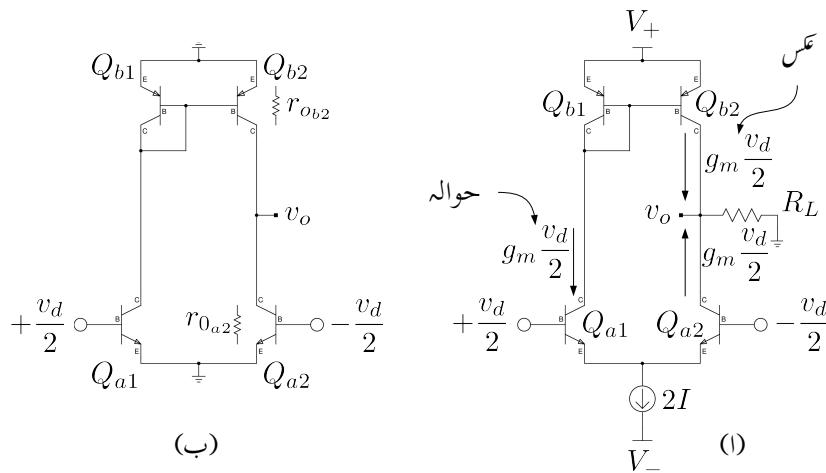


شکل 5.21: متعدد یک سمتی منع رو

## 5.9 ٹرانزسٹر بوجھ سے لداؤ جوڑ ٹرانزسٹر کا ترقی ایمپلیفیاٹر

جیسا کہ پہلے بھی ذکر کیا گیا، مخلوط ادوار بناتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ مزاحموں کا استعمال کم سے کم کیا جائے۔ جیسا کہ شکل 5.22 الف میں دکھایا گیا ہے، مخلوط ادوار میں استعمال ہونے والے ترقی ایمپلیفیاٹر کے خارجی جانب مزاحمت  $R_C$  کی جگہ آئینہ برق رواستعمال کیا جاتا ہے۔

یک سمتی منع رو کل  $I \times 2$  برقی رو جزو ٹرانزسٹروں سے گزارتا ہے۔ یوں داخلی ترقی برقی اشارة کے عدم موجودگی میں ایمپلیفیاٹر کے ٹرانزسٹر  $Q_{a1}$  اور  $Q_{a2}$  میں یک سمتی برقی رو  $I$  گزر کر انہیں مائل کرتی ہے۔  $Q_{b1}$  اور  $Q_{b2}$  جو کہ آئینہ برقی رو ہیں، بطور برقی بوجھ استعمال کئے گئے ہیں۔  $Q_{b1}$  کی برقی رو کو دیکھ کر  $Q_{b2}$  کا عکس برقی رو پیدا کرتا ہے۔ چونکہ  $Q_{b1}$  سے وہی برقی رو گزرتی ہے جو  $Q_{a1}$  سے گزرتی ہے لہذا  $Q_{b2}$  بطور حوالہ استعمال ہو گا اور  $Q_{b2}$  اس کے برابر (یعنی  $I$ ) عکس پیدا کرے گا۔ چونکہ  $Q_{a2}$  میں بھی  $I$  برقی رو گزرتی ہے لہذا  $Q_{b2}$  کی پیدا کردہ تمام برقی رو  $Q_{a2}$  سے ہی گزرے گی اور یوں بیرونی برقی مزاحمت  $R_L$  میں صفر برقی رو گزرتے گی۔ یوں  $v_o$  صفر ولٹ ہو گا۔ اب تصور کریں کہ ترقی برقی اشارة  $v_d$  مہیا کیا جاتا ہے۔  $Q_{a1}$  اور  $Q_{a2}$  میں بدلتی برقی رو  $g_m \frac{v_d}{2}$  پیدا ہو گی جن کی سمتیں شکل میں دکھائی گئی ہیں۔  $Q_{a1}$  کا برقی رو (یعنی  $g_m \frac{v_d}{2}$ ) ٹرانزسٹر  $Q_{b1}$  سے بھی گزرتا ہے اور یوں  $Q_{b2}$  اس کا عکس پیدا کرے گا جیسا کہ شکل میں دکھایا گیا ہے۔ جوڑ  $v_o$  میں دو اطراف سے  $g_m \frac{v_d}{2}$  کی برقی رو داخل ہوتی ہے۔ یوں اس جوڑ



شکل 5.22: ٹرانزسٹر یوچے سے مدد و جوڑ ٹرانزسٹر والا تفريقي ايمپلیکیٹر

پر کل داخلي برقي رو کي مقدار  $g_m v_d$  ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقي رو کے مطابق اتنی ہی برقي رو اس جوڑ سے باہر لکھے گی۔ یوں بوجھ  $R_L$  میں  $g_m v_d$  برقي رو زمین کی جانب گزرنے 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 تفريقي افراکش برقي دباؤ

$$(5.95) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_L$$

ہو گا۔

مساوات 5.94 پر دوبارہ نظر کریں۔ اس میں  $g_m \frac{v_d}{2}$  ایک مرتبہ تفريقي جوڑ کی وجہ سے اور دوبارہ آئینہ کی وجہ سے ہے۔ یوں آئینہ کے دو کردار ہیں۔ یہ بطور برقي یوچھ استعمال ہوتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس کی وجہ سے تفريقي ايمپلیکیٹر کی افراکش برقي دباؤ دگنی ہو جاتی ہے۔

شکل 5.22 الف میں  $R_L$  نہ استعمال کرتے ہوئے اس کی افراکش حاصل کرنے کی خاطر اس کا پاریک 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  $Q_{a2}$  کے ایمٹر کو برقی زمین پر دکھایا گیا ہے۔ تفرقی اشارے کے لئے ایسا کرنا ممکن ہے۔ اس حقیقت کو مساوات 5.42 میں سمجھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_L$  کی جگہ دونوں ٹرانزسٹروں کے خارجی مزاحمت متوازی ہے اور یوں مساوات 5.95 کو اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.96) \quad A_d = g_m (r_{o_{b2}} \parallel r_{o_{a2}})$$

اگر  $r_{o_{a2}}$  اور  $r_{o_{b2}}$  برابر ہوں یعنی  $r_{o_{a2}} = r_{o_{b2}} = r_0$  تب اس مساوات کو مزید سادہ صورت دی جاسکتی ہے یعنی

$$(5.97) \quad A_d = \frac{g_m r_o}{2} = \frac{1}{2} \left( \frac{I_C}{V_T} \right) \left( \frac{V_A}{I_C} \right) = \frac{V_A}{2V_T}$$

جہاں  $g_m$  کو  $\frac{V_A}{I_C}$  اور  $r_o$  کو  $\frac{I_C}{V_T}$  لکھا گیا ہے۔

$$\text{پر یوں } V_A = 50 \text{ V}$$

$$A_d = \frac{50}{25 \times 10^{-3}} = 2000 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہو گا۔ مساوات 5.96 کے مطابق  $r_{o_{a2}}$  اور  $r_{o_{b2}}$  کی قیمت بڑھا کر تفرقی ایمپلیفیاٹر کی افزائش مزید بڑھائی جاسکتی ہے۔

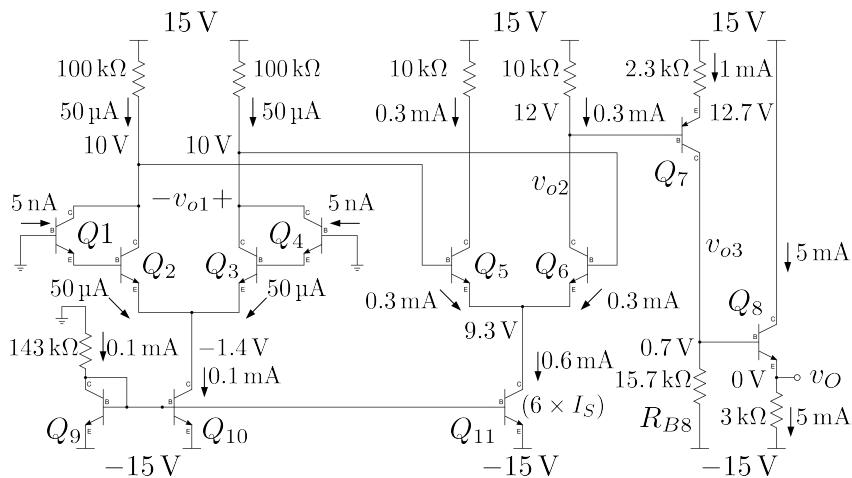
---

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 ایمٹر حسابی ایمپلیفیاٹر کا خارجی سرا ہے۔

• تمام یک سمیت متغیرات حاصل کریں۔

• داخلی میلان برقی رو  $I_B$  حاصل کریں۔

حل: پہلے حسابی ایمپلیفیاٹر کے مختلف حصے پہچانے کی کوشش کرتے ہیں۔  $Q_9$ ،  $Q_{10}$  اور  $143 \text{ k}\Omega$  کا مزاحمت آئینہ برقی رو بناتے ہیں۔  $Q_{11}$ -بھی  $Q_9$  کے برقی رو کا لکس پیش کرتا ہے۔  $Q_1$  اور  $Q_2$  مل کر ایک ڈارلٹن جوڑی بناتے



شکل 5.23: حساب ایمپلیکٹر کا بنیادی دوڑ

ہیں۔ اسی طرح  $Q_3$  اور  $Q_4$  دوسری ڈارلکشن جوڑی ہے۔ یہ دو ڈارلکشن مل کر پہلا یا داخلی تفريقي ايمپلیکٹر بناتے ہیں۔  $Q_6$  اور  $Q_5$  دوسرا تفريقي ايمپلیکٹر ہے۔  $Q_7$ ،  $Q_8$  اور  $15.7\text{k}\Omega$  مل کر یک سمتی برقی دباؤ کی قیمت تبدیل کرتے ہیں جبکہ  $Q_8$  اور  $3\text{k}\Omega$  خارجی حصہ ہیں۔

$Q_9$  کے بیس پر

$$V_{B9} = -15 + V_{BE} = -14.3\text{V}$$

ہیں۔ اس کے کلکٹر پر بھی یہی برقی دباؤ ہے لہذا وہم کے قانون سے  $143\text{k}\Omega$  مزاحمت میں

$$\frac{0 - (-14.3)}{143000} = 0.1\text{mA}$$

ہے۔  $Q_{10}$  کے کلکٹر پر بھی یہی برقی رو پایا جائے گا جبکہ  $Q_{11}$  کے کلکٹر پر چھ گنا زیادہ برقی رو یعنی  $0.6\text{mA}$  پایا جائے گا۔

پہلی تفريقي جوڑی میں  $0.1\text{mA}$  برابر تقسیم ہو گا۔ یوں  $Q_2$  اور  $Q_3$  دونوں کا  $I_E \approx 50\mu\text{A}$  ہو گا جبکہ ان کے بیس پر  $\frac{50\mu\text{A}}{\beta}$  یعنی  $0.5\mu\text{A}$  پایا جائے گا۔ اگر پہلی تفريقي جوڑی میں ڈارلکشن استعمال نہ کیا جاتا تب

حسابی ایکلیفائر کا داخلی میلان بر قی رو بھی  $0.5 \mu\text{A}$  ہی ہوتا۔  $Q_2$  کا بیس بر قی رو  $Q_1$  کا  $I_E$  اسی طرح  $Q_3$  کا بیس بر قی رو  $Q_4$  کا  $I_E$  ہے۔ یوں  $Q_1$  اور  $Q_4$  کا بیس بر قی رو  $\frac{0.5 \mu\text{A}}{\beta}$  یعنی  $5 \text{nA}$  ہے۔ یوں ڈار لائٹن کے استعمال سے حسابی ایکلیفائر کے داخلی میلان بر قی رو کو  $0.5 \mu\text{A}$  سے کم کرتے ہوئے  $5 \text{nA}$  کر دیا گیا۔  $Q_2$  کے گلکٹر پر

$$V_{C2} = 15 - I_{C2}R_{C2} = 15 - 50 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3 = 10 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ اسی طرح  $Q_3$  کے گلکٹر پر بھی  $10 \text{ V}$  پایا جائے گا۔ چونکہ  $Q_1$  کا بیس بر قی زمین پر ہے لہذا  $V_{B1} = 0 \text{ V}$  ہے جبکہ اس کا ایمپر  $-0.7 \text{ V}$  پر ہے۔ اس طرح  $Q_2$  کا بیس  $0.7 \text{ V}$  پر ہے اور یوں اس کا ایمپر  $-1.4 \text{ V}$  پر ہے۔

اور  $Q_6$  پر  $0.6 \text{ mA}$  برابر تقسیم ہو گا۔ یوں  $Q_5$

$$I_{E5} = I_{E6} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} = 0.3 \text{ mA}$$

پایا جائے گا۔ یوں ان کے بیس پر  $\frac{0.3 \text{ mA}}{\beta}$  یعنی  $3 \mu\text{A}$  اور  $3 \mu\text{A}$  مل کر  $50 \text{k}\Omega$  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 بر قی رو کو 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 ایمپر 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 افزائندہ ہیں۔

چونکہ حسابی ایکلیفائر کے دونوں داخلی سرے بر قی زمین پر ہیں لہذا ہم موقع کرتے ہیں کہ یہ صفر ولٹ خارج کرے گا۔ یہاں ہم دیکھ رہے ہیں کہ دوسرا تفرقی ایکلیفائر  $12 \text{ V}$  خارج کر رہا ہے۔ یہ ضروری ہے کہ کسی طرح اس بر قی دباؤ سے چکارہ حاصل کیا جائے،  $Q_7$ ،  $Q_7$  اور  $5.3 \text{k}\Omega$  اور  $15.7 \text{k}\Omega$  بھی حاصل کرنے میں مدد کرتے ہیں۔  $Q_7$  کے بیس پر  $12 \text{ V}$  ہونے کی وجہ سے اس کے ایمپر پر

$$V_{E7} = V_{B7} + V_{EB7} = 12 + 0.7 = 12.7 \text{ V}$$

ہوں گے۔ یوں اوہم کے قانون کی مدد سے  $2.3 \text{ k}\Omega$  میں

$$\frac{15 - 12.7}{2300} = 1 \text{ mA}$$

ہو گا جو  $15.7 \text{ k}\Omega$  سے گزرتے ہوئے اس پر

$$10^{-3} \times 15700 = 15.7 \text{ V}$$

کا برتنی دباؤ پیدا کرے گا جس کی وجہ سے  $Q_8$  کے بیس پر

$$V_{B8} = -15 + 15.7 = 0.7 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ اس طرح  $Q_8$  کے بیمٹر پر

$$V_{E8} = V_{B8} - V_{BE} = 0.7 - 0.7 = 0 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $15.7 \text{ k}\Omega$  کی قیتوں سے  $v_O = 0 \text{ V}$  حاصل کیا گیا۔ اور اس کے ساتھ منسلک دو مزاحمت یک سمی برتنی دباؤ کی سطح تبدیل کرنے کی صلاحیت رکھتے ہیں۔ اسی وجہ سے اس دور کو ہم سطح تبدیل کار<sup>22</sup> کہیں گے۔

مثال 5.7: شکل 5.23 کے حسابی ایمپلینگر کو داخلی اشارہ  $v_d$  مہیا کیا جاتا ہے۔ ایمپلینگر کا باریک اشاراتی افراش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

حل: شکل 5.24 میں بدلتی رو مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں

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

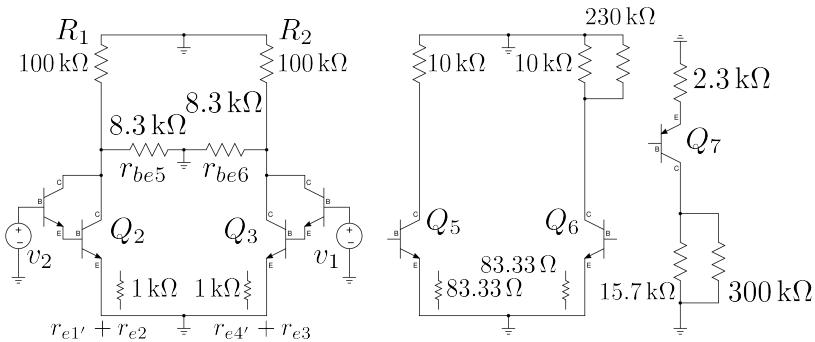
$$v_1 = -\frac{v_d}{2}$$

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = 7.66 \text{ V/V}$$

$$A_{d2} = -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -60 \text{ V/V}$$

$$A_{d3} = -6.826 \text{ V/V}$$

$$A_{d4} \approx 1 \text{ V/V}$$



: 5.24

بیں- \$Q\_2\$ اور \$Q\_3\$ میں \$50 \mu\text{A}\$ برقی رو پایا جاتا ہے لہذا ان کے

$$g_{m2} = g_{m3} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{50 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 2 \text{ mS}$$

$$r_{e2} = r_{e3} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.002} = 500 \Omega$$

بیں- \$Q\_1\$ اور \$Q\_4\$ میں \$0.5 \mu\text{A}\$ برقی رو پائی جاتی ہے لہذا ان کے

$$g_{m1} = g_{m4} = \frac{0.5 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 20 \mu\text{S}$$

$$r_{e1} = r_{e4} = \frac{1}{20 \mu\text{S}} = 50 \text{ k}\Omega$$

بیں- \$Q\_1\$ کا \$r\_{e1}\$ کے بیس پر پایا جاتا ہے لہذا اس کو بھی \$Q\_2\$ کے ایمپل پر منتقل کرنا ضروری ہے۔ \$50 \text{ k}\Omega\$ منتقل کرنے سے \$500 \Omega = \frac{50 \text{ k}\Omega}{\beta} = 500 \Omega\$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں \$r\_{e1}\$ کا عکس \$r\_{e1'} = 500 \Omega\$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح \$Q\_2\$ کے ایمپل پر کل مزاجت \$1 \text{ k}\Omega + r\_{e1'} + r\_{e2} = 1 \text{ k}\Omega\$ پایا جائے گا۔ اسی طرح \$Q\_4\$ کا \$Q\_3\$ کے بیس پر پایا جاتے ہیں کو بھی \$Q\_3\$ کے ایمپل پر منتقل کرنا ضروری ہے۔ \$50 \text{ k}\Omega = \frac{50 \text{ k}\Omega}{\beta} = 500 \Omega\$ حاصل ہے لہذا اس کو بھی \$Q\_3\$ کے ایمپل پر کل مزاجت \$1 \text{ k}\Omega + r\_{e3} + r\_{e4'} = 1 \text{ k}\Omega\$ پایا جائے گا۔ ان معلومات کو شکل 5.24 پر پیش کیا گیا ہے۔

دوسری تفرقی جوڑی کے  $Q_5$  اور  $Q_6$  میں  $0.3 \text{ mA}$  پایا جاتا ہے لہذا ان کے

$$g_{m5} = g_{m6} = \frac{0.3 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.012 \text{ S}$$

$$r_{e5} = r_{e6} = \frac{1}{0.012} = 83.33 \Omega$$

$$r_{be5} = r_{be6} = \beta r_e = 8.3 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ اس جوڑی کا داخلی مزاحمت  $2r_{be}$  ہے جو پہلی تفرقی جوڑی کا بوجھ بتتا ہے۔ شکل میں  $Q_2$  اور  $Q_3$  کے گلکھر کے مابین  $8.3 \text{ k}\Omega$  کے سلسلہ وار مزاحمت اسی داخلی مزاحمت کو ظاہر کرتا ہے۔ تفرقی اشدارے کی صورت میں دوسری تفرقی جوڑی کا ایمپر بر قی زمین پر رہتا ہے۔ یوں  $Q_2$  اور  $Q_3$  کے گلکھر پر دونوں  $8.3 \text{ k}\Omega$  کا درمیانی نقطہ بر قی زمین پر ہو گا۔ ان معلومات کو استعمال کرتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلی تفرقی جوڑی کی افزائش

$$(5.98) \quad A_{d1} = \frac{v_{o1}}{v_d} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

$$= \frac{15328}{2000}$$

$$= 7.66 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے جہاں  $R_C$  کے دونوں ٹرانزسٹر کے گلکھر پر متوازی جڑے  $200 \text{ k}\Omega$  اور  $16.6 \text{ k}\Omega$  کا مجموعی مزاحمت ہے جبکہ  $\sum R_E$  کے درمیان کل مزاحمت یعنی  $2r_e$  ہے۔ ثبت افزائش کا مطلب ہے کہ ثبت  $v_d$  کی صورت میں  $v_{o1}$  بھی ثبت ہو گا۔

تیرسے ایکلپینیٹر کا داخلی مزاحمت  $R_{C6} = 230 \text{ k}\Omega$  کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ  $\beta R_{E7} = 230 \text{ k}\Omega$  ہوتا ہے لہذا ان کے کل مزاحمت کو آہم  $10 \text{ k}\Omega$  ہی لے سکتے ہیں۔ اس کا مطلب ہے کہ تیرسے ایکلپینیٹر کا داخلی مزاحمت اتنا زیادہ ہے کہ اس کے اثر کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ یوں دوسرے ایکلپینیٹر کی تفرقی افزائش

$$A_d = \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

$$= -\frac{10000}{83.33}$$

$$= -120 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

ہو گی۔ البتہ دوسرے تفرقی جوڑی سے تفرقی اشارہ حاصل نہیں کیا جاتا بلکہ اس کے صرف ایک بازو سے خارجی اشارہ

حاصل کیا گیا ہے۔ یوں کار آمد افزائش اس قیمت کے آدمی ہو گی یعنی

$$\begin{aligned}
 A_{d2} &= -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\
 (5.99) \quad &= -\frac{1}{2} \frac{10000}{83.33} \\
 &= -60 \frac{V}{V}
 \end{aligned}$$

افزاں میں منفی کا نشان یہ دکھلاتا ہے کہ ثبت  $v_2$  اور منفی  $v_1$  کی صورت میں اس حصے کا خارجی اشارہ منفی ہو گا۔

$Q_7$  اور اس کے ساتھ مسلک  $2.3 \text{ k}\Omega$  اور  $15.7 \text{ k}\Omega$  مل کر مشترک ایکلینیفار ہیں۔  $Q_7$  کے  $r_e$  اور  $Q_8$  کے داخلی مزاحمت کو نظر انداز کرتے ہوئے اس ایکلینیفار کی افزائش

$$A_{d3} = -\frac{15700}{2300} = -6.826 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتی ہے۔

$Q_8$  اور اس کے ساتھ مسلک  $3 \text{ k}\Omega$  مل کر مشترک گلکٹر ایکلینیفار بناتے ہیں۔ مشترک گلکٹر کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہوتی ہے یوں

$$A_{d4} \approx 1 \frac{V}{V}$$

ہو گا۔

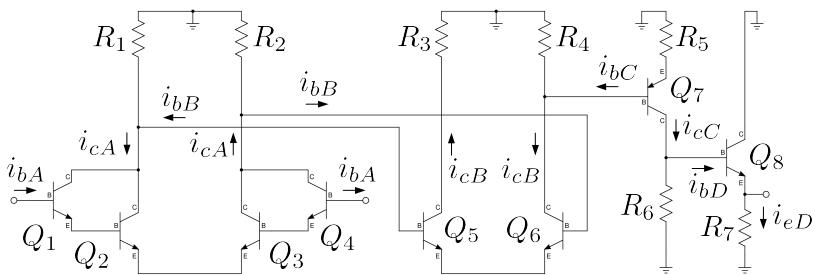
ان چاروں افزائش کو استعمال کرتے ہوئے حسابی ایکلینیفار کی کل افزائش

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_O}{v_d} = A_{d1} \times A_{d2} \times A_{d3} \times A_{d4} \\
 &= 7.66 \times (-60) \times (-6.826) \times 1 \\
 &= 3137 \frac{V}{V}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

شکل 5.24 کو دیکھتے ہوئے  $Q_2$  اور  $Q_3$  کے ایکٹر پر مزاحمت  $Q_1$  اور  $Q_4$  کے بیس جانب

$$\begin{aligned}
 R_i &\approx (1000 + 1000) \times \beta^2 \\
 &= 2000 \times 10000 \\
 &= 20 \text{ M}\Omega
 \end{aligned}$$



شکل 5.25: بر قی رود کی افزائش

نظر آئے گا۔ یہی حسابی ایمپلیگیٹر کا داخلی مزاحمت ہے۔

خارجی جانب  $Q_8$  کے  $r_e$  کو نظر انداز کرتے ہیں۔  $15.7 \text{ k}\Omega$  کا عس ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب

$$\frac{15700}{100} = 157 \Omega$$

نظر آتا ہے۔ یہ عس  $3 \text{ k}\Omega$  کے متوازی جڑا ہے لہذا حسابی ایمپلیگیٹر کا خارجی مزاحمت

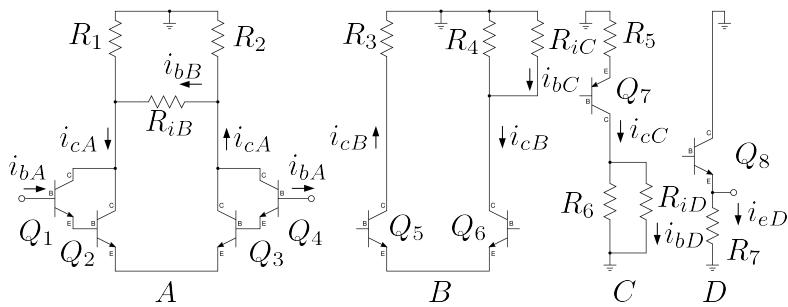
$$R_o = \frac{157 \times 3000}{157 + 3000} = 149 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 5.8: شکل 5.23 کے حسابی ایمپلیگیٹر کی افزائش  $A_i = \frac{i_L}{i_b}$  کی مساوات حاصل کریں۔  $A_d = \frac{v_L}{v_d}$  کی مساوات بھی حاصل کریں۔

حل: شکل 5.25 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں داخلی جانب سے پہلے ایمپلیگیٹر کو A، دوسرے کو تحریر B، تیسرا کو C اور خارجی ایمپلیگیٹر کو D سے ظاہر کرتے ہوئے زنجیری ضرب سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.100) \quad A_i = \frac{i_L}{i_b} = \frac{i_{eD}}{i_{bA}} = \frac{i_{eD}}{i_{bD}} \times \frac{i_{bD}}{i_{cC}} \times \frac{i_{cC}}{i_{bC}} \times \frac{i_{bC}}{i_{cB}} \times \frac{i_{cB}}{i_{bB}} \times \frac{i_{bB}}{i_{cA}} \times \frac{i_{cA}}{i_{bA}}$$



شکل 5.26

شکل 5.26 میں چاروں ایکپلیغاڑوں کو علیحدہ کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلے ایکپلیغاڑ کے خارجی جانب دوسرے ایکپلیغاڑ کا داخلی مزاحمت  $R_{iB}$  نسبت ہے۔  $i_{cA}$  کا وہ حصہ جو  $R_{iB}$  سے گزرے درحقیقت دوسرے ایکپلیغاڑ کا داخلی برقی رو  $i_{bB}$  ہے۔ شکل پر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے۔ یوں اس شکل سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{i_{eD}}{i_{bD}} &= \beta_8 + 1 \\
 \frac{i_{bD}}{i_{cC}} &= \frac{R_6}{R_6 + R_{iD}} \\
 \frac{i_{cC}}{i_{bC}} &= \beta_7 \\
 \frac{i_{bC}}{i_{cB}} &= \frac{R_4}{R_4 + R_{iC}} \\
 \frac{i_{cB}}{i_{bB}} &= \beta_6 \\
 \frac{i_{bB}}{i_{cA}} &= \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_{iB}} \\
 \frac{i_{cA}}{i_{bA}} &= \beta_1 \beta_2
 \end{aligned} \tag{5.101}$$

تمام ٹرانزسٹر کے  $\beta$  برابر لیتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 r_{e2} &= r_{e3} = \frac{V_T}{I} \\
 r_{be2} &= r_{be3} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{e1} &= r_{e4} = (\beta + 1) \frac{V_T}{I} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{be1} &= r_{be4} = (\beta + 1)^2 r_{e2}
 \end{aligned} \tag{5.102}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 R_{iA} &= r_{be1} + r_{be4} + (r_{be2} + r_{be3}) \times (\beta + 1) \\
 &= 4(\beta + 1)^2 r_{e2} \\
 R_{iB} &= 2r_{be5} \\
 R_{iC} &\approx R_5 \times (\beta + 1) \\
 R_{iD} &\approx R_7 \times (\beta + 1)
 \end{aligned} \tag{5.103}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ

$$\begin{aligned}
 v_L &= i_{eD} R_7 \\
 v_d &= i_{bA} R_{iA}
 \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_L}{v_d} \\
 &= \frac{i_{eD} R_7}{i_{bA} R_{iA}} \\
 &= A_i \times \frac{R_7}{R_{iA}}
 \end{aligned} \tag{5.104}$$

حاصل ہوتا ہے۔

ذرا کوشش کرنے سے مندرجہ بالا تمام مساوات شکل 5.23 کو دیکھ کر ہی لکھے جا سکتے ہیں۔ آپ داخلی جانب یا خارجی جانب سے شروع ہوتے ہوئے زنجیری ضرب لکھتے ہیں اور پھر زنجیری ضرب کے تمام اجزاء شکل کو دیکھتے ہوئے پُر کرتے ہیں۔

---

مثال 5.9: مثال 5.8 میں  $A_d$  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

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{i_{eD}}{i_{bA}} = 100 \times 0.04973 \times 100 \times 0.04167 \times 100 \times 0.99173 \times 10000 \\ &= 20.55 \frac{\text{MA}}{\text{A}} \end{aligned}$$

اور مساوات 5.104 سے

$$A_d = \frac{v_L}{v_d} = 20.55 \times 10^6 \times \frac{3000}{20 \times 10^6}$$

$$= 3082 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مثال 5.7 میں  $A_d = 3137 \frac{V}{V}$  حاصل کی گئی۔ دونوں جوابات میں فرق  $1 \approx \alpha$  اور اس طرح کے دیگر استعمال کئے گئے 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 ایکپلینیفار کا داخلي مزاحمت  $r_{be5} + r_{be6} = 16.6 \text{ k}\Omega$  ہے جو پہلی ایکپلینیفار کا بوجھ بتتا ہے۔ یوں  $R_1 + R_2 + r_{be5} + r_{be6} \ll R_1 + R_2$  اور  $r_{be5} + r_{be6} \ll r_{be5} + r_{be6}$  ہے۔ چونکہ  $r_{be5} + r_{be6}$  لہذا ان متوازی جڑے مزاحمت کے مجموعي مزاحمت کو تقریباً  $r_{be5} + r_{be6}$  لیا جاسکتا ہے۔ اس کے بر عکس تیرے ایکپلینیفار کا داخلي مزاحمت بہت بڑا ہے لہذا دوسرے ایکپلینیفار پر اس کے بوجھ کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے اور دوسرے ایکپلینیفار کے افراکش یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = \frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}}$$

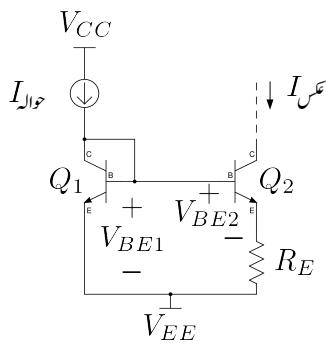
$$A_{d2} \approx -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{1}{2} \left( \frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

اس طرح ان دو کڑیوں کی کل افراکش

$$(5.105) \quad A_d = A_{d1} A_{d2} = -\frac{1}{2} \times \left( \frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}} \right) \times \left( \frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1)(r_{e5} + r_{e6})}{4r_{e2}} \times \left( \frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1) R_{C6}}{4r_{e2}}$$



شکل 5.27: وائڈلر منبع برقی رو

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات کے تحت  $\beta$  بڑھانے اور  $r_{e2}$  گھٹانے سے افزائش بڑھتی ہے۔ چونکہ  $r_e = \frac{V_T}{I_C}$  ہوتا ہے لہذا  $I$  بڑھانے سے  $r_{e2}$  گھٹے گا۔

اس کے علاوہ اگر پبلے ایمپلینیٹر میں ڈارلینگٹن جوڑی استعمال نہ کی جائے تب اس کی داخلی مزاحمت آدھی اور افزائش دگنی ہو جائے گی۔

صفحہ 362 پر مساوات 3.223 پر تبصرہ کرتے وقت یہ حقیقت بتائی گئی تھی کہ اگر افزائش بڑھائی جائے تو داخلی مزاحمت گھٹتی ہے۔ تفریق ایمپلینیٹر میں بھی داخلی مزاحمت گھٹاتے ہوئے افزائش بڑھانا ممکن ہے۔

## 5.10 وائڈلر منبع برقی رو

شکل 5.16 میں  $Q_2$  کے ایمپ پر  $R_E$  نسب کرنے سے وائڈلر منبع برقی رو<sup>23</sup> حاصل ہوتا ہے جسے شکل 5.27 میں<sup>24</sup> میں دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے برقی رو کے مساوات کو استعمال کرتے ہوئے

Widlar current source<sup>23</sup>  
ہاب وائڈلر نے اس دو کو دریافت کیا۔

$$V_{BE1} = V_T \ln \left( \frac{I_{Q1}}{I_S} \right)$$

$$V_{BE2} = V_T \ln \left( \frac{I_{Q2}}{I_S} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ان دو مساوات کو آپس میں منفی کرنے سے

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left( \frac{I_{Q1}}{I_{Q2}} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم

$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_{Q2} R_E$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

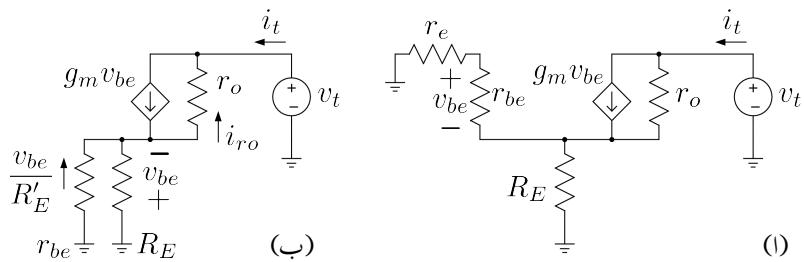
$$(5.106) \quad I_{Q2} R_E = V_T \ln \left( \frac{I_{Q1}}{I_{Q2}} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

آئین وائز لر منع برقی رو کی خارجی مزاحمت  $R_0$  حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $Q_2$  کے گلکش پر  $v_t$  برقی دباؤ مہیا کرتے ہوئے  $i_t$  کا حساب لگا کر  $\frac{v_t}{r_t}$  معلوم کیا جا سکتا ہے جو کہ  $R_0$  کی قیمت ہو گی۔

وائز لر منع برقی رو میں  $Q_1$  کے گلکش اور بیس 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۔ وائز لر منع رو کی خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر  $Q_2$  کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہیں جبکہ  $Q_1$  کی جگہ اس کا باریک اشاراتی مساوی مزاحمت  $r_e$  نسب کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے شکل 5.28 الف حاصل ہوتا ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ  $r_{be} = r_e (\beta + 1)$  ہوتا ہے۔ یوں  $r_{be} \gg r_e$  ہے لہذا سلسہ وار جڑے  $r_{be}$  اور  $r_e$  میں  $r_{be}$  کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ  $R_E$  اور  $r_{be}$  متوازی جڑے ہیں۔  $R'_E \parallel r_{be}$  کو دیکھتے ہوئے اس میں برقی رو کو لکھا جا سکتا ہے۔ اس برقی رو کی سمت شکل میں دھامی گئی ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$g_m v_{be} + \frac{v_{be}}{R'_E} = i_{ro}$$



شکل 5.28: وائٹر منج رو کا بادیک اشاراتی مساوی دور

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$i_{ro} = \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$(5.107) \quad v_t = -v_{be} - \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be} r_o$$

اور کر خوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

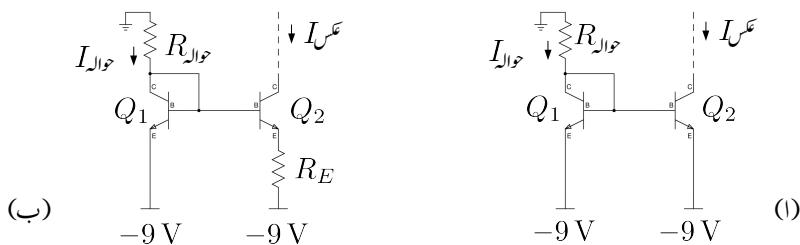
$$(5.108) \quad i_t = g_m v_{be} - \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات 5.107 کو مساوات 5.108 سے تقسیم کرتے ہوئے وائٹر منج کی خارجی مزاحمت  $R_o$  یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$\begin{aligned} R_o &= \frac{v_t}{i_t} = R'_E \left[ 1 + r_o \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) \right] \\ &= R'_E + r_o \left( 1 + g_m R'_E \right) \end{aligned}$$

اس مساوات میں  $R'_E$  کو نظر انداز کرتے ہوئے خارجی مزاحمت  $R_o$  کی سادہ مساوات

$$(5.109) \quad R_o \approx r_o \left( 1 + g_m R'_E \right)$$



شکل 5.29: دو سن آئینہ

حاصل ہوتی ہے جہاں

$$(5.110) \quad R'_E = \frac{r_{be} R_E}{r_{be} + R_E}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح خارجی مزاحمت  $r_o$  سے بڑھ کر  $(1 + g_m R'_E) r_o$  ہو گئی ہے۔ یہ ایک عمومی نتیجہ ہے اور یوں کسی بھی دو جوڑ ٹرانزسٹر جس کے لیے مزاحمت  $R_E$  نسب ہو اور جس کا بیس سرا بر قی زمین پر ہو کی خارجی مزاحمت مساوات 5.106 سے حاصل ہو گی۔

مثال 5.10: شکل 5.29 میں سادہ آئینہ اور وائڈل آئینہ دکھائے گئے ہیں۔  $I_C = 15 \mu A$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: شکل اف میں  $15 \mu A$  حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{BE} = \frac{9 - 0.7}{15 \times 10^{-6}} = 553 \text{ k}\Omega$$

درکار ہے۔ شکل ب میں  $I_C = 1 \text{ mA}$  رکھتے ہوئے  $I_C = 15 \mu A$  حاصل کرتے ہیں۔  $I_C = 1 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{BE} = \frac{9 - 0.7}{1 \times 10^{-3}} = 8.3 \text{ k}\Omega$$

اور مساوات 5.106 سے

$$R_E = \frac{25 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} \ln \left( \frac{10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} \right) = 7 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ آپ نے دیکھا کہ کم برقی رو پیدا کرنے کی خاطر سادہ منج رو کو  $553 \text{ k}\Omega$  جبکہ وائڈر منج رو کو  $8.3 \text{ k}\Omega$  اور  $7 \text{ k}\Omega$  کے مزاحمت درکار ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ مخلوط دور میں زیادہ قیمت کا مزاحمت زیادہ جگہ گھیرتا ہے جو کہ مہنگا پڑتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں وائڈر منج رو استعمال کیا جائے گا۔

## 5.11 ولسن آئینہ

شکل 5.16 میں سادہ آئینہ برقی رو دکھایا گیا۔  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  لیتے ہوئے  $V_{CE1} = 0.7 \text{ V}$  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 بنابر ارلی برقی دباؤ  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے برقی رو میں فرق پیدا کرتا ہے۔ 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 تیسرا ٹرانزسٹر شامل کرتے ہوئے شکل 5.30 الف حاصل ہوتا ہے جس کو ولسن آئینہ<sup>25</sup> کہتے ہیں۔ ولسن آئینے میں

$$V_{CE1} = V_{BE1} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = V_{BE1} + V_{BE3} = 1.4 \text{ V}$$

ہیں۔ دونوں ٹرانزسٹر کے  $V_{CE}$  میں فرق صرف  $0.7 \text{ V}$  رہ گیا ہے۔ اس دور کو حل کرتے ہوئے تمام ٹرانزسٹر کو بالکل یکساں تصور کیا جائے گا۔ چونکہ عریق  $I$  دراصل  $i_{C3}$  ہی ہے لہذا ہم  $i$  اور خواہ  $I$  کا تعلق حاصل کریں گے۔  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_{C1} = i_{C2} = i_C$$

$$i_{B1} = i_{B2} = i_B$$

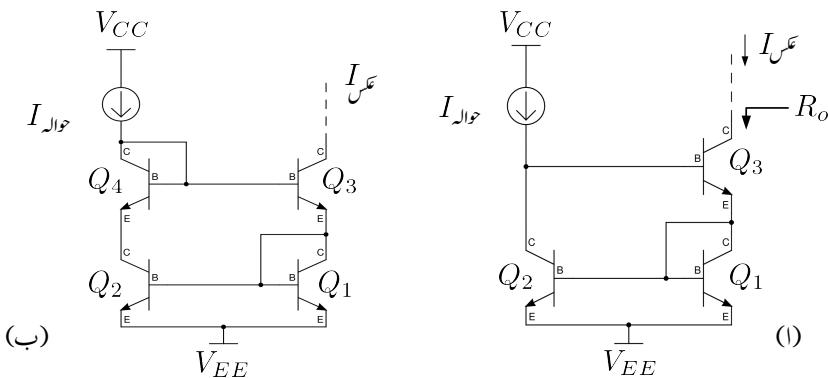
کے لئے  $Q_3$

$$(5.111) \quad i_{B3} = \frac{i_{C3}}{\beta}$$

$$i_{E3} = \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \right) i_{C3}$$

Wilson mirror<sup>25</sup>

<sup>26</sup> چارچ آر ولسن نے اس آئینہ کو دریافت کیا۔



شکل 5.30: دسٹریبیشن آئینہ

لکھا جا سکتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی روکے تحت

$$\begin{aligned}
 i_{E3} &= i_{C1} + i_{B1} + i_{B2} \\
 &= i_C + 2i_B \\
 &= \left( \frac{\beta+2}{\beta} \right) i_C
 \end{aligned} \tag{5.112}$$

لکھا 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۔

$$i_C = \left( \frac{\beta+1}{\beta+2} \right) i_{C3} \tag{5.113}$$

کرخوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

$$\begin{aligned}
 I_s &= i_{C2} + i_{B3} \\
 &= i_C + \frac{i_{C3}}{\beta}
 \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے جس میں  $i_C$  کی قیمت مساوی 5.113 سے پُر کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} I_{J_2} &= \left( \frac{\beta+1}{\beta+2} \right) i_{C3} + \frac{i_{C3}}{\beta} \\ &= \left( \frac{\beta+1}{\beta+2} + \frac{1}{\beta} \right) i_{C3} \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ اس مساوات سے

$$\begin{aligned} I_{J_2} &= \left[ \frac{\beta(\beta+1) + \beta + 2}{\beta(\beta+2)} \right] i_{C3} \\ &= \left[ \frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{\beta(\beta+2)} \right] i_{C3} \\ &= \left[ \frac{\beta(\beta+2) + 2}{\beta(\beta+2)} \right] i_{C3} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

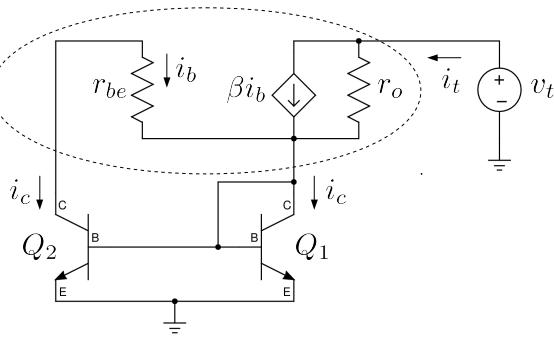
$$\begin{aligned} I_{J_2} &= i_{C3} = \left[ \frac{\beta(\beta+2)}{\beta(\beta+2) + 2} \right] I_{J_2} \\ &= \left[ \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+2)}} \right] I_{J_2} \end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$(5.114) \quad I_{J_2} \approx \left[ \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} \right] I_{J_2}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ اس مساوات کا صفحہ 587 پر مساوات 5.88 کے ساتھ موازنہ کریں۔ دونوں مساوات بالکل ایک جیسے ہیں۔

آئینے کی خارجی مزاحمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $Q_3$  کے گلکٹر پر  $v_t$  لاگو کرتے ہوئے  $i_t$  کا حساب لگاتے ہیں۔  $\frac{v_t}{i_t}$  خارجی مزاحمت  $R_o$  ہو گا۔  $Q_3$  کا پائی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے و ملن آئینے کو شکل 5.31 میں



شکل 5.31: دین آئینے کی خارجی مزاحمت

دکھایا گیا ہے۔ نقطہ دار دائرے سے دو جگہ  $i_c$  برقی رو خارج اور ایک جگہ  $i_t$  داخلی ہو رہی ہے۔ یوں کرخوف کے قانون  
برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.115) \quad i_t = 2i_c$$

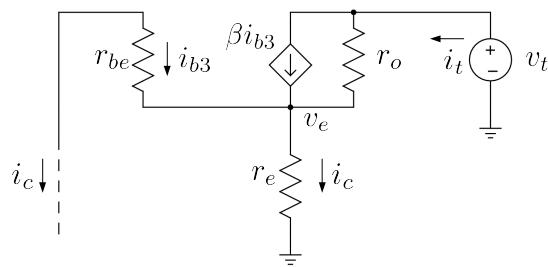
شکل 5.31 میں  $Q_1$  کا بیس اس کے گلکٹر کے ساتھ جڑا ہے جس کی وجہ سے یہ بطور ڈالیڈ کردار ادا کرتا ہے اور  
اس کو مزاحمت  $r_e$  سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔  $Q_2$  کا بیس  $r_{be}$  کے متوالی جڑا ہے۔ چونکہ  $r_e \ll r_{be}$  ہوتا ہے لہذا  
ان کا مساوی مزاحمت تقریباً  $r_e$  کے برابر ہو گا۔ شکل 5.32 میں اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے دور کو دوبارہ  
دکھائی ہے۔ اور  $Q_2$  کے گلکٹر پر برقرار  $i_c$  برقی رو گزے 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

$$\begin{aligned} i_t &= \beta i_{b3} + \frac{v_t - v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \frac{v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \left( \frac{r_e}{r_{o3}} \right) i_c \end{aligned}$$



شکل 5.32: وسیں آئینے کی خارجی مزاحمت

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر  $i_c = -i_{b3}$  کا استعمال کیا گیا۔ چونکہ  $r_o \ll r_e$  ہوتا ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات میں آخری جزو کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں مساوات 5.115 کے استعمال سے

$$2i_c = -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو

$$i_c (\beta + 2) r_{o3} = v_t$$

لکھا جا سکتا ہے۔ وسیں آئینے کا خارجی مزاحمت  $R_o = \frac{v_t}{i_t} = 2i_c$  کے برابر ہے جہاں  $i_t = 2i_c$  ہے۔ یوں

$$(5.116) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = \frac{v_t}{2i_c} = \frac{(\beta + 2) r_{o3}}{2}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو

$$(5.117) \quad R_o \approx \frac{\beta r_o}{2}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں  $r_{o3}$  کو لکھا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ وسیں آئینے کی خارجی مزاحمت  $r_o$  سے  $\frac{\beta}{2}$  گناہ زیادہ ہے۔

اس حصے کے شروع میں ذکر کیا گیا کہ ارلی برقی دباؤ کے اثر کو کم کرنے کی خاطر وسیں آئینے میں  $V_{CE1}$  اور  $V_{CE2}$  میں فرق کو کم کرتے ہوئے 0.7V کر دیا گیا۔ اس فرق کو مکمل طور ختم بھی کیا جا سکتا ہے۔ شکل 5.30 ب میں  $Q_4$  کی شمولیت سے

$$V_{CE2} = V_{BE1} + V_{BE3} - V_{BE4} = 0.7V$$

ہو جاتا ہے۔ یوں  $V_{CE1} = V_{CE2} = 0.7V$  کرتے ہوئے اولیٰ برقی دباؤ کے اثرات سے چھکارا حاصل کیا گیا ہے۔ اس کے علاوہ چونکہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  میں برابر برقی روپا لیا جاتا ہے اور اب ان پر برقی دباؤ بھی برابر ہے لہذا ان میں طاقت کا ضیاع بھی برابر ہو گا۔ یوں یہ برابر گرم ہوتے ہوئے برابر درجہ حرارت پر رہیں گے۔ اس طرح درجہ حرارت میں فرق کی بناء پر کارکردگی میں فرق سے بھی چھکارا حاصل ہوتا ہے۔

### کیسکوڈ ایمپلیفیاٹر 5.12

مشترک اینٹر اور مشترک بیس ایمپلیفیاٹر کو آپس میں جوڑ کر زنجیری ایمپلیفیاٹر بنایا جا سکتا ہے۔ شکل 5.33 الف میں ایمپلیفیاٹر کو دکھایا گیا ہے۔ اس ایمپلیفیاٹر کو کیسکوڈ ایمپلیفیاٹر<sup>27</sup> کہتے ہیں۔

مشترک اینٹر کو  $I$  کو برقی روپر مائل رکھا جاتا ہے۔ یوں دونوں ٹرانزسٹروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

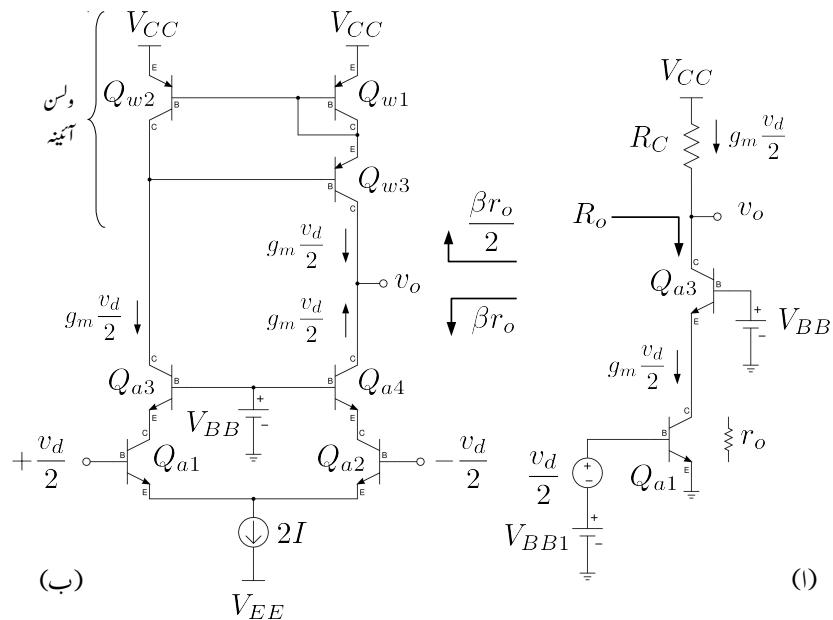
$$\begin{aligned} g_m &= \frac{I}{V_T} \\ r_e &= \frac{1}{g_m} \\ r_{be} &= (\beta + 1) r_e \end{aligned}$$

اگر  $Q_{1a}$  کو  $\frac{v_d}{2}$  داخلی اشارہ مہیا کیا جائے تو اس کا  $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ یہی برقی روپ  $Q_{3a}$  سے بھی گزرے گا یوں لیتے ہوئے ہی یوں  $i_{c3} = i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ اس طرح  $v_o = -g_m R_C \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔

آئیں کیسکوڈ ایمپلیفیاٹر کا باریک اشاراتی خارجی مزاحمت  $R_o$  حاصل کریں۔ باریک اشاراتی تجزیہ کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ  $Q_{3a}$  کے اینٹر اور برقی زمین کے مابین  $Q_{1a}$  کا  $r_o$  نسبت ہے جبکہ  $Q_{3a}$  کا میں برقی زمین پر ہے۔ ایسی صورت میں مساوات 5.109 اور مساوات 5.110 کی مدد سے  $R_o$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔ موجودہ مسئلے میں  $R_E$  کی جگہ  $r_o$  نسبت ہے لہذا مساوات 5.110 کو یوں لکھا جائے گا۔

$$R'_E = \frac{r_{be} r_o}{r_{be} + r_o}$$

<sup>27</sup> cascode amplifier  
<sup>28</sup> کیسکوڈ کام فریڈرک ونٹن بنسٹ نے پہلی مرتبہ تجویز کیا۔



شکل 5.33: کیکوڈ ایچپیناٹر اور تفریقی کیکوڈ ایچپیناٹر

$r_o$  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۔ کیکوڈ ایمپلیناٹر میں  $R_C$  کی جگہ ٹرانزسٹر بوجہ بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔

دو کیکوڈ ایمپلیناٹر کو ملا کر تفرقی کیکوڈ حاصل ہوتا ہے۔ شکل 5.33 ب میں ایسا ہی تفرقی ایمپلیناٹر دکھایا گیا ہے جہاں ولسن آئینے کو بطور بر قی بوجہ استعمال کیا گیا ہے۔ اس شکل میں  $Q_{a1}, Q_{a3}$  ایک کیکوڈ جبکہ  $Q_{a2}$  اور  $Q_{a4}$  دوسرا کیکوڈ ہے۔ انہیں ملا کر کیکوڈ تفرقی جوڑی حاصل کی گئی ہے۔  $Q_{w1}, Q_{w2}$  اور  $Q_{w3}$  ولسن آئینے ہے جسے بطور بر قی بوجہ استعمال کیا گیا ہے۔

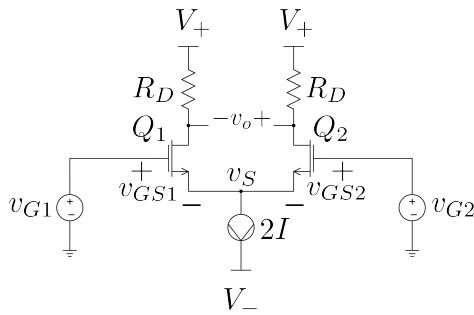
$\alpha = 1$  لیتے ہوئے تفرقی کیکوڈ کا باریک اشاراتی حل حاصل کرتے ہیں۔  $Q_{1a}$  کو  $\frac{v_d}{2}$  داخلي اشاره مہیا کیا گیا ہے۔ یوں اس کا خارجی بر قی رو  $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ بھی بر قی رو  $Q_{a3}$  سے گزرتے ہوئے ولسن آئینے کو بطور داخلي بر قی رو مہیا ہوتا ہے۔ یوں ولسن آئینے  $Q_{w3}$  سے  $g_m \frac{v_d}{2}$  بطور عکس خارج کرے گا۔ کیکوڈ کے دوسرا جانسی کو  $Q_{2a}$  بر قی رو مہیا کیا جاتا ہے۔ یوں  $i_{c2} = -g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ بھی بر قی رو  $Q_{4a}$  سے بھی گزرے گا۔ ولسن آئینے کو  $\frac{-v_d}{2}$  داخلي اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ یوں  $Q_{1a}$  کے تحت  $\frac{\beta r_o}{2}$  ہے جبکہ کیکوڈ کی خارجی مزاحمت مساوات 5.117 کے تحت  $\frac{\beta r_o}{3}$  کی خارجی مزاحمت مساوات 5.117 کے تحت  $\frac{\beta r_o}{2}$  ہے۔ ان دونوں متوازی جڑے خارجی مزاحمتوں کی نشاندہی شکل 5.33 ب میں کی گئی ہے۔ ان کی مجموعی مزاحمت حاصل ہوتی ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} v_o &= \left( g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) \frac{\beta r_o}{3} \\ &= \frac{1}{3} g_m \beta r_o v_d \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $r_o = \frac{V_A}{I_C}$  اور  $g_m = \frac{I_C}{V_T}$

$$(5.119) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{1}{3} \beta \left( \frac{V_A}{V_T} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ صفحہ 595 پر مساوات 5.97 سادہ تفرقی جوڑے کی افزائش دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیکوڈ تفرقی ایمپلیناٹر کی افزائش اس سے  $\frac{2\beta}{3}$  گناہ زیادہ ہے۔



شکل 5.34: ماسفیٹ کا بنیادی تفرقی جوڑا

## 5.13 ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے

شکل 5.34 میں دو یکساں بڑھاتے ماسفیٹ پر مبنی بنیادی تفرقی جوڑا کھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں ماسفیٹ کو افرسانہ رکھا جاتا ہے۔ ارلی برق دباؤ کو نظر انداز کرتے ہوئے اسے حل کرتے ہیں۔ تفرقی اشارہ  $v_d$  سے مراد

$$v_d = v_{G1} - v_{G2}$$

ہے۔ چونکہ دونوں ماسفیٹ کے سورس آپس میں جڑے ہیں لہذا  $v_{S1} = v_{S2} = v_s$  کے برابر ہو گا۔ یوں  $v_d = v_{GS1} + v_s - (v_{GS2} + v_s)$  کو لکھتے ہوئے  $v_d = v_{GS1} - v_{GS2}$

$$(5.120) \quad v_d = (v_{GS1} + v_s) - (v_{GS2} + v_s) \\ = v_{GS1} - v_{GS2}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ دھیان رہے کہ  $v_{G1}$  اور  $v_{G2}$  تبدیل کرنے سے  $v_s$  بھی تبدیل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں  $v_{GS1} = v_{GS2} = V_{GS}$  ہوتا ہے۔ اس صورت میں تفرقی جوڑے کے دونوں ماسفیٹ میں برابریک سمیتی بر قی رو گزرتی ہے۔ تفرقی جوڑے میں کرخوف کے قانون برائے بر قی رو کی مدد سے

$$(5.121) \quad i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں بدلتے اشارے کے عدم موجودگی ( $v_d = 0$ ) میں اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.122) \quad I_{DS1} = I_{DS2} = I = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

بدلتے اشارے کے موجودگی میں

$$i_{DS1} = \frac{k_n}{2} (v_{GS1} - V_t)^2$$

$$i_{DS2} = \frac{k_n}{2} (v_{GS2} - V_t)^2$$

ہوں گے۔ آئیں  $i_{DS1}$  اور  $i_{DS2}$  کے ایسے مساوات حاصل کریں جن کا آزاد متغیرہ صرف  $v_d$  ہو۔ ایسا کرنے کی خاطر مندرجہ بالا دو مساوات کا جزو لیتے ہیں۔

$$\sqrt{i_{DS1}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS1} - V_t)$$

$$\sqrt{i_{DS2}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS2} - V_t)$$

$\sqrt{i_{DS2}}$  کو منفی کرتے ہیں

$$\sqrt{i_{DS1}} - \sqrt{i_{DS2}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS1} - v_{GS2})$$

$$= \sqrt{\frac{k_n}{2}} v_d$$

جہاں مساوات 5.121 کو استعمال کیا گیا۔ مساوات 5.121 سے  $i_{DS2}$  حاصل کر کے مندرجہ بالا مساوات میں پڑھ کرتے ہیں۔

$$\sqrt{i_{DS1}} - \sqrt{2I - i_{DS1}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} v_d$$

اس مساوات کا مریع لیتے ہیں

$$i_{DS1} + 2I - i_{DS1} - 2\sqrt{i_{DS1}}\sqrt{2I - i_{DS1}} = \frac{k_n}{2} v_d^2$$

$$2\sqrt{i_{DS1}}\sqrt{2I - i_{DS1}} = 2I - \frac{k_n}{2} v_d^2$$

اس کا دوبارہ مریع لیتے ہوئے دو درجی مساوات حاصل ہوتی ہے

$$4i_{DS1} (2I - i_{DS1}) = 4I^2 + \frac{k_n^2}{4} v_d^4 - 2Ik_n v_d^2$$

$$4i_{DS1}^2 - 8Ii_{DS1} + 4I^2 + \frac{k_n^2}{4} v_d^4 - 2Ik_n v_d^2 = 0$$

جس سے

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{8I \mp \sqrt{64I^2 - 4 \times 4 \times (4I^2 + \frac{k_n^2}{4}v_d^4 - 2Ik_nv_d^2)}}{2 \times 4} \\ &= I \mp \frac{\sqrt{2Ik_nv_d^2 - \frac{k_n^2}{4}v_d^4}}{2} \\ &= I \mp \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \end{aligned}$$

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 دو طرز

$$\begin{aligned} \sqrt{k_n} &= \frac{\sqrt{2I}}{V_{GS} - V_t} \\ \frac{k_n}{2I} &= \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \end{aligned}$$

پر بھی لکھا جا سکتا ہے جن کے استعمال سے مساوات 5.123 اور مساوات 5.124 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.125) \quad i_{DS1} = I + \left( \frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left( \frac{v_d}{2} \right)^2}$$

$$i_{DS2} = I - \left( \frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left( \frac{v_d}{2} \right)^2}$$

صفحہ 486 پر مساوات 4.49 باریک اشارے کی تعریف  $v_d \ll 2(V_{GS} - V_t)$  دیتا ہے۔ اگر داغلی اشارہ اس شرط پر پورا اترتا ہو تو مساوات 5.125 میں جزر کے اندر ایک سے منقی 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

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

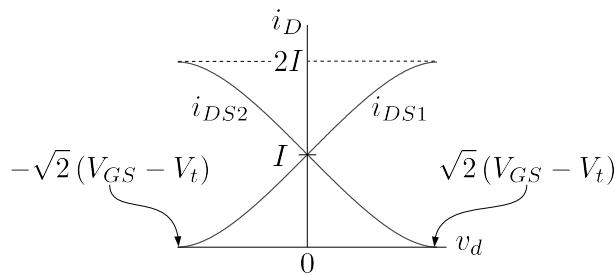
کے برابر ہے جہاں  $I_{DS}$  ماسفیٹ سے گزرتی یک سمیتی بر قی رو ہے۔ مساوات 5.126 میں یک سمیتی بر قی رو کو  $I$  کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 5.126 کو

$$(5.127) \quad i_{DS1} \approx I + g_m \left( \frac{v_d}{2} \right)$$

$$i_{DS2} \approx I - g_m \left( \frac{v_d}{2} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 5.127 کا انہائی 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۔ جب  $i_{DS1}$  اور  $i_{DS2}$  کے بھی  $2I$  کے برابر ہے۔ اس بدلتی بر قی رو کو  $i_d$  لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$(5.128) \quad i_d = g_m \left( \frac{v_d}{2} \right)$$



شکل 5.35: ماسفیٹ تفریقی جوڑے کے داخلی تفریقی برقی دہاو بالقابل خارجی برقی رو کے خط

بیوں

$$(5.129) \quad \begin{aligned} i_{DS1} &= I + i_d \\ i_{DS2} &= I - i_d \end{aligned}$$

کے برابر ہیں۔  $v_d$  کی وہ قیمت جس پر تمام کی تمام  $2I$  یک سمتی برقی رو کی ایک ماسفیٹ میں منتقل ہو جاتی ہے کو مساوات 5.125 کی مدد سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ ثبت  $v_d$  کی صورت میں برقی رو  $Q_1$  کو منتقل ہو گی۔ یوں  $i_{DS1} = 2I$  جبکہ  $i_{DS2} = 0$  ہوں گے۔ مساوات 5.125 میں  $i_{DS1} = 2$

$$(5.130) \quad |v_d| = \sqrt{2}(V_{GS} - V_t)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت سے  $v_d$  کو مزید بڑھانے سے برقی رو میں مزید تبدیلی رونما نہیں ہو گی۔ اتنی ہی منفی داخلی برقی دہاو کی صورت میں تمام کی تمام یک سمتی برقی رو  $Q_2$  کو منتقل ہو جائے گی اور یوں  $i_{DS1} = 0$  جبکہ  $i_{DS2} = 2I$  ہوں گے۔ شکل 5.35 میں مساوات 5.125 کے خط کھینچنے گئے ہیں۔ ان خطوط سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_d$  کی وہ قیمت جس پر تمام کی تمام برقی رو ایک جانب منتقل ہو جاتی ہے صفحہ 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  $V_t = 1.2 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  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۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے یوں

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 1.2)^2$$

لکھتے ہوئے  $2.614 \text{ V}$  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 انداز حاصل کریں۔

حل: مساوات 5.13 کی مدد سے

$$A_d = 0.1414 \times 10^{-3} \times 50000 = 7.07 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

---



---

مثال 5.13: شکل 5.34 میں دکھائے گئے ماسیفٹ 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  $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  کی قیمتیں مندرجہ ذیل صورتوں میں حاصل کریں۔

$$\leftarrow i_{DS1} = 100 \mu\text{A} .1$$

$$\leftarrow i_{DS1} = 150 \mu\text{A} .2$$

$$\leftarrow i_{DS1} = 200 \mu\text{A} .3$$

حل:

. 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 برقی 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 برقی زمین پر ہے۔ یوں ہم جانتے ہیں کہ  $v_{G2} = 0 \text{ V}$  پر ہے۔

$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$  حاصل ہوتا ہے۔ اور  $v_{GS2} = v_{G2} - v_S$  لکھتے ہوئے میں  $v_S = -2.614 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔  $v_{G1} = 0 \text{ V}$  اور  $v_{GS1}$  کی قیمتیں پر کرنے سے  $v_{GS2}$  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 یہ  $v_S = -2.2 \text{ V}$  سے

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$2.932 = v_{G1} - (-2.2)$$

$$v_{G1} = 0.732 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

$Q_1$  کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت  $i_{DS1} = 200 \mu\text{A}$  اور  $i_{DS2} = 0 \mu\text{A}$  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  $Q_2$  کے مساوات سے

$$0 = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS2} - 1.2)^2$$

$$v_{GS2} = 1.2 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$v_{GS2} = v_{G2} - v_S$$

$$1.2 = 0 - v_S$$

$$\text{اور } v_S = -1.2 \text{ V}$$

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$3.2 = v_{G1} - (-1.2)$$

$$v_{G1} = 2 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 5.14: مثال 5.13 میں  $v_{G1} = 4 \text{ V}$  کی صورت میں  $v_{GS1}, v_{GS2}, v_S$  اور  $v_{G1}$  کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل: مثال 5.13 میں دیکھا گیا کہ  $v_{GS1} = 3.2 \text{ V}$  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

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$3.2 = 4 - v_S$$

$v_S = 0.8 \text{ V}$  میں حاصل ہوتا ہے اور یوں سے

$$\begin{aligned} v_{GS2} &= v_{G2} - v_S \\ &= 0 - 0.8 \\ &= -0.8 \text{ V} \end{aligned}$$

ہو گا۔ اس صورت میں چونکہ  $v_{GS2} < V_t$  لہذا  $Q_2$  مقطوع ہو گا۔

### 5.14 داخلي انحرافی برقي دباؤ

ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں بھی ناقص پن پایا جاتا ہے۔ شکل 5.34 میں داخلي انحرافی برقي دباؤ<sup>29</sup> تین وجوهات سے پیدا ہو سکتا ہے۔ ڈرین پر نسب مزاجتوں میں فرق، دونوں ماسفیٹ کے  $\frac{W}{L}$  میں فرق اور دونوں ماسفیٹ کے  $V_t$  میں فرق وہ تین وجوهات ہیں۔ آئیں ان کے اثر کو باری باری دیکھیں۔

$$\begin{aligned} R_{D1} &= R_D + \Delta R_D \\ R_{D2} &= R_D - \Delta R_D \end{aligned} \quad (5.132)$$

کی صورت میں دونوں ماسفیٹ میں برابر برقی رو  $I$  تصور کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{D1} &= V_+ - I(R_D + \Delta R_D) \\ V_{D2} &= V_+ - I(R_D - \Delta R_D) \\ V_O &= V_{DS2} - V_{DS1} = 2I\Delta R_D \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو  $A_d$  سے تقسیم کرنے سے 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  $I_{DS}$  کو  $I$  کہا گیا ہے۔ یوں

$$A_d = g_m R_D = \left( \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \right) R_D$$

input offset voltage<sup>29</sup>

لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{OS} &= \frac{V_O}{A_d} \\ &= \frac{2I\Delta R_D}{\left(\frac{2I}{V_{GS}-V_t}\right) R_D} \end{aligned}$$

یعنی

$$(5.133) \quad V_{OS} = (V_{GS} - V_t) \left( \frac{\Delta R}{R} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔

آنئں اب  $k_n$  میں فرق کے اثرات کو دیکھیں۔ تصور کریں کہ

$$\begin{aligned} \left(\frac{W}{L}\right)_1 &= \frac{W}{L} + \Delta \left(\frac{W}{L}\right) \\ \left(\frac{W}{L}\right)_2 &= \frac{W}{L} - \Delta \left(\frac{W}{L}\right) \end{aligned} \quad (5.134)$$

ہیں۔ ایسی صورت میں

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_{n1}}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ i_{DS2} &= \frac{k_{n2}}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \end{aligned}$$

$i_{DS1}$  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

$$\begin{aligned} \frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} + 1 &= \frac{k_{n2}}{k_{n1}} + 1 \\ \frac{i_{DS2} + i_{DS1}}{i_{DS1}} &= \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}} \\ \frac{2I}{i_{DS1}} &= \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں تیرے قدم پر مساوات 5.121 کے تحت  $i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$  لکھا گیا۔ مندرجہ بالا مساوات کو اٹا کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{i_{DS1}}{2I} &= \frac{k_{n1}}{k_{n2} + k_{n1}} \\ &= \frac{k'_n \left[ \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]}{k'_n \left[ \frac{W}{L} - \Delta \left( \frac{W}{L} \right) + \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]} \\ &= \frac{\left[ \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]}{2 \frac{W}{L}}\end{aligned}$$

لکھا 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

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t - \Delta V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 - \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t + \Delta V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 + \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \end{aligned}$$

کھا 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  $\left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2$  کو وہ تب  $\Delta V_t \ll (V_{GS} - V_t)$  اگر

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \end{aligned}$$

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

$$V_O = (i_{DS1} - i_{DS2}) R_D$$

$$= -4IR_D \left( \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right)$$

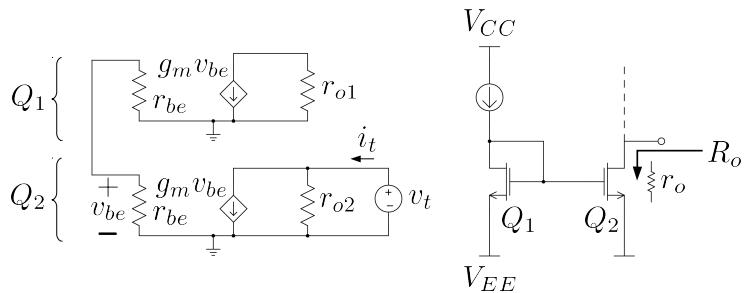
اور

$$(5.139) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = -2\Delta V_t$$

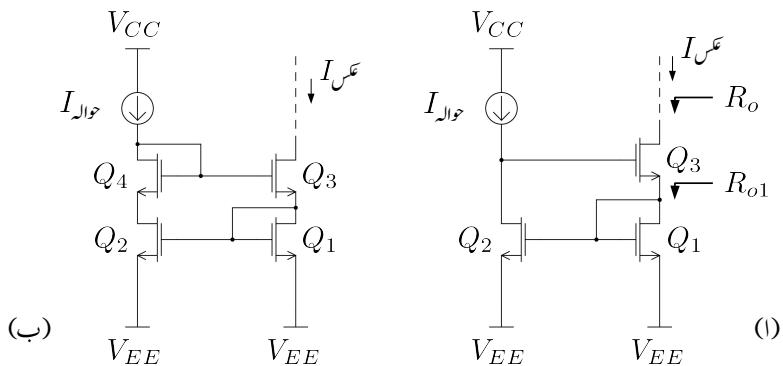
حاصل ہوتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے تفرقی جوڑے میں داخلی اخراجی برقی دباؤ دونوں بازوں کے  $R_C$  میں فرق اور دونوں ٹرانزسٹروں کے  $I_S$  میں فرق کی بنا پر پیدا ہوتا ہے۔ ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں داخلی اخراجی برقی دباؤ پیدا کرنے کی تیسری وجہ  $V_t$  بھی پائی جاتی ہے۔

## 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  $R_o = r_{o2}$  کے برابر ہے۔ آئیں یہی نتیجہ ماسفیٹ ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے حاصل کریں۔ خارجی مزاجمت حاصل کرنے کی خاطر  $Q_2$  کے ڈرین پر باریک اشاراتی  $v_t$  لاگو کرتے ہوئے  $i_t$  کا تخمینہ لگا کر  $\frac{v_t}{i_t}$  سے خارجی مزاجمت  $R_o$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔ شکل 5.36 میں دونوں ٹرانزسٹر کے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 5.36: سادہ آئینے کی خارجی مزاحمت

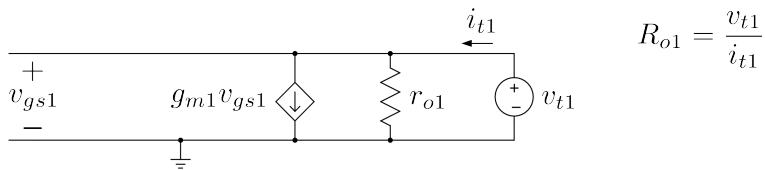


شکل 5.37: و سن آئینے کی خارجی مزاحمت

بھی دکھایا گیا ہے۔  $v_t$  کی عدم موجودگی میں دونوں ٹرانزسٹر کے  $v_{be} = 0V$  رہتے ہیں جس کی بنا پر دونوں کے  $g_m v_{be} = 0A$  ہوں گے۔  $v_t$  لاگو کرنے سے دونوں ٹرانزسٹروں کے  $v_{be}$  پر برقی دباؤ تبدیل نہیں ہوتا لہذا اب بھی دونوں کے  $g_m v_{be} = 0A$  ہی ہوں گے۔ اس طرح  $i_t = \frac{v_t}{r_{o2}} = r_o$  جس سے  $r_o = r_{o2}$  حاصل ہوتا ہے۔

جیسے آپ جانتے ہیں کہ آئینے کی خارجی مزاحمت جتنی زیادہ ہو اتنا بہتر ہے۔ آئین ماسفیٹ کے و سن آئینے پر غور کریں اور دیکھیں کہ اس کی خارجی مزاحمت کتنی حاصل ہوتی ہے۔

شکل 5.37 الف میں و سن آئینہ برقی رو دکھایا گیا ہے۔ دو جو ٹرانزسٹر سے بنائے گئے و سن 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 و سن آئینے میں ارلی برقی دباؤ کا اثر ختم ہو جاتا ہے۔



شکل 5.38: ماسفیٹ بطور ڈائیوڈ

خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر شکل 5.37 الاف 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۔

صفہ 416 پر شکل 3.132 میں دو جوڑٹرانزسٹر کے لکھر اور ہیں کو آپس میں جوڑ کر ڈائیوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 5.37 میں  $Q_1$  کو اسی طرز پر جوڑا گیا ہے۔ آئیں شکل 5.37 الاف میں  $Q_1$  کا خارجی مزاحمت  $R_{o1}$  حاصل کریں۔  $R_{o1}$  حاصل کرنے کی خاطر  $Q_1$  کے ڈرین پر  $v_{t1}$  لاگو کرتے ہوئے  $i_t$  کا تخمینہ لگاتے ہیں۔ شکل 5.38 میں ایسا کرتے ہوئے  $Q_1$  کا باریک اشارتی مساوی دور بنایا گیا ہے۔ چونکہ ڈرین اور گیٹ آپس میں جڑے ہیں لہذا  $v_{t1} = v_{gs1}$  ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{t1} &= g_{m1} v_{gs1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \\ &= g_{m1} v_{t1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

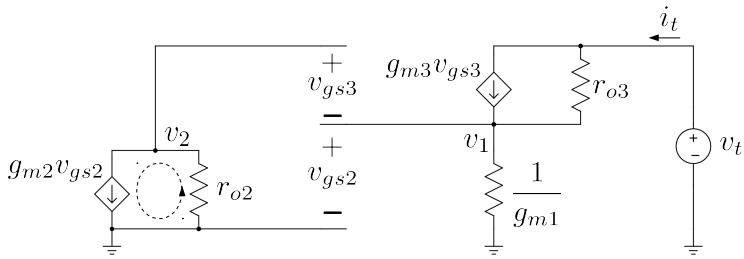
$$(5.140) \quad R_{o1} = \frac{v_{t1}}{i_{t1}} = \frac{r_{o1}}{1 + g_{m1} r_{o1}}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $1 \gg g_{m1} r_{o1}$  کی بنا پر اس مساوات کو

$$(5.141) \quad R_{o1} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

لکھا جا سکا ہے۔ اس مساوات کے تحت ڈائیوڈ کے طرز پر جڑے ماسفیٹ کو مزاحمت  $\frac{1}{g_{m1}}$  تصور کیا جا سکتا ہے۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے۔

شکل 5.37 الاف میں  $Q_1$  کی جگہ مزاحمت  $\frac{1}{g_{m1}}$  جبکہ بقا یا ٹرانزسٹروں کے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 5.39 حاصل ہوتا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ یہی مساوی دور ہے۔



شکل 5.39: ماشین آئینہ کا ہر ایک اشاراتی مساوی دور

شکل 5.39 میں  $Q_1$  کے ڈرین پر برقی دباؤ کو  $v_1$  کہا گیا ہے۔ تمام کی تمام مزاجت  $\frac{1}{g_{m1}}$  سے گزرتی ہے لہذا  $i_t = g_{m1}v_1$  کے برابر ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_1$  دراصل  $v_{gs2}$  ہی ہے لہذا

$$(5.142) \quad v_{gs2} = v_1 = \frac{i_t}{g_{m1}}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں  $Q_2$  کے ریاضی نمونہ میں

$$g_{m2}v_{gs2} = \frac{g_{m2}i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی برقی رو  $r_{o2}$  میں برقی زمین سے جوڑ  $v_2$  کی جانب روائی 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 کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned} i_t &= g_{m3}v_{gs3} + \frac{v_t - v_1}{r_{o3}} \\ &= -\frac{g_{m2}g_{m3}r_{o2}i_t}{g_{m1}} + \frac{v_t - g_{m1}i_t}{r_{o3}} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسری قدم پر مساوات 5.142 اور مساوات 5.143 کا استعمال کیا گیا۔ اس کو

$$i_t + \frac{g_{m2}g_{m3}r_{o2}i_t}{g_{m1}} + \frac{g_{m1}i_t}{r_{o3}} = \frac{v_t}{r_{o3}}$$

لکھتے ہوئے

$$(5.144) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = r_{o3} + \frac{g_{m2}g_{m3}r_{o2}r_{o3}}{g_{m1}} + g_{m1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر تمام ماسفیٹ بالکل یکساں ہوں تو  $r_{o2} = r_{o3} = r_o$  اور  $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$  کا کوئی اثر نہیں۔ آئیں ایک ایسے منبع رو<sup>30</sup> پر غور کریں جس کی پیدا کردہ برقی رو پر  $V_{EE}$  اور  $V_{CC}$  کا کوئی اثر نہیں۔ آئیں ایک ایسے منبع رو کو شکل 5.40 میں دکھایا گیا ہے۔

$$(5.145) \quad R_o \approx g_m r_o^2$$

حاصل ہوتا ہے۔

### 5.15.1 منبع دباؤ کے اثرات سے آزاد منبع رو

مختلف آئینہ برقی رو پر تبصرے کے دوران یہ تصور کیا گیا کہ حال I ایک مستقل مقدار ہے جس پر منبع دباؤ  $V_{CC}$  اور  $V_{EE}$  کا کوئی اثر نہیں۔ آئیں ایک ایسے منبع رو<sup>30</sup> پر غور کریں جس کی پیدا کردہ برقی رو پر  $V_+$ ،  $V_-$  وغیرہ کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔ ایسے منبع رو کو شکل 5.40 میں دکھایا گیا ہے۔

تمام ماسفیٹ کو افزاں نہ تصور کریں۔  $Q_3$  اور  $Q_4$  مل کر منبع برقی رو بناتے ہیں جسے اب تک ہم دیکھتے آ رہے ہیں۔  $Q_4$  اور  $Q_3$  بالکل یکساں ہیں۔ یوں  $I_{D1} = I_{D2}$  ہو گا۔ آئیں اب  $Q_1$  اور  $Q_2$  پر غور کریں۔  $Q_1$  کا برقی رو  $I_{D1}$  ہی ہے۔ اسی طرح  $Q_2$  کا برقی رو  $I_{D2}$  ہی ہے۔ یوں

$$I_{D1} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_t)^2$$

$$I_{D2} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

---

current source<sup>30</sup>

ان دونوں بر قی رو کو برابر لکھتے ہوئے

$$(5.146) \quad \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_t)^2 = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.147) \quad V_{GS1} = V_{GS2} + I_{D2}R$$

مساوات 5.147 کو مساوات 5.146 میں پُر کرتے ہوئے R کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$\frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t)^2 = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

دونوں اطراف کا جزر لیتے ہوئے

$$\sqrt{\left( \frac{W}{L} \right)_1} (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t) = \sqrt{\left( \frac{W}{L} \right)_2} (V_{GS2} - V_t)$$

س

$$R = \frac{V_{GS2} - V_t}{I_{D2}} \left[ \sqrt{\frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1}} - 1 \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔  $I_{D2}$  کی مساوات سے

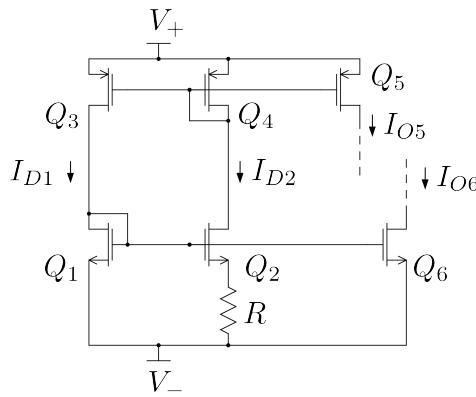
$$V_{GS2} - V_t = \sqrt{\frac{I_{D2}}{\frac{k_{n2}}{2}}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$(5.148) \quad R = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{k_{n2} I_{D2}}} \left[ \sqrt{\frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1}} - 1 \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کی مزاحمت اس بات کو تیقین بنائے گی کہ  $I_{D1} = I_{D2}$  ہوں گے۔ چونکہ  $R \geq 0$  ہوتا ہے لہذا

$$\left( \frac{W}{L} \right)_2 \geq \left( \frac{W}{L} \right)_1$$



شکل 5.40: منع دباؤ کے اثرات سے پاک منع رو

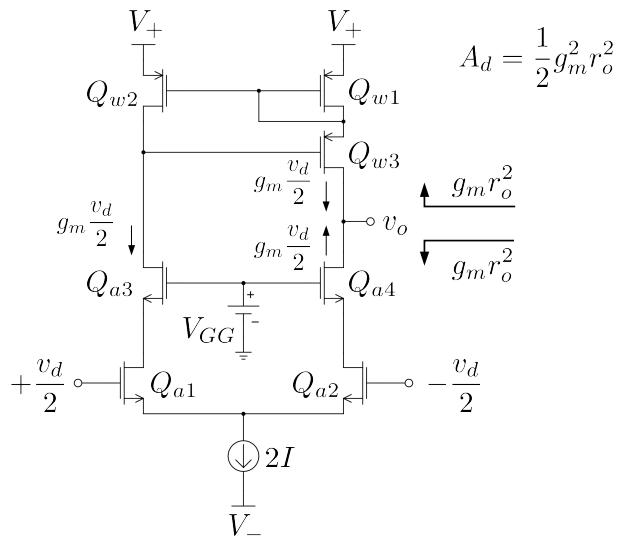
ہو گا۔  $Q_1$  کے بر قی رو کے عکس لینے کی خاطر  $V_{GS1}$  بر قی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں  $Q_6$  سے  $I_O6$  حاصل کیا گیا ہے جسے  $I_O5$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔ اسی طرح  $Q_4$  کے بر قی رو کے عکس لینے کی خاطر  $V_{GS4}$  بر قی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں  $Q_5$  سے  $I_O5$  حاصل کیا گیا ہے جسے  $I_O6$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔

$I_{D1}$  اور  $I_{D2}$  اس وقت تک  $V_+$  اور  $V_-$  کے اثرات سے آزاد رہتے ہیں جب تک  $Q_3$  اور  $Q_2$  افرائندہ رہیں۔ یاد رہے کہ  $Q_1$  کا گیٹ اور اس کا ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ہر صورت افرائندہ ہی رہتا ہے۔ اسی طرح  $Q_4$  کا گیٹ اور ڈرین بھی آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ماسفیٹ بھی ہر صورت افرائندہ ہی رہتا ہے۔

اور  $Q_4$  کا  $V_{SG4}$

### 5.16 ماسفیٹ کیسکوڈ ترقی ایمپلیفائر

شکل 5.41 میں ماسفیٹ سے بنایا گیا کیسکوڈ ترقی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں وسن آئینے کو بطور بر قی بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔ وسن آئینے کی خارجی مزاحمت گزشتہ حصے میں حاصل کی گئی۔ آئین کیسکوڈ کی خارجی مزاحمت بھی حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $Q_{a4}$  کے ڈرین پر  $v_t$  مہیا کرتے ہوئے  $i_t$  کا تخمینہ لگائیں گے۔  $\frac{v_t}{i_t}$  خارجی مزاحمت ہو گا۔



شکل 5.41: ماسفیٹ کیکوڈ تفریقی ایمپلیفیاٹر

شکل 5.42 میں کیکوڈ ایمپلیفیاٹر کا مطلوبہ حصہ دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی دونوں ماسفیٹ کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی دور بھی بنایا گیا ہے جہاں تفرقی داخلی اشارہ  $v_d = 0$  کا  $Q_{a2}$  کا سورس اور گیٹ دونوں برقی 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 جا سکتا تھا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تمام کی تمام  $r_{o2}$  سے گزرتی ہے لہذا  $v_1 = i_t r_{o2}$  کے برابر ہے۔ شکل سے صاف ظاہر ہے کہ  $v_{gs4} = -v_1$  ہے یوں

$$(5.149) \quad \begin{aligned} v_1 &= i_t r_{o2} \\ v_{gs4} &= -i_t r_{o2} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

$$\begin{aligned} i_t &= g_{m4} v_{gs4} + \frac{v_t - v_1}{r_{o4}} \\ &= -i_t g_{m4} r_{o2} + \frac{v_t - i_t r_{o2}}{r_{o4}} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسری قدم پر مساوات 5.149 کا سہارا لیا گیا۔ اس مساوات کو

$$i_t + i_t g_{m4} r_{o2} + \frac{i_t r_{o2}}{r_{o4}} = \frac{v_t}{r_{o4}}$$

لکھتے ہوئے

$$(5.150) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = r_{o4} + g_{m4} r_{o2} r_{o4} + r_{o2}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں درمیانی جزو 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  $r_o = r_0 = r_{o2} = r_{o4}$  اور  $g_m = g_{m4} = g_{m2}$  کھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$(5.151) \quad R_o = g_m r_o^2$$

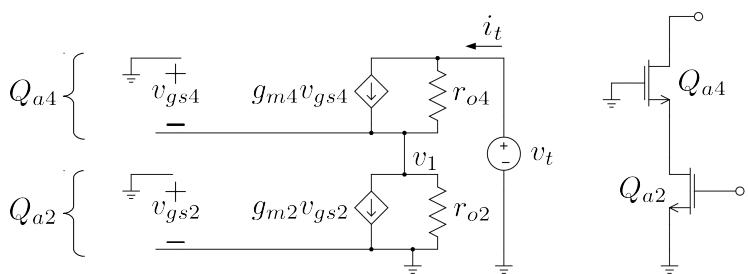
حاصل ہوتا ہے۔ شکل 5.41 میں اس خارجی مزاحمت کو دکھایا گیا ہے۔ کیسکوڈ تفریقی جوڑے کی خارجی مزاحمت اور ورن آئینے کی خارجی مزاحمت آپس میں متوازی جڑے ہیں لہذا ان کا مجموع  $\frac{8m r_o^2}{2}$  ہو گا۔ یوں کیسکوڈ تفریقی ایمپلینگر کا خارجی اشارہ

$$v_o = \left( g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) \left( g_m r_o^2 \right)$$

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 نارجی مراجحت

### سوالات

سوال 5.1: شکل 5.1 میں  $R_C = 15 \text{ k}\Omega$  اور  $I = 0.5 \text{ mA}$ ,  $V_{EE} = -10 \text{ V}$ ,  $V_{CC} = 10 \text{ V}$  اور  $\alpha = 0.97$  کی صورت میں  $v_o = v_{B1} = -2 \text{ V}$  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  $\alpha = 0.97$  کی صورت میں  $v_o = v_{B2} = -3.1 \text{ V}$  اور  $v_{B1} = -2 \text{ V}$  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:  $i_{DS1}$  کو  $i_{DS2}$  پر تقسیم کرتے ہوئے مساوات 5.136 حاصل کریں۔

سوال 5.7: مساوات 5.137 حاصل کریں۔

سوال 5.8: اگر شکل 5.23 میں  $Q_{11}$  کا لبریزی بر قی رو  $I_S \times 4$  ہو تو  $v_O = 0V$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $R_{B8}$  حاصل کریں۔

جواب:  $25.2 \text{ k}\Omega$

سوال 5.9: شکل 5.23 میں  $\beta = 100$  کا  $V_{EE} = -15V$ ,  $V_{CC} = 15V$ ,  $V_{C1} = 7.5V$  کا حاصل کریں۔ تمام ٹرانزسٹر کا  $I_{C9} = 1mA$  حاصل کرے۔  $R_{C9} = 1\text{ m}\Omega$  کا شامل کرتے ہوئے  $V_{C2} = V_{C3} = 0V$  حاصل کرنے کی خاطر  $R_{C2} = 10\text{ k}\Omega$  حاصل کریں۔  $R_{C5} = 3.33\text{ k}\Omega$ ,  $R_{C2} = 4.2857\text{ k}\Omega$ ,  $R_{C9} = 28.6\text{ k}\Omega$ ,  $R_{E8} = 2.5\text{ k}\Omega$  اور  $R_{E7} = 31.4\text{ k}\Omega$  کے لئے درکار  $I_{E8} = 6mA$  اور  $v_O = 0V$  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  $R_{E7} = 31.4 \text{ k}\Omega$

سوال 5.10: سوال 5.9 میں  $R_{C5}$  کی کس قیمت پر  $Q_5$  غیر افراہنده ہو جائے گا۔ یاد رہے کہ ٹرانزسٹر اس وقت غیر افراہنده 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 ایمپلینفار کے داخلی مزاحمت 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 تفرقی ایمپلینفار کی اندازش حاصل کرتے ہوئے کل اندازش  $A_d$  حاصل کریں۔

جوابات:  $A_d = 4380 \frac{\text{V}}{\text{V}}, 1 \frac{\text{V}}{\text{V}}, -3.65 \frac{\text{V}}{\text{V}}, -100 \frac{\text{V}}{\text{V}}, 12 \frac{\text{V}}{\text{V}}$

سوال 5.13: سوال 5.9 میں  $v_d = 200 \mu\text{V}$  ہے۔ پہلے، دوسرے، تیسرا اور چوتھے تفرقی ایمپلینفار کے خارجی اشارے دریافت کریں۔

جواب:  $0.876 \text{ V}, 0.876 \text{ V}, 0.24 \text{ V}, 2.4 \text{ mV}$

سوال 5.14: سوال 5.9 میں  $A_i$  حاصل کرتے ہوئے  $A_d$  کی قیمت حاصل کریں۔

سوال 5.15: صفحہ 610 پر شکل 5.29 ب میں  $R_E = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 12 \text{ k}\Omega$  جبکہ  $I_S = 10 \mu\text{A}$  ہیں۔  $v_O$  حاصل کریں۔

جواب: جواہر  $I_o = 0.83 \text{ mA}$  اور  $I_d = 9.3 \mu\text{A}$  حاصل ہوتے ہیں۔ اس جواب کو گراف کی مدد سے با آسانی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ اس کے علاوہ بار بار حل کرتے ہوئے بہتر سے بہتر جواب حاصل کرتے ہوئے بھی جواب حاصل کیا جاسکتا ہے۔

سوال 5.16: صفحہ 612 پر شکل 5.30 میں وُسْن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا  $\beta = 100$  اور  $r_o = 5 \text{ M}\Omega$  ہے۔  $I_d$  کی صورت میں خارجی مزاحمت  $R_o = 1.5 \text{ mA}$  حاصل کریں۔  $V_A = 150 \text{ V}$

$$\text{جواب: } R_o = 5 \text{ M}\Omega, r_o = 100 \text{ k}\Omega$$

سوال 5.17: صفحہ 633 پر شکل 5.36 میں ماسفیٹ وُسْن آئینہ دکھایا گیا ہے۔  $V_A = 50 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.4 \frac{\text{mA}^2}{\text{V}}$  لیتے ہوئے آئینے کی خارجی مزاحمت  $R_o$  اور افزائش  $A_d$  حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } A_d = 666 \frac{\text{V}}{\text{V}}, R_o = 1.22 \text{ M}\Omega$$

سوال 5.18: صفحہ 617 پر شکل 5.33 میں تفرقی کیکوڈ ایپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ اگر  $\beta = 100$  اور  $V_A = 200 \text{ V}$  ہوں تب  $A_d$  کی قیمت کیا ہو گی؟ اگر  $v_d = 0.00002 \sin \omega t$  ہو تو  $v_o$  کیا ہو گا؟

$$\text{جوابات: } v_o = 5.34 \sin \omega t, A_d = 267 \frac{\text{kV}}{\text{V}}$$



## الباب 6

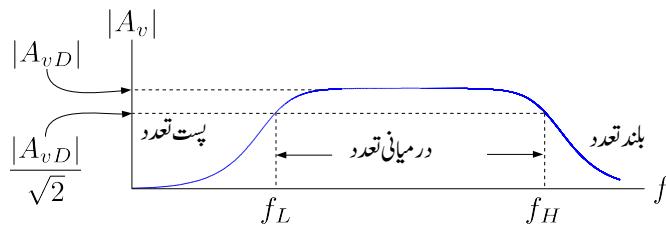
### ایمپلیفائر کا تعددی رد عمل اور فلٹر

#### 6.1 پست تعددی رد عمل

ٹرانزسٹر باب کے حصہ 3.10.6 میں ایمپلیفائر میں کپیسٹر کا استعمال دکھایا گیا جہاں کپیسٹر کی قیمت لا محمد وہ تصور کرتے ہوئے ادوار حل کئے گئے۔ اس باب میں کپیسٹر کے کردار پر تفصیلًا بحث کی جائے گی اور اس کی قیمت تعین کرنا سکھایا جائے گا۔

اس باب میں افرائش کی حقیقی قیمت  $|A|$  کو افراش ہی پکارا جائے گا۔ جہاں وضاحت کی ضرورت ہو وہاں اسے افرائش کی حقیقی قیمت کہہ کر پکارا جائے گا۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افرائش  $A_v$  (یا  $A_i$ ) کے حقیقی قیمت کی تعددی رد عمل عموماً شکل 6.1 کے طرز پر ہوتی ہے۔ ایسا خط عموماً لوگاریتم لوگاریتم<sup>1</sup> عدد پر کھنچا جاتا ہے۔ ایمپلیفائر کی زیادہ سے زیادہ افرائش  $A_{vD}$  (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 افرائش کم ہوتے ہوتے ہے۔  $\frac{|A_{iD}|}{\sqrt{2}}$  (یا  $\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ ) ہو جاتی ہے۔  $f_L$  کو پست انقطعی تعداد<sup>2</sup> جبکہ  $f_H$  کو بلند انقطعی تعداد<sup>3</sup> کہتے ہیں۔ ایمپلیفائر کی تعددی رد عمل کی بات کرتے ہوئے تعداد کی تین نکتے یا حدود کا عموماً ذکر ہوتا ہے جنہیں پست

log-log<sup>1</sup>  
low cut-off frequency<sup>2</sup>  
high cut-off frequency<sup>3</sup>



شکل 6.1: عمومی تعدادی رد عمل

تعداد<sup>4</sup>، درمیانی تعداد<sup>5</sup> اور بلند تعداد<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 ایکلیفیاٹ کو استعمال کیا جاسکتا ہے البتہ ان خطوں میں ایکلیفیاٹ کی افزائش کم ہوتی ہے۔ اسی لئے تا  $f_H$  کو ایکلیفیاٹ کا دائرہ کارکردگی<sup>9</sup> B کہتے ہیں یعنی

$$(6.1) \quad B = f_H - f_L$$

اگر  $f_H \gg f_L$  ہوتا ہے تو  $B \approx f_H$  لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$(6.2) \quad B \approx f_H$$

مشترکہ ایمپٹر ٹرانزسٹر ایکلیفیاٹ تک داخلي اشارے کی رسائی عموماً بذریعہ جفتی کپیسٹر  $C_B^{10}$  کی جاتی ہے جبکہ اس سے خارجی اشارے کی حصولی عموماً بذریعہ جفتی کپیسٹر  $C_C$  کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ قصری کپیسٹر<sup>11</sup>  $C_E$  اشارے کو مزاحمت  $R_E$  کے مقابل راستہ فراہم کرتے ہوئے افزائش بڑھاتا ہے۔ اس باب کے پہلے چند حصوں میں ان کپیسٹروں کا پست انقطاعی تعداد کے ساتھ تعلق پر غور کیا جائے گا۔ کم تعداد پر ان کپیسٹروں کی بر قی رکاوٹ بڑھ جاتی ہے جس کی وجہ سے  $A_v$  کی قیمت گھٹتی ہے۔ یوں یہی بیرونی<sup>12</sup> کپیسٹر پست انقطاعی تعداد  $f_L$  کی قیمت تعین کرتے ہیں۔ حقیقت میں پست انقطاعی تعداد  $f_L$  کا دار و مدار کپیسٹر  $C_E$  پر ہوتا ہے۔ بلند تعداد پر ان تمام

low frequency<sup>4</sup>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> دنیج ویج دنی کپیسٹر میں جنہیں ٹرانزسٹر کے ساتھ جوڑا جاتا ہے

بیرونی کپیسٹروں کی بر قی رکاوٹ نہیت کم ہو جاتی ہے اور انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔ مثال 6.10 میں بیرونی نسب کپیسٹر کی وجہ سے پیدا بلند انقطاعی نکتہ دکھایا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر کے  $B - E$  اور  $B - C$  جوڑ پر 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۔

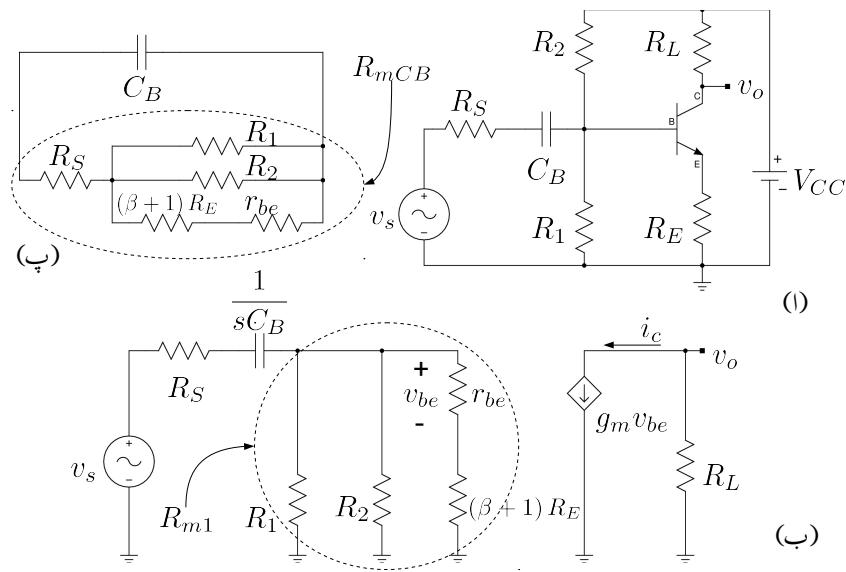
کم تعداد پر ٹرانزسٹر ایمپلیفیاٹر کی افرائش حاصل کرتے وقت صرف بیرونی کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ اندروونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ اسی طرح بلند تعداد پر صرف اندروونی کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا جاتا ہے اور درمیانی تعداد پر بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور جبکہ اندروونی کپیسٹروں<sup>13</sup> کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔

اس باب میں تمام مساوات لاپلاس بدل<sup>14</sup> استعمال کرتے ہوئے  $s$  کے ساتھ لکھے جائیں گے۔ سائن نما اشارات کے لئے  $s$  کی جگہ  $\omega$  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 سمتی بر قی رود کے لئے کھلے سرے کے کار 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 مونے میں پائے جانے والے کپیسٹر مثلاً  $Cb'e$  وغیرہ ٹرانزسٹر کے اندروونی کپیسٹر ہیں  
<sup>14</sup> Laplace transform



کپیٹر کا  $C_B$  کے لئے 6.2 کے نتائج

$C_B$  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 نچلے حصے سے  $(R_S + R_{m1}) C_B$  باہر نکالتے ہوئے مندرجہ ذیل مساوات حاصل ہوتا ہے۔

$$A_v = -R_L g_m \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left( \frac{s}{s + \frac{1}{(R_S + R_{m1}) C_B}} \right)$$

جیسے شکل 6.2 پ میں وضاحت کی گئی ہے کہ  $v_s$  کو تصریح دو تصور کرتے ہوئے،  $C_B$  کے متوازی کل مزاحمت کی قیمت  $R_{mCB}$  15 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 تعداد 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

15 لکھتے ہوئے اس میں  $R_m$  سے مراد متوازی مزاحمت بجھے  $C_B$  سے مراد کپیٹر 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 کی افزائش  $A_{vD}$  کہتے ہیں۔

$$(6.4) \quad A_{vD} = A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = -R_L g_m \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right)$$

$A_{vD}$  کو نکلی محدود کے طرز پر یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.5) \quad A_{vD} = |A_{vD}| / \underline{\theta_D}$$

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 حقیقتی قیمت جبکہ  $\theta_D$  افزائش کا زاویہ ہے۔  
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

$$(6.9) \quad A_v = |A_v| / \underline{\theta}$$

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 مثال 6.1 میں دیکھیں گے کہ درمیانی سطح کے تعداد کے لئے بھی یہی مساوات صحیح جوابات دیتا ہے۔ یوں  $A_{vD}$  کو ایک پلیناٹر کی درمیانی تعداد کی افراش کہتے ہیں۔

---

مثال 6.1: شکل 6.2 الف میں گزشتہ کئی مثالوں کی طرح

$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\ R_L = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\ R_S = 5 \text{ k}\Omega & C_B = 0.1 \text{ nF} \end{array}$$

لیتے ہوئے مندرجہ ذیل تعداد پر افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔

1. لا محدود

$$f = 1 \text{ MHz} .2$$

$$f = 100 \text{ kHz} .3$$

$$f = 10 \text{ kHz} .4$$

$$f = 1 \text{ kHz} .5$$

حل: یک سمی تجزیہ سے مندرجہ ذیل  $g_m$ ،  $r_{be}$  اور  $r_e$  حاصل ہوتے ہیں۔

$$\begin{aligned} g_m &= 4.064 \text{ mS} \\ r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx 246 \Omega \end{aligned}$$

1. 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 نئکی 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  $\pi$  ریڈیمین یعنی  $180$  کی تبدیلی رونما ہو گی۔

.2 پر مساوات  $6.8$  کی مدد سے  $1MHz$

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10^6 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -4.79443 - j0.03049 \\
 &= 4.7945/\underline{-3.13523}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ افزائش کی حقیقت قیمت لاحدہ و 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 پر  $f = 100 kHz$

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 100 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -4.7753 - j0.30372 \\
 &= 4.78495/\underline{-3.0781}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اب بھی افزائش تقریباً  $A_{vD}$  کے برابر ہے۔

.4 پر  $f = 10 kHz$

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -3.4137 - j2.1712 \\
 &= 4.04567/\underline{-2.5751}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ  $10 \text{ kHz}$  پر افراش کی قیمت قدر کم ہو گئی ہے یعنی اس کی موجودہ قیمت  $A_{vD}$  کے  $84\%$  ہے

$$\frac{4.04567}{4.79463} \times 100 = 84\%$$

جبکہ زاویہ  $-147^\circ$  ہے۔

پر  $f = 1 \text{ kHz}$  .5

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 1 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\ &= -0.1157 - j0.7357 \\ &= 0.7447 / -1.7268 \end{aligned}$$

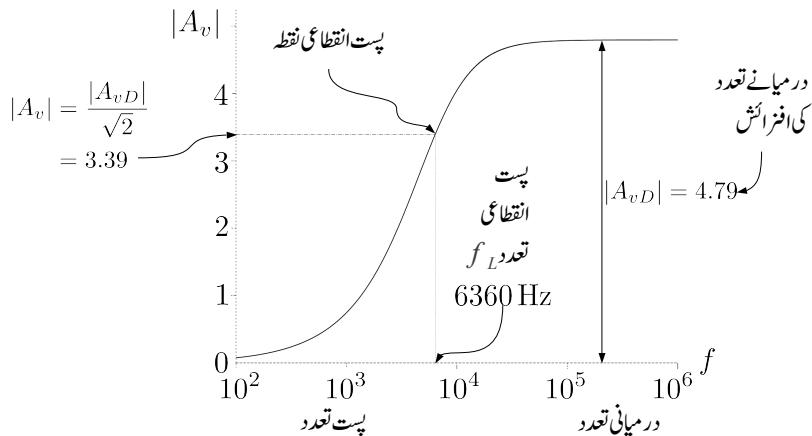
حاصل ہوتا ہے جو کہ نہایت کم افراش ہے۔ ایک کلو ہر ہزار کے تعداد پر حاصل کی گئی افراش  $A_{vD}$  کے صرف  $15\%$  ہے۔

$$\frac{0.7447}{4.79463} \times 100 = 15\%$$

ایک کلو ہر ہزار کے کم تعداد پر افراش کا نہایت کم ہو جانا صاف ظاہر ہے۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ ایک خاص حد سے زیادہ تعداد پر افراش کی قیمت کو تقریباً  $A_{vD}$  کے برابر تصور کیا جاسکتا ہے۔ البتہ اس حد سے کم تعداد پر افراش کی قیمت کم ہو جاتی ہے۔ بودا خط<sup>16</sup> اس قسم کے معلومات کو ظاہر کرنے کا ایک نہایت عمده طریقہ ہے۔ موجودہ مسئلے میں افراش بال مقابل تعداد کو بودا خط کے طرز پر شکل 6.3 میں کھینچا گیا ہے جہاں تعداد کو لوگاریتم<sup>17</sup> پیمانے پر دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں زیادہ تعداد پر افراش تبدیل نہیں ہوتی اور  $|A_{vD}|$  ہی رہتی ہے۔ حقیقت میں بلند تعداد<sup>18</sup> پر بھی افراش کم پڑ جاتی ہے۔ موجودہ حصے میں صرف پست تعداد<sup>19</sup> پر افراش کے کم ہونے پر غور کیا جائے گا۔ زیادہ تعداد پر افراش کے کم ہونے پر آگے جا کر غور کیا جائے گا۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ کم تعداد پر یہ ایسپلیغائر دا خلی اشارہ کو نہیں بڑھاتے

Bode plot<sup>16</sup>  
log<sup>17</sup>  
high frequency<sup>18</sup>  
low frequency<sup>19</sup>



شکل 6.3: پست انقطعی تعداد

گا۔ تعداد بذریج کم کرتے ہوئے، جس تعداد پر افزائش کی قیمت کم ہوتے ہوتے  $|A_v|$  کے  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  گنا ہو جائے اسی کو انقطعی 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 ایکلیفیا رکارڈ  $6360 \text{ Hz}$  سے کم تعداد کے اشارات کو نہیں بڑھاتا۔ جیسا کہ پہلے ذکر کیا گیا، زیادہ تعداد پر بھی ایکلیفیا رکارڈ کی افزائش کم ہو جاتی ہے یوں موجودہ نقطے کا پورا نام پست انقطعی نقطہ ہے جبکہ اس نقطے پر تعداد  $f_L$  کو پست انقطعی تعداد<sup>20</sup> پکارا جاتا ہے۔

مساوات 6.10 سے ہم پست انقطعی 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  $3 \text{ dB}$  کم) کے لئے حل کرتے ہیں

$$\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}} = |A_{vD}| \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_m C_B}\right)^2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_m C_B}\right)^2}}$$

low cut-off frequency<sup>20</sup>

دونوں جانب کا مریع لیتے ہوئے

$$\frac{1}{2} = \frac{\omega_L^2}{\omega_L^2 + \left( \frac{1}{R_{mCB} C_B} \right)^2}$$

۔

$$(6.11) \quad \begin{aligned} \omega_L &= \frac{1}{R_{mCB} C_B} \\ f_L &= \frac{1}{2\pi R_{mCB} C_B} \end{aligned}$$

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 مزاحمت  $R_{mCB}$  پر مختصر ہے۔ مثال 6.1 میں یوں

$$f_L = \frac{1}{2\pi (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}} = 6360 \text{ Hz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 6.2: مندرجہ بالا مثال 6.1 میں صرف  $C_B$  کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے ایمپلینیٹر کو انسانی آواز کا جیطہ 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 $C_E$

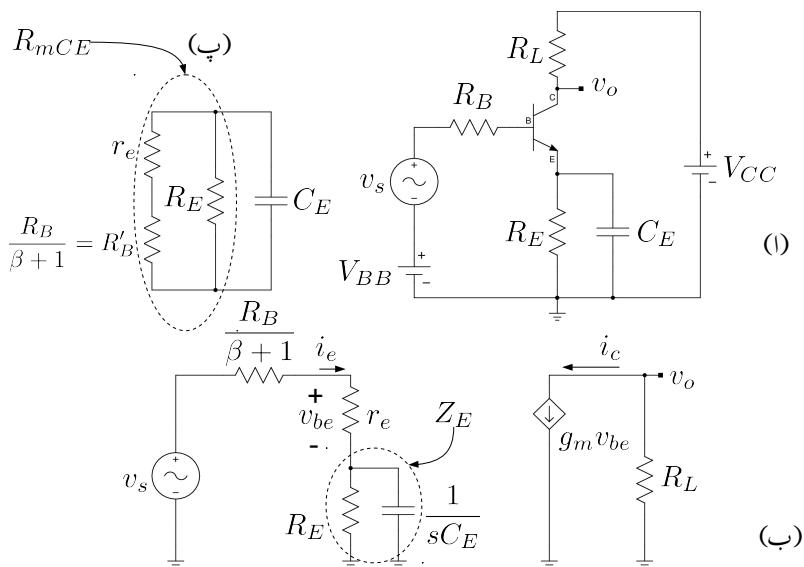
ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے علاوہ  $\beta$  میں تبدیلی سے نقطہ کارکردگی میں تبدیلی رونما ہونے کو  $R_E$  کے استعمال سے کم کیا جاتا ہے۔ البتہ ایپلیناٹ کی افراکش بڑھانے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے پر کم سے کم مزاحمت ہو۔ ان دو مقناد شرائط پر پورا اترتادور شکل 6.4 الف میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ کپیسٹر  $C_E$  کی سستی برتن روکے لئے کھلے دور کا کردار ادا کرتا ہے لہذا اس کے استعمال سے یک سستی متغیرات متاثر نہیں ہوتے۔  $C_E$  کو یوں چنا جاتا ہے کہ درکار تعداد پر اس کی برق رکاوٹ<sup>21</sup>  $R_E$  سے کم ہو۔ چونکہ  $C_E$  مزاحمت کے متوازی جڑا ہے لہذا بدلتی روکے نقطہ نظر سے ٹرانزسٹر کے ایمٹر پر کل رکاوٹ  $R_E$  سے کم ہو جاتی ہے اور یوں 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  $(\beta + 1)$  گناہ زیادہ نظر آتا ہے جبکہ بیس جانب مزاحمت کا عکس، ایمٹر جانب  $(\beta + 1)$  گناہ کم نظر آتا ہے۔ یوں بیس جانب کے مزاحمت  $R_B$  اور  $r_{be}$  کے عکس، ایمٹر جانب  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  اور  $\frac{R_B}{\beta+1}$  نظر آئیں گے۔

$$(6.13) \quad A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right) = (-R_L) (g_m) \left( \frac{r_e}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + Z_E} \right)$$

جہاں

$$(6.14) \quad \begin{aligned} \frac{1}{Z_E} &= sC_E + \frac{1}{R_E} \\ Z_E &= \frac{1}{sC_E + \frac{1}{R_E}} \end{aligned}$$



کے سے  $C_E$  کا درجہ 6.4

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 قوسین کو  $\left( sC_E + \frac{1}{R_E} \right)$  سے ضرب اور تقسیم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= -R_L g_m r_e \left( \frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{(R'_B + r_e) \left( sC_E + \frac{1}{R_E} \right) + 1} \right) \\ &= -R_L g_m r_e \left( \frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E (R'_B + r_e) + \frac{(R'_B + r_e)}{R_E} + 1} \right) \end{aligned}$$

نچلے جانب  $(R'_B + r_e)$  باہر نکالتے ہیں۔

$$A_v = -\frac{R_L g_m r_e}{(R'_B + r_e)} \left( \frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E + \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R'_B + r_e}} \right)$$

اس مساوات کے آخری قدم پر مساوات 6.16 استعمال کرتے ہوئے اسے مزید حل کرتے ہیں۔

$$A_v = - \left( \frac{R_L g_m r_e}{R'_B + r_e} \right) \left( \frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E + \frac{1}{R_{mCE}}} \right)$$

کسر کے اوپر اور نیچے سے  $C_E$  باہر نکلتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$(6.17) \quad A_v = - \left( \frac{R_L g_m r_e}{R'_B + r_e} \right) \left( \frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{1}{R_{mCE} C_E}} \right)$$

اس کو مساوات 6.12 کے طرز پر لکھتے ہیں یعنی

$$(6.18) \quad A_v = A_{vD} \left( \frac{s + \omega_1}{s + \omega_2} \right)$$

۲

$$(6.19) \quad \begin{aligned} A_v &= A_{vD} \left( \frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} \right) \\ &= A_{vD} \left( \frac{j2\pi f + 2\pi f_1}{j2\pi f + 2\pi f_2} \right) \\ &= A_{vD} \left( \frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \end{aligned}$$

جہاں

$$(6.20) \quad \begin{aligned} \omega_1 &= 2\pi f_1 = \frac{1}{R_E C_E} \\ \omega_2 &= 2\pi f_2 = \frac{1}{R_{mCE} C_E} \end{aligned}$$

اور

$$(6.21) \quad A_{vD} = - \left( \frac{R_L g_m r_e}{R'_B + r_e} \right)$$

کے برابر ہیں۔ کسی بھی تعداد  $\omega$  پر

$$(6.22) \quad |A_v| = |A_{vD}| \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_1^2}}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}}$$

- ۶۷

مساویات 6.18 میں  $\omega$  کی قیمت کو  $\omega_1$  اور  $\omega_2$  سے بہت زیادہ تصور کرتے ہوئے افراش کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ اس زیادہ تعدد کو  $\omega \rightarrow \infty$  تصور کرتے ہوئے

$$(6.23) \quad A_v \Bigg|_{\omega \rightarrow \infty} = A_{vD} \left( \frac{j\infty + \omega_1}{j\infty + \omega_2} \right) = A_{vD}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $A_{vD}$  درمیانی تعدد پر افراش ہے۔

عموماً ایکلینیکر مساویات 3.33 کے تحت تعلیق دئے جاتے ہیں جس کے مقابل  $R_E$  کی قیمت  $\frac{R_B}{(\beta+1)}$  سے بہت زیادہ ہوتی ہے۔ اگر مساویات 3.33 کے شرط کو قدر تبدیل کر کے یوں بیان کیا جائے کہ

$$(6.24) \quad R_E \gg \frac{R_B}{\beta+1} + r_e$$

تب مساویات 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 مساویات 6.24 اور مساویات 3.33 کو تقریباً ایک ہی شرط تصور کیا جا سکتا ہے۔ افراش  $|A_v|$  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 مساویات 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 مساویات 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 مساویات 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: ۶.۴ کل اف میں

$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & V_{BB} = 2.376 \text{ V} \\ R_L = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\ R_B = 269.3 \text{ k}\Omega & \beta = 179 \\ C_E = 10 \text{ nF} & \end{array}$$

ہیں۔  $A_v$  کا خط پھیلے اور  $f_L$  اور  $A_{vD}$

مل: 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

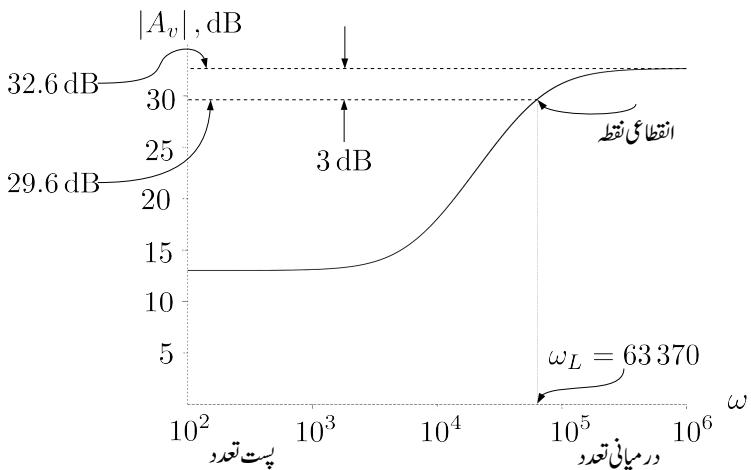
$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{mCE}} &= \frac{1}{15000} + \frac{1}{\frac{269300}{179+1} + 246} \\ R_{mCE} &= 1560.83 \Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں  $R_E$  سے بہت کم ہے۔ مساوات 6.20 کے تحت

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{15000 \times 10 \times 10^{-9}} = 6666 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ \omega_2 &= \frac{1}{1560.83 \times 10 \times 10^{-9}} = 64068 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ  $\omega_2^2$  کی قیمت سے زیادہ ہے لذا مساوات 6.27 کے تحت

$$\begin{aligned} \omega_L &= \sqrt{64068^2 - 2 \times 6666^2} = 63370 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ f_L &= \frac{63370}{2 \times \pi} = 10 \text{ kHz} \end{aligned}$$



شکل 6.5 میں  $\omega_L$  سے حاصل

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۔

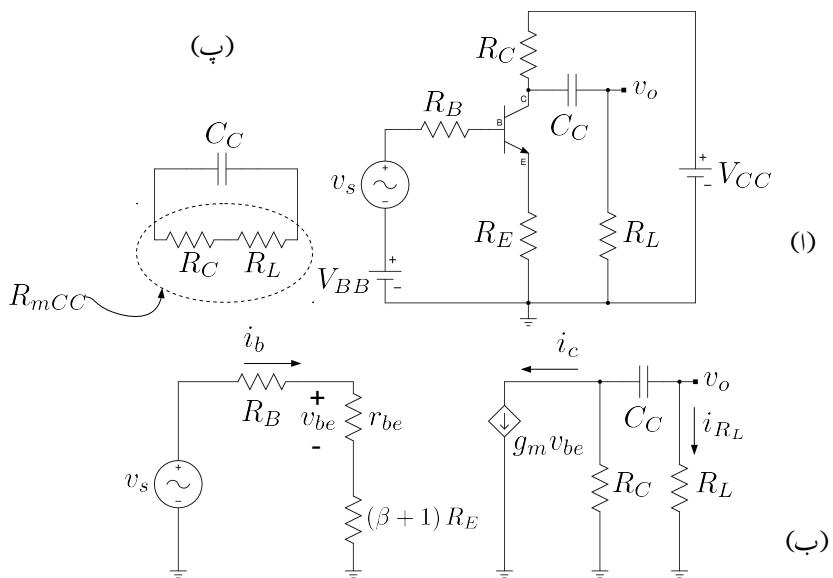
مساوات 6.21 سے درمیانی تعداد کی افزائش حاصل کرتے ہیں۔

$$A_{vD} = -\frac{75000 \times 4.064 \times 10^{-3} \times 246}{\frac{269300}{179+1} + 246} = -43 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

اور یوں کسی بھی تعداد پر افزائش کی مساوات مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$(6.28) \quad A_v = -43 \left( \frac{s + 6666}{s + 64068} \right)$$

شکل 6.5 میں  $|A_v| = 43 \sqrt{\frac{\omega^2 + 6666^2}{\omega^2 + 64068^2}}$  کا خط کھینچا 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 ڈیسی بیل<sup>24</sup> میں پڑھا جائے گا۔



شکل 6.6:  $C_C$  کے اثرات

## 6.4 کلکٹر سرے پر کپیسٹر $C_C$

ایمپلیفیاٹر کا خارجی اشارہ کپیسٹر  $C_C$  کے ذریعہ حاصل کرنے سے یک سمتی متغیرات متاثر نہیں ہوتے۔ شکل 6.6 اف میں کلکٹر سرے سے  $C_C$  کے ذریعہ خارجی اشارے کو درکار مقام یعنی  $R_L$  تک پہنچایا گیا ہے۔ شکل 6.6 ب میں اسی کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا۔ سلسلہ وار جڑے  $R_L$  اور  $C_C$  کا برقی رکاوٹ  $Z$

$$Z = R_L + \frac{1}{sC_C}$$

ہے۔ برقی روکے تقسیم کی مساوات سے  $R_C$  کے ساتھ متوالی جڑے برقی رکاوٹ  $Z$  میں  $i_{R_L}$  یوں حاصل کیا جائے گا۔

$$i_{R_L} = - \left( \frac{R_C}{R_C + Z} \right) i_c$$

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 دوسری جانب آخوند 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 دوسری 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

ایکلیفائر کے افزائش بال مقابل تعداد کے خط کو عموماً بوڈا خط<sup>25</sup> کے طرز پر کھینچا جاتا ہے<sup>26</sup>۔ افزائش کی حتمی قیمت بال مقابل تعداد اور افزائش کا زاویہ بال مقابل تعداد کے خط علیحدہ کھینچے جاتے ہیں جنہیں حتمی قیمت بال مقابل تعداد کا بوڈا خط اور زاویہ بال مقابل تعداد کا بوڈا خط پکارا جاتا ہے۔ حتمی قیمت بال مقابل تعداد کے بوڈا خط میں افقی محدود پر  $\log f$  یا  $\log \omega$  جبکہ اس کے عمودی محدود پر  $20 \log|A_v|$  رکھے جاتے ہیں۔ یوں عمودی محدود پر حتمی قیمت ڈیسی بیل<sup>27</sup> میں پائی جائے گی۔ زاویہ بال مقابل تعداد کے بوڈا خط میں افقی محدود پر  $\log f$  یا  $\log \omega$  جبکہ عمودی محدود پر زاویہ  $\theta$  رکھا جاتا ہے۔ بوڈا خطوط کو سمجھنے کی خاطر مساوات 6.19 کو مثال بناتے ہوئے افزائش کی حتمی قیمت بال مقابل تعداد کا بوڈا خط کھینچتے ہیں۔ مساوات میں

$$A_{vD} = -177.8 \frac{V}{V}$$

$$f_1 = 100 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 10 \text{ kHz}$$

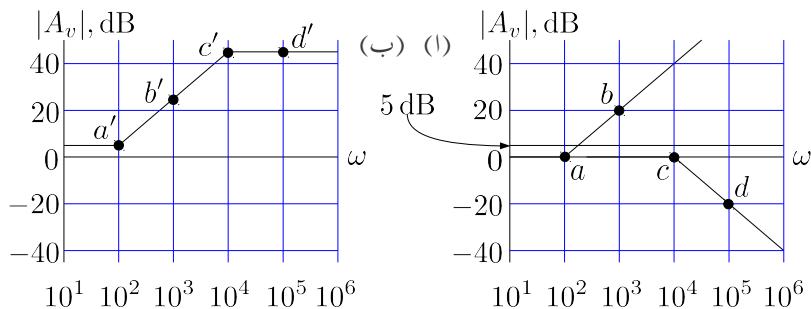
لیتے ہوئے یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= A_{vD} \left( \frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \\ &= A_{vD} \frac{f_1}{f_2} \left( \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}} \right) \\ &= -177.8 \left( \frac{100}{10000} \right) \left( \frac{1 + j \frac{f}{100}}{1 + j \frac{f}{10000}} \right) \\ &= -1.778 \left( \frac{1 + j \frac{f}{100}}{1 + j \frac{f}{10000}} \right) \\ &= |A_v| e^{j\theta} \end{aligned}$$

Bode plot<sup>25</sup>

<sup>26</sup> بندر کے 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: حقیقت بال مقابل تعدادی کے بوڈا خط کے اجزاء

جہاں

$$(6.31) \quad |A_v| = 1.778 \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{100}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{10000}\right)^2}}$$

$$\theta = \pi + \left( \tan^{-1} \frac{f}{100} \right) - \left( \tan^{-1} \frac{f}{10000} \right)$$

کے برابر ہیں۔ آئیں مساوات 6.31 کو استعمال کرتے ہوئے  $|A_v|$  بال مقابل  $f$  کا بوڈا خط کھینچنا سیکھیں۔

$$(6.32) \quad |A_v|_{dB} = 20 \log 1.778 + 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{100^2}} - 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{10000^2}}$$

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 الف 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

$$(6.34) \quad 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \rightarrow 20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_1}\right)^2} = 20 \log \frac{f}{100} \text{ dB}$$

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  $60$  ڈیسی 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  $20 \text{ dB}$  فی دہائی کے شرح سے بڑھتی ہے۔ افقی محور پر تعداد کا لوگاریتم لیتے ہوئے ان قیمتیں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو  $f_1$  یعنی  $2 = \log(100)$  پر چھوٹے ہوئے  $20 \text{ dB}$  فی دہائی کے شرح سے بڑھتا ہے۔ ایسا خط کھینچنے وقت  $(f_1, 0 \text{ dB})$  اور  $(10f_1, 20 \text{ dB})$  کے مقام پر نقطے لگا کر انہیں سیدھی لکیر سے جوڑتے ہوئے حاصل کیا جاتا ہے۔

شکل 6.7 الف میں  $(f_1, 0 \text{ dB})$  یعنی  $(10^2, 0 \text{ dB})$  اور اسی طرح  $(10f_1, 20 \text{ dB})$  یعنی  $(10^3, 20 \text{ dB})$  پر نقطہ  $a$  دکھائے گئے ہیں۔ نہایت کم تعداد پر مساوات 6.33 کے مطابق اس جزو کی قیمت  $0 \text{ dB}$  ہے۔ حقیقت میں بودا خط کھینچنے وقت کم تعداد کو  $f_1 \ll f$  کی بجائے  $f \leq f_1$  لیا جاتا ہے۔ یوں نقطہ  $a$  سے کم تعداد پر اس جزو کی قیمت  $0 \text{ dB}$  دکھائی گئی ہے۔ اس طرح بودا خط کھینچنے ہوئے نہایت زیادہ تعداد کو  $f_1 \gg f$  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 بودا خط ہے۔

مساوات 6.32 کے تیرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعدد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعداد یعنی  $f \ll f_2$  پر

$$(6.35) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

جبکہ نہایت زیادہ تعداد یعنی  $f \gg f_2$  پر

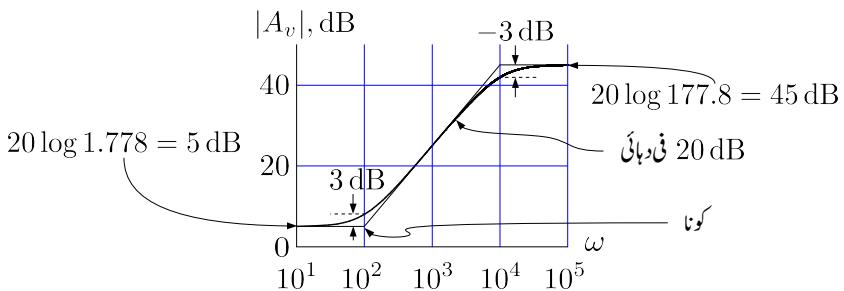
$$(6.36) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow -20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \\ = -20 \log \frac{f}{10000} \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر  $f_2 = 10000$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

$-20 \log \frac{f}{10000}$  کی قیمت 0، 10000، 100000، 1000000 اور 10000000 کے تعداد پر 20، 40، 60 اور 40-ڈبی میں بدل حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جا سکتا ہے کہ تعداد دس گناہ کرنے سے افراش 20 dB کھٹتی ہے یا کہ افراش -20 dB فی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتی ہے۔ افقي محور پر تعداد کا لوگاریتم لیتے ہوئے ان قیمتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو  $f_2$  یعنی  $\log(10000)$  پر چھوٹے ہوئے -20 dB فی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ ایسا خط کھینچنے وقت  $f_2$  تعداد پر 0 dB اور  $10f_2$  تعداد پر -20 dB کے مقام پر نقطے لگا کر انہیں سیدھی لکیر سے جوڑتے ہوئے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل 6.7 الف میں ان نقطوں کو c اور d سے ظاہر کیا گیا ہے۔ یاد رہے کہ  $f_2$  یعنی  $10^4$  سے کم تعداد پر اس جزو کی قیمت 0 dB ہے۔

شکل 6.7 ب میں ان تینوں خطوط کا مجموعہ لیا گیا ہے جو کہ مساوات 6.31 کے  $|A_v|$  کا مکمل بودا خط ہے۔ شکل 6.7 الف میں نقطہ a پر مساوات 6.32 کے پہلے جزو کے خط کی قیمت 5 dB جبکہ بقیا دو اجزاء کے قیمتیں 0 dB ہیں۔ یوں ان کا مجموعہ 5 dB ہے جسے شکل 6.7 ب میں a' سے ظاہر کیا گیا ہے۔ b پر ان تین اجزاء کے قیمتیں 5، 5 dB اور 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، 5 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 حقیقیت کمتر تعداد پر حاصل کریں۔ بودا خط کی قیمت یہی رکھتے ہوئے تعداد بڑھائیں حتیٰ کہ مساوات کا صفر یا قطب آجائے۔ اگر صفر



شکل 6.8: اصل خط اور بوڈا خط کا موازنہ

آجائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 فن دہائی کی شرح سے بڑھانا شروع کر دیں اور اگر قطب آجائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 فن دہائی کی شرح سے گھٹانا شروع کر دیں۔ تعدد بڑھاتے رہیں حتیٰ کہ مساوات کا اگلا صفر یا قطب آجائے۔ ہر مرتبہ صفر آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں 20 dB میں کا اضافہ لائیں جبکہ قطب آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں 20 dB کی کمی لائیں۔

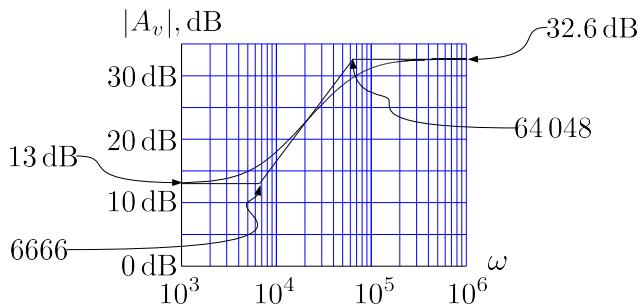
شکل 6.8 میں مساوات 6.31 کے بوڈا خط اور اس کا حقیقی خط<sup>29</sup> ایک ساتھ دکھائے گئے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوڈا خط کے کونوں پر دونوں خطوط میں 3 dB کا فرق پایا جاتا ہے جبکہ بقیا تعدد پر دونوں تقریباً ایک ہی طرح کے ہیں۔ مساوات 6.33 سے اس فرق کو سمجھا جاسکتا ہے۔ کونے پر تعدد  $f_1$  کے برابر ہے یوں اس مساوات سے

$$20 \log \sqrt{1 + \left( \frac{f_1}{f_2} \right)^2} = 20 \log \sqrt{2} \approx 3 \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے ناکہ 0 dB - اسی حقیقت کے بنا پر بوڈا خط کے کونوں کو 3 dB نقطے بھی کہتے ہیں۔

#### مثال 4: مساوات 6.28 کا بوڈا خط پہنچیں۔

<sup>29</sup> حقیقی خط کمپیوٹر کے پروگرام میں لیپ matlab یا آئیسو octave کی مدد سے آسانی سینچا جاسکتا ہے۔ اس تاب میں پیش خلوط لینکس linux میں پائے جانے والے پروگرام آئیسو استعمال کرتے ہوئے ہی سینچے 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

$$|A_v|_{\omega \rightarrow 0} = 43 \left( \frac{0 + 6666}{0 + 64068} \right) = 4.474$$

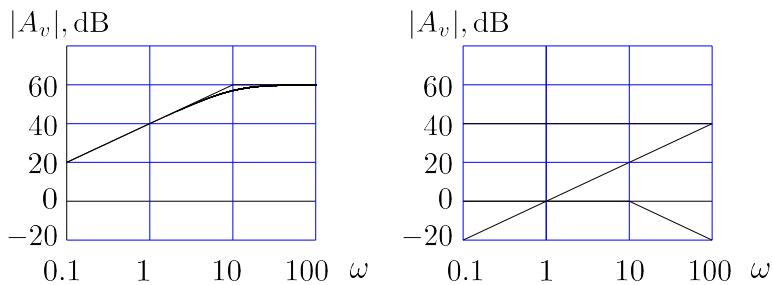
لیکنی

$$20 \times \log 4.474 \approx 13 \text{ dB}$$

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 کچھیں۔

$$A_v = \frac{1000s}{s + 10}$$



شکل 6.10:

حل: اس کو عمومی طرز پر لکھتے ہیں۔

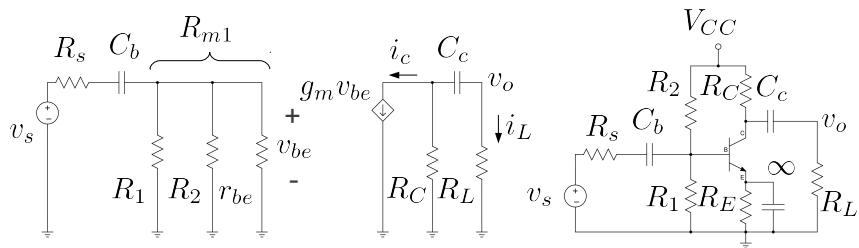
$$A_v = \frac{100j\omega}{\frac{j\omega}{10} + 1}$$

جسے ڈیگری بیل میں لکھتے ملتا ہے

$$A_v = 20 \log 100 + 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{\frac{\omega^2}{10^2} + 1}$$

اس کے بودا خط کے اجزاء شکل 6.10 الف جبکہ مکمل بودا خط شکل ب میں دکھائے گئے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں دی گئی مساوات میں کسر کے اوپر تعددی جزو پر غور کریں۔ بودا 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 ڈیگری بیل فی دہائی کی شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ اس کے بر عکس  $(j\omega)$  کہیں بھی 0 dB پر برقرار نہیں رہتا۔ یہ  $\omega = 1$  پر 0 dB سے گزرتے ہوئے میں ڈیگری بیل فی دہائی کی شرح سے تمام تعداد پر تبدیل ہوتا ہے۔ اگر یہ جزو بطور صفر پایا جائے تو یہ میں ڈیگری بیل فی دہائی کی شرح سے بڑھتا ہے جبکہ اگر جزو بطور قطب پایا جائے تو یہ میں ڈیگری بیل فی دہائی کی شرح سے گھشتتا ہے۔



شکل 6.11: بیس اور کلکٹر پر کپیسٹر نسب کرنے کے اثرات

### 6.6 بیس اور کلکٹر بیر ونی کپیسٹر

شکل 6.11 میں بیس اور کلکٹر پر کپیسٹر نسب کئے گئے ہیں۔ اگرچہ شکل میں ایمپیٹر پر  $C_E$  بھی نسب ہے لیکن اس کی قیمت لامحدود تصور کی گئی ہے۔ یوں درکار تعدد پر اس کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ مساوی شکل میں

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}}$$

لیتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = \left( \frac{v_o}{i_L} \right) \left( \frac{i_L}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right) \\ &= R_L \left( -\frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_c}} \right) (g_m) \left( \frac{R_{m1}}{R_s + R_{m1} + \frac{1}{sC_b}} \right) \\ &= -g_m R_L R_C R_{m1} \left( \frac{sC_c}{sC_c (R_C + R_L) + 1} \right) \left( \frac{sC_b}{sC_b (R_s + R_{m1}) + 1} \right) \\ &= -\frac{g_m R_L R_C R_{m1}}{(R_C + R_L) (R_s + R_{m1})} \left( \frac{s}{s + \frac{1}{C_c (R_C + R_L)}} \right) \left( \frac{s}{s + \frac{1}{C_b (R_s + R_{m1})}} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات میں

$$(6.37) \quad \begin{aligned} \omega_c &= \frac{1}{C_c (R_C + R_L)} \\ \omega_b &= \frac{1}{C_b (R_s + R_{m1})} \end{aligned}$$

لیتے ہوئے یوں لکھا 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 انقطعی تعدد پر  $|A_v| = \frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$  کے برابر ہو گا۔ یوں مساوات 6.39 میں پست انقطعی تعدد 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  $C_b$  اور  $C_c$  کا ایک دوسرے پر کوئی اثر نہیں۔ مساوات 6.39 اسی حقیقت کی تصدیق کرتا ہے۔

### مثال 6.6: شکل 6.11 میں

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, R_C = 1.8 \text{ k}\Omega, R_E = 200 \text{ }\Omega$$

$$R_1 = 2.2 \text{ k}\Omega, R_2 = 16 \text{ k}\Omega, R_s = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 99, R_L = 1.8 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔

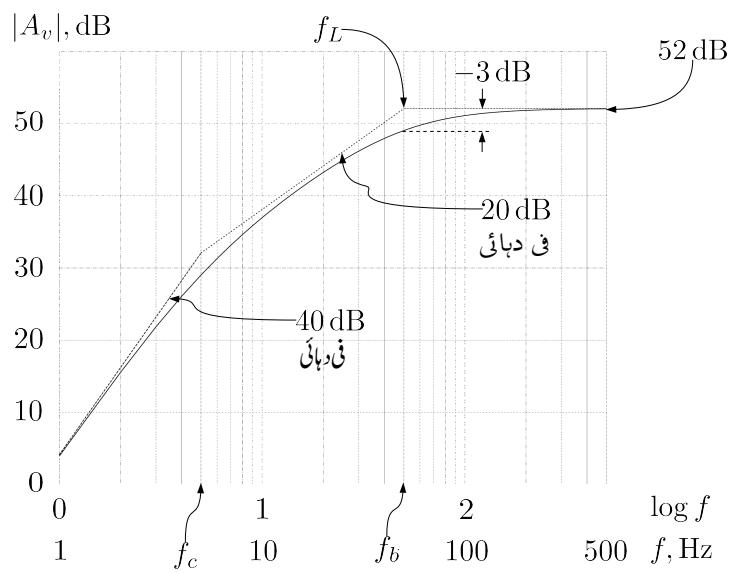
- $C_c$  اور  $C_b$  کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ  $f_c = 5 \text{ Hz}$  اور  $f_b = 50 \text{ Hz}$  جبکہ  $f_c = 5 \text{ Hz}$  ہو۔
- مندرجہ بالا قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.39 کا بودا خط کپیجتے ہوئے پست انقطاعی تعداد حاصل کریں۔
- $f_b = f_c$  رکھتے ہوئے پست انقطاعی تعداد  $50 \text{ Hz}$  حاصل کرنے کی خاطر  $f_b$  اور  $f_c$  حاصل کریں۔

حل: نقطہ کار کردگی حاصل کرتے وقت تمام کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتے ہیں۔ مسئلہ تھوڑی کم مدد سے  $g_m = I_{CQ} / V_{th} = 1.768 \text{ mA} / 1.0879 \text{ V} = 1.61 \text{ S}$  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: پست انتظامی نقطہ زیادہ تعدادے کو نہ پڑھے

- شکل 6.12 میں بوداخط کھینچ گیا ہے جہاں سے واضح ہے کہ پست انقطائی تعداد تقریباً  $f_b$  کے برابر ہے۔ شکل میں 1Hz تا 5Hz بوداخط کی ڈھلوان 40dB فی دہائی ہے جبکہ 5Hz تا 50Hz اس کی ڈھلوان 20dB فی دہائی ہے۔

جب بھی بوداخط میں پست انقطائی نقطہ تعین کرنے والے کونوں میں سب سے زیادہ تعداد پر پائے جانے والے کونے سے بقایا کونے دور دور ہوں، ایسی صورت میں پست انقطائی نقطہ تقریباً اسی زیادہ تعداد کے کونے پر ہو گا۔

اسیں مساوات 6.40 حل کرتے دیکھیں کہ جواب کیا حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں  $\omega_c$  اور  $\omega_b$  کی قیمتیں پر کرتے ملتا ہے

$$\omega_L = 317.254$$

$$f_L = 50.49 \text{ Hz}$$

- مساوات 6.40 میں  $\omega_c = \omega_b$  پر کرتے حل کرتے ہیں

$$\omega_L^2 = \frac{2\omega_b^2 + \sqrt{\omega_b^4 + 6\omega_b^4 + \omega_b^4}}{2} = (1 + \sqrt{2}) \omega_b^2$$

یوں

$$\omega_L = \left( \sqrt{1 + \sqrt{2}} \right) \omega_b$$

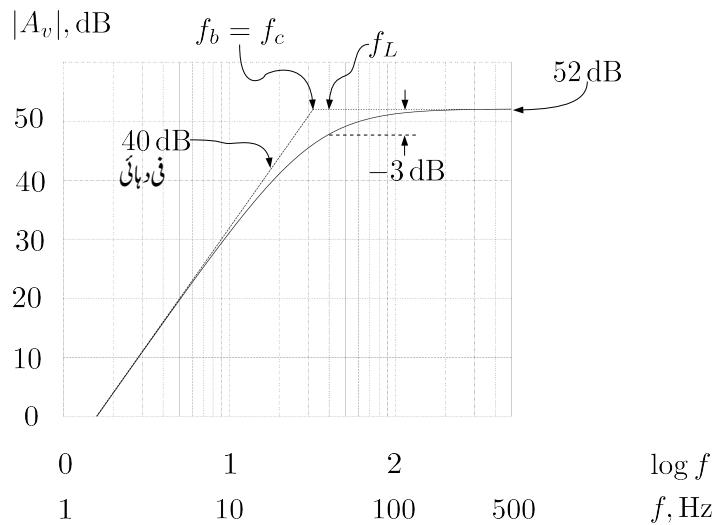
حاصل ہوتا ہے جس سے  $f_L = 50 \text{ Hz}$  حاصل کرنے کی خاطر

$$f_b = \frac{f_L}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = \frac{50}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = 32 \text{ Hz}$$

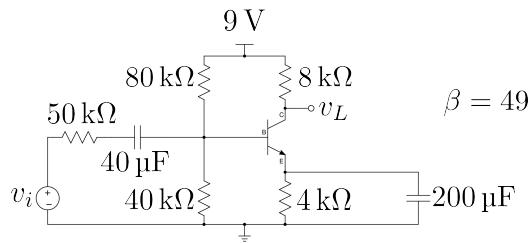
رکھنا ہو گا۔ شکل 6.13 میں صورت حال دکھایا گیا ہے۔

## 6.7 بیس اور ایمپریرونی کپیسٹروں کا مجموعی اثر

اب تک دیکھے گئے تمام ادوار میں ہم نے دیکھا کہ کسی بھی کپیسٹر کی بدولت پیدا بوداخط کے قطب کو لکھا جا سکتا تھا جہاں  $R_m$  اس کپیسٹر کے متوازی جزوی مزاحمت ہے۔ بیس اور ایمپریروں پر کپیسٹر نسب کرنے سے



6.13: جزوں کی صورت میں پست انقطاعی نقطے



: 6.14 شکل

ایسا سادہ مساوات حاصل نہیں ہوتا۔ آئیں شکل 6.14 میں  $\frac{v_L}{v_i}$  حاصل کرتے ہوئے اس صورت کو بھی دیکھیں۔ شکل 6.15 میں اس کا باریک مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $R_e$  اور  $C_e$  کو ٹرانزستر کے میں جانب منتقل کرتے ہوئے ہیں۔  $R'_e$  اور  $C'_e$  لکھا گیا ہے۔ یوں

$$R'_e = (\beta + 1) R_e$$

$$C'_e = \frac{C_e}{\beta + 1}$$

ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(6.41) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{v_i}$$

$$= -R_c \beta \left( \frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left( \frac{Z}{r_i + \frac{1}{sC_b} + Z} \right)$$

جہاں  $r_{be}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے

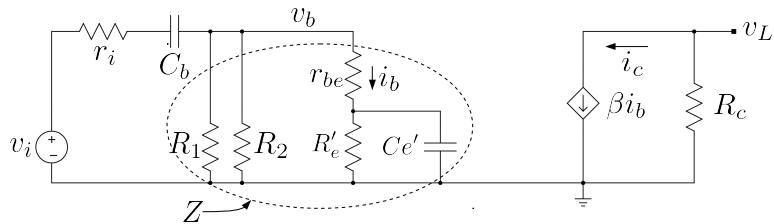
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e} + sC'_e$$

کے برابر ہے۔ مساوات 6.41 کو کسی طرح یوں نہیں لکھا جا سکتا کہ  $C_b$  اور  $C_e$  علیحدہ تو سین کا حصہ بنیں۔ یوں ان دو کپیسٹروں سے علیحدہ یوڈاخط کے کونے حاصل کرنا ممکن نہیں ہے۔

دئے گئے قیمتیں پر کرتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{40000} + \frac{1}{80000} + \frac{1}{200000} + 4 \times 10^{-6} \times s$$

$$= (42.5 + 4s) \times 10^{-6}$$



: 6.15

مساویات 6.41 میں کمر کے نیچے سے  $Z$  باہر نکلتے ہوئے کمر کے اوپر موجود  $Z$  کے ساتھ کاشتہ ہوئے ملتا ہے

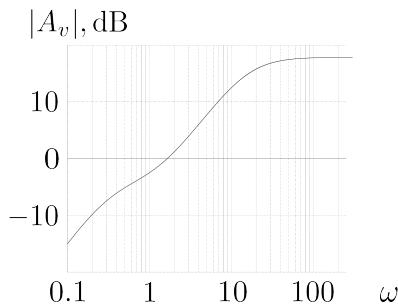
$$A_v = -R_c \beta \left( \frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left( \frac{1}{\left( r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \frac{1}{Z} + 1} \right)$$

اس میں قیمتیں پر کرتے ہیں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{\left( 50000 + \frac{1}{0.00004s} \right) (42.5 + 4s) \times 10^{-6} + 1} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{2.125 + 0.2s + \frac{1.0625}{s} + 0.1 + 1} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{3.225 + 0.2s + \frac{1.0625}{s}} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{3.225s + 0.2s^2 + 1.0625} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{0.2s^2 + 3.225s + 1.0625} \end{aligned}$$

جسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{0.2(s^2 + 16.125s + 5.3125)} \\ &= \frac{-6.25(1.25 + s)s}{(s + 0.336)(s + 15.788)} \end{aligned}$$



شکل 6.16:

اس کو عمومی شکل میں لکھتے ہوئے اس کا بوڈا خطيہ کہنچتے ہیں۔

$$(6.42) \quad A_v = \frac{-1.8473 \left(1 + \frac{s}{1.25}\right) s}{\left(1 + \frac{s}{0.336}\right) \left(1 + \frac{s}{15.788}\right)}$$

شکل 6.16 میں اس مساوات کا خط دکھایا گیا ہے۔

شکل 6.15 پر دوبارہ غور کریں۔  $C_e'$  اور  $C_b$  کے قیتوں میں واضح فرق ہے۔ کم تعدد پر  $\frac{1}{\omega C_e'}$  کی قیمت کے قیمت سے بہت زیادہ ہو گی۔ یوں کم تعدد پر  $C_e'$  کو کھلے سرے تصور کرتے ہوئے  $C_b$  کے کردار پر غور کرتے ہیں۔  $C_b$  کے متوازی کل 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

$$\frac{1}{R_{mCB} \times C_b} = \frac{1}{73.529 \times 10^3 \times 40 \times 10^{-6}} = 0.34$$

تعدد پر قطب حاصل ہو گا۔ ہم دیکھتے ہیں کہ یہ قطب مساوات 6.42 میں دئے 0.336 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 دئے 15.788 تعداد پر دئے قطب کے تقریباً برابر ہے۔ مساوات کا صفر 1.25 کے تعداد پر پایا جاتا ہے جو در حقیقت  $\frac{1}{R_e C_e}$  کے برابر ہے۔

---

مثال 7.6: 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 بیس، ایمپر اور کلکٹر پر ونی کپیسٹروں کا مجموعی اثر

مثال 6.6 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگر کسی ایک کپیسٹر سے حاصل کونا کسی دوسرے کپیسٹر سے حاصل کونے سے بہت بلند تعداد پر پایا جائے تو پست انقطائی تعداد زیادہ تعداد پر پائے جانے والے کونے پر ہو گا۔ ایمپلیناٹر تخلیق دیتے ہوئے اس حقیقت کو عموماً بروئے کار لایا جاتا ہے۔

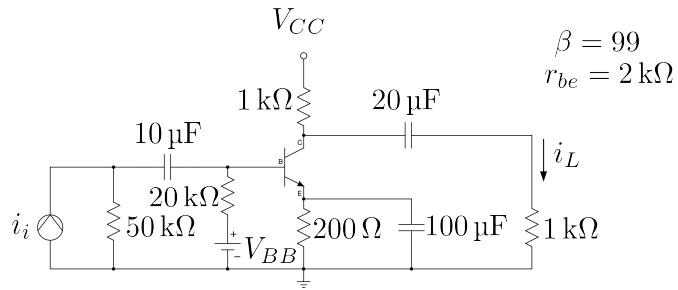
اسی طرح مثال 6.7 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ بیس اور ایکٹر دونوں پر کپیٹر نسب ہونے کی صورت میں دور کو حل کرنا دشوار ہوتا ہے اور اسے حل کرنے سے زیادہ قابل استعمال مساواتیں حاصل نہیں ہوتیں۔

عموماً ایکلیفائر میں  $C_B$ ،  $C_C$  اور  $C_E$  تینوں پائے جاتے ہیں۔ ایکلیفائر کسی مخصوص اشارے کے لئے تخلیق دئے جاتا ہے۔ اشارے کی کم سے کم اور زیادہ سے زیادہ ممکنہ تعداد کو مد نظر رکھتے ہوئے ایکلیفائر تخلیق دیا جاتا ہے۔ ایکلیفائر کی پست انقطاعی تعداد اشارے کے کم سے کم ممکنہ تعداد سے کم رکھا جاتا ہے۔ یوں ایکلیفائر پست انقطاعی تعداد تک درمیانی تعداد کی افزائش برقرار رکھتا ہے جبکہ پست انقطاعی نقطے سے کم تعداد پر ایکلیفائر کی کارکردگی اہمیت نہیں رکھتی چونکہ اس خطے میں اسے استعمال نہیں کیا جاتا۔

$\omega_0 = \frac{1}{R_m C_m}$  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 ایکلیفائر میں  $C_E$  کے ساتھ کل متوازی جری 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 تقاضا دو کپیسٹروں سے بڑی ہوتی ہے۔ اسی لئے پست انقطاعی تعدد کو  $C_E$  کے مدد سے حاصل کیا جاتا ہے جبکہ  $C_B$  اور  $C_C$  سے حاصل انقطعی نقطوں کو اس سے کئی درجے کم تعدد پر رکھا جاتا ہے۔ یوں حاصل  $C_E$  کی قیمت کم سے کم ہو گی۔ اگر اس کے بر عکس  $C_B$  یا  $C_C$  کی مدد سے درکار پست انقطاعی نقطہ حاصل کیا جائے تو اس صورت میں  $C_E$  سے حاصل نقطے کو اس سے بھی کم تعدد پر رکھنا ہو گا جس سے  $C_E$  کی قیمت زیادہ حاصل ہو گی۔

آنکھ ایک مثال کی مدد سے ایسے ایمپلینگائر کا تجویز ہے کریں۔

**مثال 6.8:** شکل 6.17 میں  $A_i = \frac{i_L}{t_i}$  کا درمیانے تعداد پر افزائش حاصل کریں۔ اس کا پست انقطعی تعداد بھی حاصل کرس۔



:6.17 شکل

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

$$A_i = \frac{i_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{i_i}$$

$$= \left( \frac{-1000}{2000} \right) (99) \left( \frac{1}{2000} \right) (1754)$$

$$= -43 \frac{A}{A}$$

یعنی 32.67 dB حاصل ہوتا ہے۔

ہم دیکھتے ہیں کہ  $C_c$  کی وجہ سے ایک عدد قطب

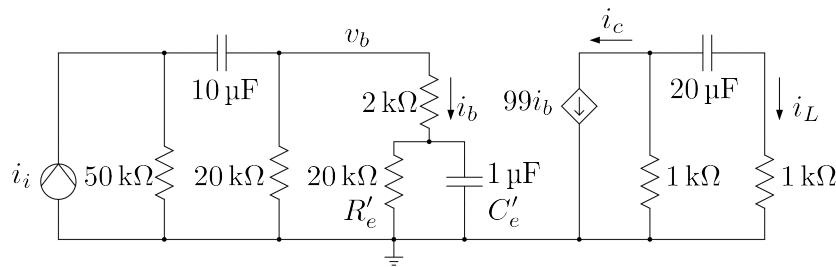
$$\omega_{qc} = \frac{1}{20 \times 10^{-6} \times 2000} = 25 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر پالیا 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 تصویر کرتے ہوئے  $1 \mu\text{F}$  کے متواضع کل مزاجمت

$$R'_e \parallel (r_{be} + r_i \parallel R_b) = 8.976 \text{ k}\Omega$$

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  $10 \mu\text{F}$  امیت 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

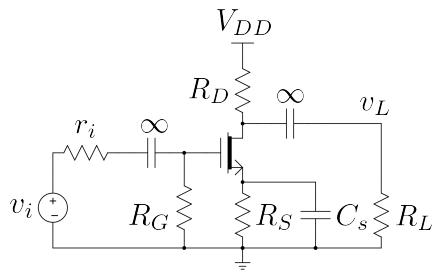
$$\omega_{qe} \gg \omega_{qc} \gg \omega_{qb}$$

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 جاسکتا 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 جاسکتا ہے۔ اسی طرح



شکل 6.19:

$$\omega_{qb}$$

$$\left| \frac{1}{\omega_{qb} C'_e} \right| = \frac{1}{1.65 \times 10^{-6}} = 606 \text{ k}\Omega$$

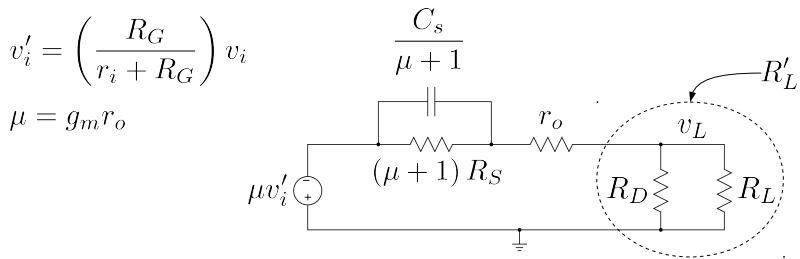
لہذا  $\omega_{qb}$  پر  $C_e$  کو کھلے دور تصور کیا جاسکتا ہے۔

## 6.9 پست انقطامی تعدد بذریعہ سورس کپیسٹر

شکل 6.19 میں گیٹ اور کلکٹر کپسیڑوں کی قیمت لامدد تصور کریں۔  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کرتے ہوئے پست انقطاعی تعداد  $\omega_L$  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 528 پر شکل 4.51 کے طرز پر موجودہ دور کا مساوی دور بناتے ہوئے شکل 6.20 حاصل ہوتا ہے۔ مساوی دور میں سورس پر پائے جانے والے برقی رکاوٹ ( $\mu + 1$ ) سے ضرب ہو کر کلکٹر منتقل ہوتے ہیں۔  $C_s$  کی رکاوٹ  $\frac{1}{sC_s}$  یوں  $\frac{\mu+1}{sC_s}$  ہو جائے گی یعنی کپیسٹر کی قیمت  $\frac{C_s}{\mu+1}$  ہو جائے گی۔



: 6.20 مکمل

مساوی دور میں متوازی جڑے مزاحمت اور کپیسٹر کی کل برقی رکاوٹ کو  $Z$  لکھتے ہیں جہاں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{(\mu+1) R_S} + \frac{s C_s}{\mu+1}$$

$$Z = \frac{(\mu+1) R_S}{1 + s R_S C_s}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح

$$v_L = \left( \frac{R'_L}{Z + r_o + R'_L} \right) (-\mu v'_i)$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں  $R'_L = \frac{R_L R_D}{R_L + R_D}$

$$v_L = \frac{-\mu R'_L v'_i}{\frac{(\mu+1) R_S}{1 + s R_S C_s} + r_o + R'_L}$$

یوں

$$\frac{v_L}{v'_i} = \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu+1) R_S + (1 + s R_S C_s) (r_o + R'_L)}$$

$$= \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L + s R_S C_s (r_o + R'_L)}$$

$$= \left( \frac{-\mu R'_L}{r_o + R'_L} \right) \frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \frac{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}{R_S C_s (r_o + R'_L)}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پہلی قسمیں میں  $\mu = g_m r_o$  پر کرنے سے اس قسمیں کو

$$\begin{aligned}\frac{-g_m r_o R'_L}{r_o + R'_L} &= -g_m (r_o \parallel R'_L) \\ &= -g_m (r_o \parallel R_L \parallel R_D) \\ &= -g_m R_{\parallel}\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$R_{\parallel} = r_o \parallel R_L \parallel R_D$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$\frac{v_L}{v'_i} = -g_m R_{\parallel} \left[ \frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \frac{(\mu+1)R_S + r_o + R'_L}{R_S C_s (r_o + R'_L)}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ 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 انتظائی تعداد ہے۔  $\omega_L$  کو مزید یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.50) \quad \omega_L = \frac{1}{R_m \frac{C_s}{\mu+1}}$$

جہاں  $R_m$  شکل 6.20 میں کے متوازی کل مزاجمت ہے یعنی

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{(\mu+1) R_S} + \frac{1}{r_o + R'_L}$$

$$R_m = \frac{(\mu+1) R_S (r_o + R'_L)}{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}$$

درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کرنے کی خاطر  $\omega \rightarrow \infty$  استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.47 سے

$$\begin{aligned} A_{vD} = A_v & \Bigg|_{\omega \rightarrow \infty} = -g_m R_{\parallel} \left( \frac{R_G}{r_i + R_G} \right) \left[ \frac{\infty + \frac{1}{R_S C_s}}{\infty + \omega_L} \right] \\ & = -g_m R_{\parallel} \left( \frac{R_G}{r_i + R_G} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ عموماً  $R_G \gg r_i$  ہوتا ہے۔ یوں

$$(6.51) \quad A_{vD} \approx -g_m R_{\parallel}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

مثال 6.9: شکل 6.19 میں  $r_o = 10 \text{ k}\Omega$ ،  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ ،  $R_D = 4.7 \text{ k}\Omega$ ،  $R_S = 1 \text{ kHz}$  اور  $A_v = 4 \text{ mS}$  ہیں۔  $f_L = 20 \text{ Hz}$  پر رکھنے کی خاطر درکار  $C_s$  حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افزائش بھی حاصل کریں۔

حل: مساوات 6.49 کی مدد سے

$$2 \times \pi \times 20 = \frac{(0.004 \times 10000 + 1) \times 1000 + 10000 + 4489}{1000 \times C_s (10000 + 4489)}$$

یعنی  $C_s = 30.5 \mu\text{F}$  حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات میں  $R'_L = 4489 \Omega$  پُر کیا گیا ہے۔

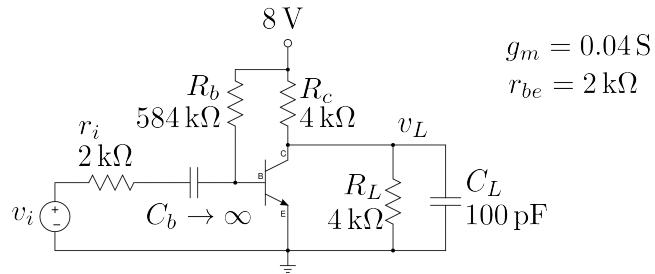
مساوات 6.51 میں

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{\parallel}} &= \frac{1}{10000} + \frac{1}{100000} + \frac{1}{4700} = 3.22765 \times 10^{-4} \\ R_{\parallel} &= 3098 \end{aligned}$$

پُر کرتے ہوئے

$$A_{vD} = -0.004 \times 3098 = -12.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.21:

اب تک ہم نے جتنے بھی مثال دیکھے ان تمام میں 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 تفصیلاً جائزہ لیا جائے گا۔

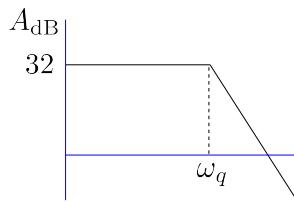
مثال 6.10: شکل 6.21 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کا بوڈا خط کھینچیں۔

جل: اس کو آپ آسانی سے حل کر سکتے ہیں۔ جواب مندرجہ ذیل ہے۔

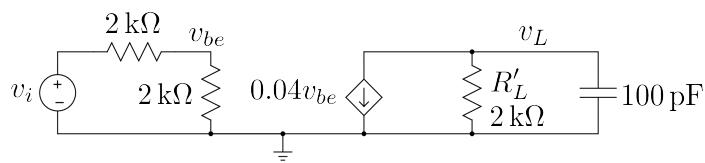
$$A_v = -g_m \left( \frac{R_b \parallel r_{be}}{r_i + R_b \parallel r_{be}} \right) \left( \frac{R_c \parallel R_L}{\frac{s}{\omega_q} + 1} \right) = \frac{-40}{\frac{s}{5 \times 10^6} + 1}$$

$$\omega_q = \frac{1}{(R_c \parallel R_L) C_L} = 5 \times 10^6$$

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 کیدم 20 mV ہو جائے تو  $v_L$  نئی قیمت کے حتمی قیمت کے 90% کتنی دیر میں پہنچ پائے گا۔

حل: شکل 6.23 میں  $R_b$  کو نظر انداز اور  $R_c \parallel R_L$  لکھتے ہوئے مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ جیسے ہی داخلی اشارہ 20 mV ہوتا ہے اسی دم  $v_{be} = 10 \text{ mV}$  ہو جائے گا اور یوں  $i_c = 0.4 \text{ mA}$  ہو جائیں گے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی روکے تحت خارجی جانب

$$C_L \frac{dv_L}{dt} + \frac{v_L}{R'_L} + g_m v_{be} = 0$$

$$C_L \frac{dv_L}{dt} + \frac{v_L}{R'_L} + 0.0004 = 0$$

لکھا 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  $K = 0.8$  سے  $v_L = 0$  پر  $t = 0$  حاصل ہوتا ہے لہذا

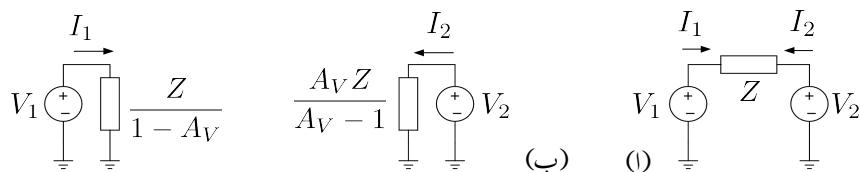
$$v_L = 0.8 \left( e^{-\frac{t}{R'_L C_L}} - 1 \right)$$

$$= 0.8 \left( e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

لامحدود وقت گزرنے کے بعد یعنی  $t \rightarrow \infty$  پر اس مساوات کے تحت  $v_L = -0.8 \text{ V}$  ہو گا۔ یوں اس قیمت کے 90% قیمت حاصل کرنے کی خاطر حل کرتے ہیں

$$-0.9 \times 0.8 = 0.8 \left( e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

جس سے  $t = 0.46 \mu\text{s}$  حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.24: مسئلہ ملر

اس مثال میں ہم نے دیکھا کہ داخلی اشارے کے تبدیلی کے کچھ دیر بعد خارجی اشارہ اپنی نئی قیمت تک پہنچ پاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تیز رفتار عددی ادوار میں  $C_L$  کی قیمت کم سے کم رکھنا نہیں ضروری ہے۔ جہاں بھی تیز رفتار سے تبدیل ہونے والا اشارة 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 تعداد انقطاعی 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 لکتے 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 Z اور شکل ب کے طرز پر لگائے گئے  $Z_M$  مساوی ادوار ہیں۔ ملر برقی رکاوٹ پکارا جاتا ہے۔<sup>32</sup>

---

<sup>32</sup>  $Z_M$  کے نامے زیرِ نوشت میں بڑے حروف تہجی میں M ملر کو ظاہر کرتا ہے

آئیں اب  $V_2$  کے نقطہ نظر سے دیکھیں جس سے باہر نکلتے ہوئے برقی 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

$$\begin{aligned} Z'_M &= \frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \\ &= \frac{Z}{\frac{V_1}{V_2} \left( \frac{V_2}{V_1} - 1 \right)} \\ &= \frac{\left( \frac{V_2}{V_1} \right) Z}{\frac{V_2}{V_1} - 1} \end{aligned}$$

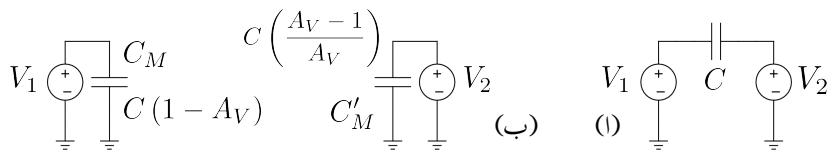
یعنی

$$(6.57) \quad Z'_M = \frac{A_V Z}{A_V - 1}$$

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 کپیسٹر

یعنی

(6.58) 
$$C_M = C(1 - A_V)$$

حاصل ہوتا۔ اسی طرح مساوات 6.57 سے

$$\begin{aligned} \frac{1}{j\omega C'_M} &= \frac{A_V \left( \frac{1}{j\omega C} \right)}{A_V - 1} \\ &= \frac{A_V}{j\omega C (A_V - 1)} \\ &= \frac{1}{j\omega C \left( 1 - \frac{1}{A_V} \right)} \end{aligned}$$

یعنی

(6.59) 
$$C'_M = C \left( 1 - \frac{1}{A_V} \right)$$

حاصل ہوتا۔ مساوات 6.58 کا اگلے حصے میں بار بار استعمال ہو گا۔  $C_M$  ملر کپیسٹر<sup>33</sup> پکارا جاتا ہے۔

## 6.11 بلند تعددی رد عمل

گزشتہ حصوں میں پست تعداد پر ٹرانزیستر ایمپلیفیئر کی کارکردگی دیکھی گئی، جہاں ٹرانزیستر کے ساتھ یہ ورنی جڑے کپیسٹروں کی وجہ سے پائے جانے والے پست انقطای نقطوں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں بلند تعداد پر ایمپلیفیئر کی

---

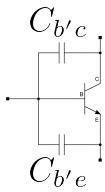
Miller's capacitor<sup>33</sup>

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۔

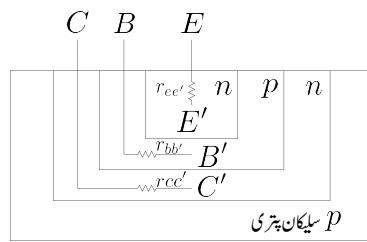
### 6.11.1 بلند تعدادی پائے π ریاضی نمونہ

استعمال کے دوران ٹرانزسٹر کے بیس-ایمیٹر جوڑ کو والٹ مائل رکھا جاتا ہے۔ بالکل ڈائیوڈ کی طرح، اس الٹ مائل  $p-n$  جوڑ 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 التامائل 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-ایمیٹر 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-ایمیٹر جوڑ پر ثابت اشارے کی موجودگی میں ایمیٹر سے بیس کی جانب آزاد الیکٹران روؤں ہوتے ہیں جن کا پیشتر حصہ بیس خطے سے بذریعہ نفوذ گز کر آخر کار گلکٹر پہنچ کر  $i_c$  کا حصہ بنتے ہیں۔ اب تصور کریں کہ اس سے پہلے کہ الیکٹران میں خطے سے گزر پائیں، مہیا کر دہ اشارے منفی ہو جاتا ہے۔ آزاد الیکٹران اشارے کی نئی حقیقت کو دیکھتے ہوئے واپس ایمیٹر سرے کی جانب چل پڑیں گے۔ تیجتاً گلکٹر 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 کر دہ اشارے کے دوری عرصے سے کم ہو۔ جیسے جیسے اشارے کی تعداد بڑھائی جائے، ویسے ویسے گلکٹر 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 گلکٹر اور کبھی ایمیٹر کی جانب پہنچنے کی کوشش ہی کرتے رہ جاتے ہیں۔ یوں بیس خطے میں گھیرے الیکٹرانوں کی تعداد کل برقی رو  $I_{EQ}$  پر منحصر ہوتی ہے۔  $C_{b'e}$  کی مقدار بیس خطے میں گھیرے بار کی مقدار پر منحصر ہوتی ہے اور یوں اس کی قیمت برقی رو کے راست تناسب ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر کے اندر ورنی کپیسٹروں کو شکل 6.26 میں بطور بیرونی کپیسٹر دکھایا گیا ہے۔



شکل 6.26: ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیٹر کو بطور ونی کپیٹر دکھایا گیا ہے



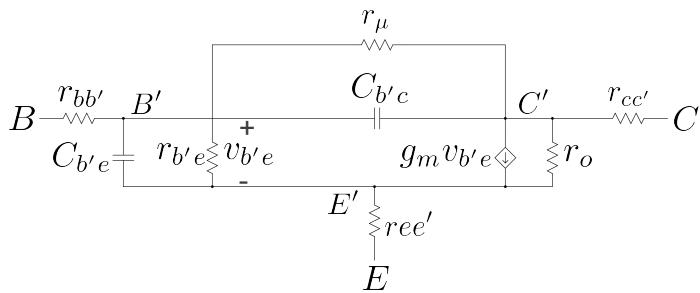
شکل 6.27: ٹرانزسٹر کے اندر ونی مزاحمت

شکل 6.27 میں ٹرانزسٹر کی ساخت دکھائی گئی ہے جہاں یہ ونی سروں کو حسب معمول  $E$  ،  $B$  اور  $C$  کھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس کے بیرونی سرے  $B$  اور اندر ونی نقطہ  $B'$  کے درمیان غیر مطلوب مزاحمت<sup>34</sup>  $r_{bb'}$  پایا جاتا ہے۔ یہ مزاحمت بیس خلطے کی خصوصیات پر مختص ہوتا ہے۔ اسی طرح ایکٹر پر  $r_{ee'}$  اور ایکٹر پر  $r_{cc'}$  غیر مطلوب مزاحمت پائے جاتے ہیں۔ الٹا مانیبیس ایکٹر جوڑ میں الٹی جانب یک سمتی برقی 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 بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جس کو شکل 6.28 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 6.29 الف میں اسی کا سادہ دور دکھایا گیا ہے جس میں  $r_{bb'}$  اور  $r_\mu$  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 خلطے کی چوڑائی کے راست تنااسب ہوتی ہے۔ پست تعددی ٹرانزسٹر کے بیس خلطے کی چوڑائی بلند تعددی ٹرانزسٹر کے بیس خلطے کی چوڑائی سے زیادہ ہوتی ہے۔ اسی لئے پست تعددی ٹرانزسٹر کی  $r_{bb'}$  بلند تعددی

parasitic resistor<sup>34</sup>

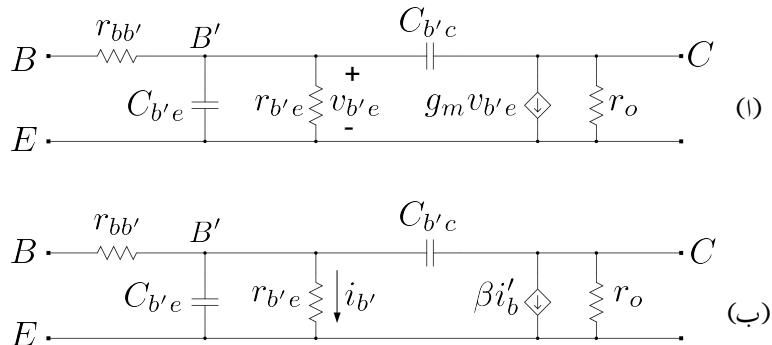


شکل 6.28: بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ

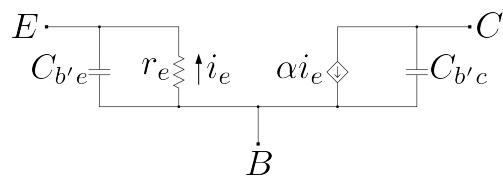
ٹرانزسٹر کے  $r_{bb'}$  سے زیادہ ہوتی ہے۔  $r_{bb'}$  کو مستقل تصور کیا جاتا ہے جس کی قیمت  $10\Omega$  تا  $50\Omega$  ہوتی ہے۔ پست تعدادی پائے ریاضی نمونے کے جزو  $r_{be}$  کو یہاں  $r_{b'e}$  کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 3.187 کے تحت

$$(6.60) \quad r_{b'e} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

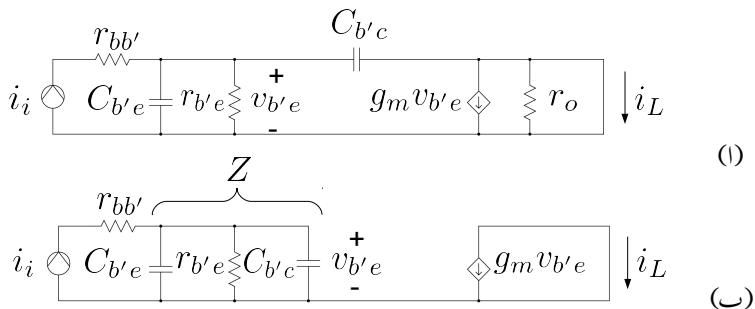
کے برابر ہے۔  $v_{b'e} = i'_b r_{b'e}$  لکھتے ہوئے اور مساوات 3.188 سے  $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$  کے استعمال سے شکل الاف کے لکھا کا سکتا ہے جس سے قدر مختلف شکل ب میں دکھایا گیا بلند تعدادی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں  $i'_b$  پر دوبارہ غور کریں۔ یہ  $r_{b'e}$  میں سے گزرتی برقی رو ہے نا کہ ٹرانزسٹر کے اندر ونی بیس 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 والی 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 ایکلینیکر 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 مزاحمت  $r_e$  میں سے گزرتی ہے۔



شکل 6.29: ساده‌بلند تحدی پائے ریاضی نمونه



شکل 6.30: بلند تحدی اُریاضی نمونه



شکل 6.31: قصر دور بر قی ردا فرائش

### 6.11.2 مشترک کے ایکٹر بلند انقطعائی تعداد

شکل 6.29 اف کے خارجی جانب بر قی بوجھ  $R_L$  جوڑ کر افزائش بر قی رو  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کی جاسکتی ہے جس کی قیمت  $R_L$  بڑھانے سے لگتے گی۔ ایسا کرنے کی بجائے، جیسا کہ شکل 6.31 میں دکھایا گیا ہے، ہم  $R_L = 0$  رکھتے ہوئے قصر دور افزائش بر قی رو  $A_i$  حاصل کرتے ہیں جو اس کی زیادہ ممکنہ قیمت ہے۔ چونکہ  $R_L = 0$  سے مراد ٹرانزسٹر کے کلکٹر کو اس کے ساتھ جوڑنا ہے لہذا ایسا کرنے سے  $r_o$  بھی قصر دور ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ  $C_{b'e}$  کا ایک سرا بر قی زمین کے ساتھ جڑ جاتا ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر کا ایکٹر بھی بر قی زمین پر ہے لہذا  $C_{b'e}$  کا یہ سرا ایکٹر کے ساتھ جڑ جاتا ہے۔ ان حقائق کو مد نظر رکھتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔ شکل اف میں ہم دیکھتے ہیں کہ  $C_{b'e}$  میں داخلی جانب سے خارجی جانب گزرتے ہوئے بر قی رو گزرے گی جبکہ شکل ب میں ایسا نہیں ہوتا۔ ہم  $C_{b'e}$  میں داخلی جانب سے خارجی جانب گزرتے ہوئے بر قی رو کو مد نظر انداز کرتے ہوئے شکل 6.31 کی مدد سے زیادہ ممکنہ قیمت حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z} &= sC_{b'e} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \\ &= \frac{s(C_{b'e} + C_{b'e}) r_{b'e} + 1}{r_{b'e}} \end{aligned}$$

س

$$Z = \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_{b'e}) r_{b'e} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_i \Big|_{v_{ce}=0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{b'e}} \right) \left( \frac{v_{b'e}}{i_i} \right) \\ &= (-1) (g_m) (Z) \\ &= \frac{-g_m r_{b'e}}{s (C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e} + 1} \\ &= \frac{-g_m r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e} \left[ s + \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}} \right]} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کو مزید یوں لکھ سکتے ہیں

$$(6.61) \quad A_i \Big|_{v_{ce}=0} = - \left( \frac{\beta \omega_\beta}{s + \omega_\beta} \right) = - \left( \frac{\beta}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \right)$$

جہاں  $g_m r_{b'e} = \beta$  اور

$$(6.62) \quad \omega_\beta = 2\pi f_\beta = \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}}$$

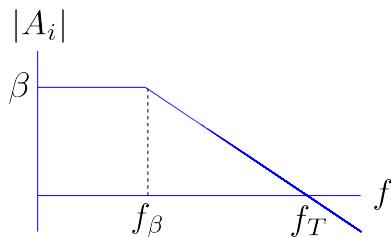
کے برابر ہے۔  $A_i$  کی حقیقی قیمت

$$(6.63) \quad |A_i|_{v_{ce}=0} = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left( \frac{f}{f_\beta} \right)^2}}$$

حاصل ہوتی ہے۔  $f_\beta$  کو ٹرانزسٹر کی قصر دور بلند انقطاعی تعداد کہتے ہیں۔ مساوات 6.62 میں  $C_{bc'} \gg C_{be'}$  ہونے کی وجہ سے مندرجہ ذیل سادہ مساوات حاصل ہوتی ہے۔

$$(6.64) \quad \omega_\beta = 2\pi f_\beta \approx \frac{1}{C_{b'e} r_{b'e}}$$

مساوات 6.61 کے حقیقی قیمت کا بوڈا خط شکل 6.32 میں دکھایا گیا ہے۔ مساوات 6.2 کی مدد سے ہم دیکھتے ہیں کہ  $f_\beta$  ایمپلیناٹر کے دائروں کا رکارکردگی<sup>35</sup>  $B$  کے برابر ہے۔ بوڈا خط میں  $f_T$  تعداد کا ذکر کیا گیا ہے۔ یہ وہ تعداد ہے



شکل 6.32: بلند تعدادی بودا خط

جس پر افراکش کی قیمت 0 dB یعنی ایک (1) کے برابر ہو جاتی ہے۔ آئیں  $f_T$  پر مزید غور کریں۔ مساوات 6.61 سے تعدد کی وہ قیمت حاصل کی جاسکتی ہے جس پر قصر دور افراکش کی حقیقی قیمت ایک (1) کے برابر ہو۔ اس تعدد کو  $\omega_T$  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 مرتع 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 افراش ضرب دائرہ کارکردگی<sup>36</sup> کہتے ہیں۔ ٹرانزسٹر کے بلند تعدادی صلاحیت کو اس کے معلومانی صفحات<sup>37</sup> میں بطور  $f_T$  پیش کیا جاتا ہے۔ یوں کسی بھی اشارے کو بڑھانے کی خاطر استعمال کئے جانے والے ایکلیفیاٹر 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  $\beta$  والے ٹرانزسٹر کا  $f_\beta$  زیادہ ہو گا اور یوں یہ نسبتاً زیادہ بلند تعدد کے اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھے گا۔

مساوات 6.66 اور مساوات 6.62 کو ملاتے ہوئے اور  $\beta = g_m r_{b'e}$  لکھتے ہوئے

$$(6.67) \quad f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \\ \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسری قدم پر  $C_{b'c} \gg C_{b'e}$  کی وجہ سے  $C_{b'c}$  کو نظر انداز کیا گیا ہے۔

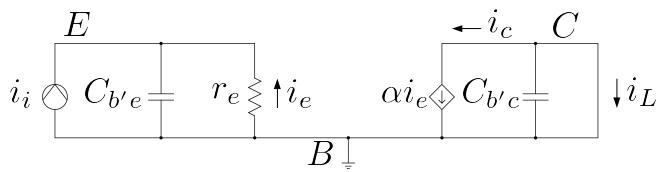
مساوات 6.66 کے مطابق  $f_T$  وہ حتیٰ بلند تعدد ہے جس تک مشترک ایکلیفیاٹر اشارے کا جیٹہ بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس مساوات کو حاصل کرتے وقت  $C_{b'c}$  کے راستے گلکٹر تک پہنچتے بر قو روکو نظر انداز کیا گیا جس کی وجہ سے حقیقت میں مشترک ایکلیفیاٹر کبھی بھی  $f_T$  تعداد کے اشارات کو نہیں بڑھا سکتا۔

### 6.11.3 مشترکہ بین بلند انقطاعی تعدد

اسیں مشترکہ بین طرز پر استعمال کے جانے والے ایکلیفیاٹر کی بلند انقطعی تعدد حاصل کریں۔ بلند انقطعی تعدد 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: مشترکہ میں قصر دور بر قی روافرائش

$$\begin{aligned} A_i \Big|_{v_{cb} \rightarrow 0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{i_e} \right) \left( \frac{i_e}{i_i} \right) \\ &= (-1) (\alpha) \left( \frac{-\frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{r_e + \frac{1}{j\omega C_{b'e}}} \right) \\ &= \frac{\alpha}{j\omega C_{b'e} r_e + 1} \end{aligned}$$

جہاں پہلی قوسین میں منقی کی علامت اس لئے استعمال کئے گئے کہ اس قوسین کے بر قی رو  $i_L$  اور  $i_c$  آپس میں الٹ سمت رکھتے ہیں۔ اسی طرح تیسرا قوسین 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 مشترکہ میں طرز کے ایکلیفیاٹ کی بلند انقطاعی تعدد، جسے  $\omega_\alpha$  پکارا جاتا ہے، ٹرانزیٹر کے  $\omega_T$  کے برابر ہوتا ہے یعنی

$$(6.69) \quad \omega_\alpha = \beta \omega_\beta = \omega_T$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مشترکہ میں طرز کے ایکلیفیاٹ انہاتی بلند انقطاعی تعدد رکھتے ہیں۔ حقیقت میں  $\omega_T$  کے تعدد پر بیہاں استعمال کیا گیا ٹرانزیٹر کا بلند تعددی 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

$f_T$  نہایت 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 تعداد  $f_1$  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  $|A_i|$  ناپ کر  $f_T$  کی قیمت کا تخمینہ لگایا جاتا ہے۔  $f_T$  کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.67 سے  $C_{b'e}$  کی قیمت حاصل کی جاتی ہے۔

مثال 6.12: ایک ٹرانزسٹر جس کا 200  $\beta = 200$  اور  $I_{CQ} = 0.75 \text{ mA}$  اور  $f_\beta = 1.3 \text{ MHz}$  اور  $I_{CQ} = 0.75 \text{ mA}$  اور  $f_\beta = 1.3 \text{ MHz}$  کے تعداد پر  $|A_i|_{v_{ce}=0}$  ناپتے ہوئے 41.5  $\frac{\text{A}}{\text{A}}$  حاصل ہوتا ہے۔ اس کی  $f_T$  کا تخمینہ لگاتے ہوئے  $C_{b'e}$  حاصل کریں۔

حل: مساوات 6.71 کی مدد سے

$$f_T = 41.5 \times 6.5 \text{ MHz} \approx 270 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $\leftarrow I_{CQ}$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{0.75 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 0.03 \text{ S}$$

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 ایمپلینگر اور اس کا بلند تعداد مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ یہ بلند تعداد پر استعمال ہونے والے مشترکہ ایمپلینگر کی عمومی شکل ہے۔ آئیں پہلے مساوی دور کی سادہ شکل حاصل کریں تاکہ توجہ ملرو کپیسٹر پر رکھنی آسان ہو۔ پہلے مساوی دور کے داخلی جانب فقط دار دائرے میں بند حصے کا مساوی تھونن دور حاصل کرتے ہیں۔ شکل 6.35 الف میں اس حصے کو پیش کیا گیا ہے جہاں تھونن برقی دباؤ  $v_{th}$  اور تھونن مزاحمت  $R_{th}$  کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ شکل 6.35 ب میں مساوی تھونن دور دکھایا گیا ہے۔ متوالی 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

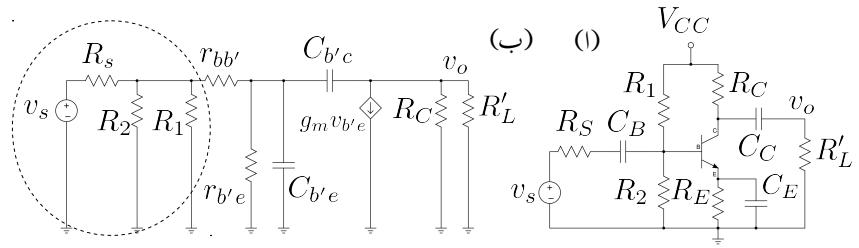
$$(6.73) \quad v_{th} = \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) v_s$$

$$(6.74) \quad R_{th} = \frac{R_S R_B}{R_S + R_B}$$

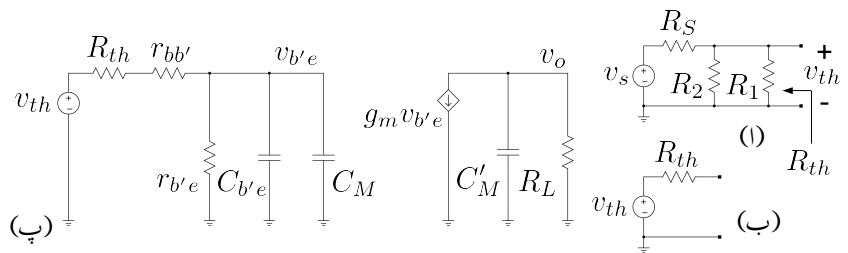
حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 6.34 ب میں  $R'_L$  اور  $R'_C$  متوالی جڑے ہیں۔ ان کے کل مزاحمت کو  $R_L$  لکھتے ہیں یعنی

$$(6.75) \quad R_L = \frac{R_C R'_L}{R_C + R'_L}$$

$C_{b'c}$  پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس کے ایک جانب  $v_{b'e}$  اور دوسری جانب  $v_o$  برقی دباؤ ہے۔ یوں  $C_{b'c}$  کے ملکپیسٹر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ ان تبدیلوں کی مدد سے شکل 6.35 ب کا سادہ دور حاصل ہوتا ہے



شکل 6.34: این پلیفارور اس کا بلند تعدد مساوی دور



شکل 6.35: بند تعددی ساده 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

$$(6.76) \quad \frac{1}{\omega C_M'} \gg R_L$$

المذا  $C_M'$  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 ایکلیفائر کو بلند اور پست انقطاعی 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 6.59 اور

$$(6.78) \quad C_M = C_{b'c} (1 + g_m R_L)$$

$$(6.79) \quad C_M' = C_{b'c} \left( 1 + \frac{1}{g_m R_L} \right)$$

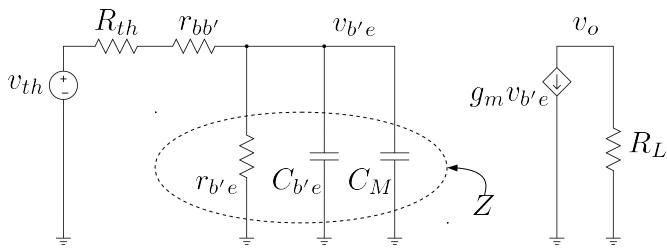
حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعداد کے خطے میں ایکلیفائر کی افزائش کی حقیقی قیمت  $|A_V|$  ایک (1) سے کئی کنٹا زیادہ ہوتی ہے (یعنی  $g_m R_L \gg 1$ ) المذا

$$(6.80) \quad C_M' \approx C_{b'c}$$

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

$$(6.81) \quad \left| \frac{1}{j\omega C_{b'c}} \right| \gg R_L$$

المذا  $C_{b'c}$  کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ بلند تعداد ایکلیفائر حل کرتے وقت  $C_M$  کا استعمال بجہ  $C_M'$  کا استعمال نہیں کیا جاتا۔ یہاں اس بات کو ذہن نشین کر لیں کہ ایکلیفائر کی افزائش بڑھانے سے  $C_M$  کی قیمت بڑھتی ہے۔



6.36: ملک پیٹر کے اثرات

اسیں شکل 6.36 کو کر خوف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔ شکل میں  $C_M$  اور  $C_{b'e}$ ،  $r_{b'e}$  اور  $r_{bb'}$  متوالی جڑے ہیں۔ ان کی کل بر قی رکاوٹ کو  $Z$  سے ظاہر کرتے ہیں۔ یوں

$$\frac{1}{Z} = s(C_{b'e} + C_M) + \frac{1}{r_{b'e}}$$

$$(6.82) \quad Z = \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ زنجیری ضرب سے

$$A'_v = \frac{v_o}{v_{th}} = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{b'e}} \right) \left( \frac{v_{b'e}}{v_{th}} \right)$$

$$= (-R_L)(g_m) \left( \frac{Z}{R_{th} + r_{bb'} + Z} \right)$$

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 جاسکتا 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  $C$  متوالی جڑے کپیسٹر  $C_{b'e}$  اور  $C_M$  کی کل کپیسٹنس  $(C_{b'e} + C_M)$  ہے جبکہ  $R_m$  اس کپیسٹر کے ساتھ کل متوالی جڑی مزاحمت ہے۔ شکل 6.36 میں  $v_s$  کو قصر دور کرتے ہوئے  $r_{b'e}$  کے ساتھ متوالی جڑے کی کل مزاحمت  $R_m$  ہے  $R_m$  یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_{th} + r_{bb'}} \\ R_m &= \frac{r_{b'e} (R_{th} + r_{bb'})}{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}} \end{aligned}$$

جسے یوں بھی لکھا جاسکتا 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 موافق 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 انقطاعی تعدد  $\omega_H$  ہے لہذا ایمپلیفایر کی افزائش  $\omega_\beta$  تعداد پر نہایت کم ہو گی۔

کو مساوات 6.83 اور مساوات 6.73 کی مدد سے یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = \left( \frac{v_o}{v_{th}} \right) \left( \frac{v_{th}}{v_s} \right) \\ &= - \left[ \frac{g_m R_L}{(C_{b'e} + C_M) (R_{th} + r_{bb'})} \right] \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) \left( \frac{1}{s + \omega_H} \right) \\ &= - \left[ \frac{g_m R_L}{\omega_H (C_{b'e} + C_M) (R_{th} + r_{bb'})} \right] \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) \left( \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}} \right) \\ &= - \left( \frac{g_m R_m R_L}{R_{th} + r_{bb'}} \right) \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) \left( \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 6.84 کا استعمال کیا گیا۔  $R_m \approx r_{b'e}$  کی صورت میں اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$A_v \approx - \left( \frac{g_m r_{b'e} R_L}{R_{th} + r_{bb'}} \right) \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) \left( \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}} \right)$$

$$g_m r_{b'e} = \beta$$

$$(6.87) \quad A_v \approx - \left( \frac{\beta R_L}{R_{th} + r_{bb'}} \right) \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) \left( \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات سے درمیانی تعداد پر  $|A_{vD}|_{\omega \ll \omega_H}$  حاصل کرتے ہیں۔

$$(6.88) \quad |A_{vD}|_{\omega \ll \omega_H} = - \left( \frac{\beta R_L}{R_{th} + r_{bb'}} \right) \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right)$$

مثال 6.13: شکل 6.34 میں

$$\begin{array}{lll} V_{CC} = 15 \text{ V} & R_1 = 7 \text{ k}\Omega & R_2 = 2.8 \text{ k}\Omega \\ R_C = 650 \Omega & R'_L = 100 \Omega & R_E = 260 \Omega \\ C_{b'c} = 2 \text{ pF} & C_{b'e} = 220 \text{ pF} & r_{bb'} = 20 \Omega \\ & \beta = 75 & R_S = 1.2 \text{ k}\Omega \end{array}$$

لیتے ہوئے ہے شکل 6.34 میں اس ایکلینیکر کی  
درمیانی تعداد پر انفرائش  $A_v$  اور بلند انتظامی تعداد  $f_H$  حاصل کریں۔

حل: حصہ 6.11.5 میں اسی کو کرنوف کے قوانین کی مدد سے حل کیا گیا۔ اس مثال کو مسئلہ نادرثنا اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے حل کرتے ہیں۔

$$R_L \parallel R_C \parallel R'_L \text{ کو لکھتے ہوئے}$$

$$R_L = \frac{650 \times 100}{650 + 100} = 87 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.34 ب سے مسئلہ ملکی مدد سے شکل 6.37 اف حاصل ہوتا ہے جہاں

$$\begin{aligned} C &= C_{b'e} + C_M \\ &= C_{b'e} + (1 + g_m R_L) C_{b'c} \\ &= 220 \times 10^{-12} + (1 + 0.5 \times 87) \times 2 \times 10^{-12} \\ &= 220 \text{ pF} + 89 \text{ pF} \\ &= 309 \text{ pF} \end{aligned}$$

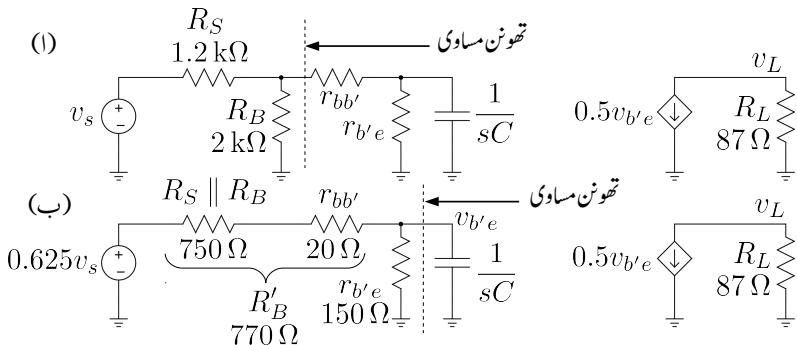
کے برابر ہے اور  $R_B \parallel R_1 \parallel R_2$  کہا گیا ہے یعنی

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7000 \times 2800}{7000 + 2800} = 2 \text{ k}\Omega$$

اس شکل میں نقطہ دار لکیر کے باہمی 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 تحونن کے بار بار استعمال سے دور کا حل

ہیں۔ شکل 6.37 ب کے نقطہ دار لکیر سے باسیں جانب حصے کا اب مساوی نارٹن دور لیتے ہیں جسے شکل 6.38 الف میں دکھایا گیا ہے جہاں نارٹن مساوی برقی رو

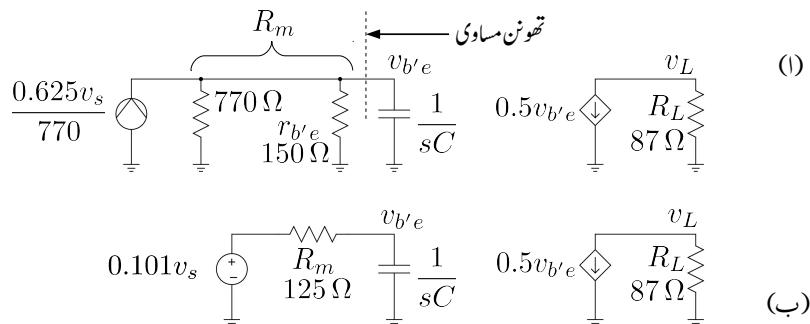
$$\frac{0.625v_s}{R'_B} = \frac{0.625}{770}v_s$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.38 الف میں نقطہ دار لکیر کے باسیں جانب حصے کا تحونن مساوی دور لیتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.38 ب کو دیکھ کر  $v_{b'e}$  کی مساوات لکھی جائیں گے۔

$$\begin{aligned} v_{b'e} &= 0.101v_s \left( \frac{\frac{1}{sC}}{125 + \frac{1}{sC}} \right) = 0.101v_s \left( \frac{1}{125 \times sC + 1} \right) \\ &= \frac{0.101v_s}{1 + \frac{j\omega}{26 \times 10^6}} = \frac{0.101v_s}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \end{aligned}$$

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 نارٹن اور مسئلہ ٹھونن کے باہر استعمال سے دور کا حل

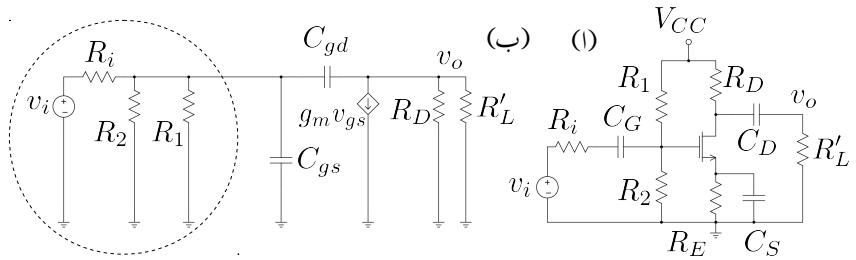
$A_{vD} = -4.4 \frac{V}{V}$  جبکہ درمیانی تعداد کی افزائش  $f_H = 4 \text{ MHz}$  لکھا جا سکتا ہے۔ بلند انقطاعی تعداد تقریباً ہے۔

### 6.11.6 مشترک سورس ماسفیٹ ایمپلیفیاٹ کا بلند تعدادی رد عمل

شکل 6.39 اف میں ماسفیٹ ایمپلیفیاٹ 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 کیساں صورت رکھتے ہیں۔ ماسفیٹ کے ریاضی نمونے میں  $C_{gs} \gg C_{gd}$  ہوتا ہے۔ پست تعدادی ماسفیٹ کے  $C_{gs}$  کی قیمت  $50 \text{ pF}$  جبکہ بلند تعدادی ماسفیٹ کی  $5 \text{ pF}$  سے بھی کم ہوتی ہے۔ پست تعدادی ماسفیٹ کے  $C_{gd}$  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 ایکپلینگ اور اس کا بند تعددی مساوی دور

لیتے ہوئے نقطہ دار دائرے میں بند ہے 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 ملکپیٹ 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 برتنی رکاوٹ کو  $Z_L$  لکھتے ہوئے

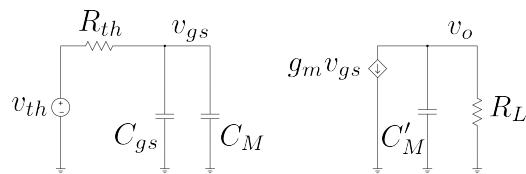
$$\frac{1}{Z_L} = j\omega C'_M + \frac{1}{R_L}$$

$$Z_L = \frac{R_L}{j\omega C'_M R_L + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_{th}} &= \left( \frac{v_o}{i_d} \right) \left( \frac{i_d}{v_{gs}} \right) \left( \frac{v_{gs}}{v_{th}} \right) \\ &= (-Z_L) (g_m) \left( \frac{\frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M)}}{R_{th} + \frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M)}} \right) \\ &= - \left( \frac{g_m R_L}{j\omega C'_M R_L + 1} \right) \left( \frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M) R_{th} + 1} \right) \end{aligned}$$

اس میں



شکل 6.40: ماسفیٹ ایکلینیکر میں مرکبیٹ 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

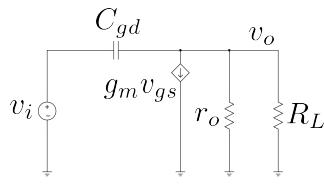
$$(6.91) \quad \frac{v_o}{v_{th}} = - \left( \frac{g_m R_L}{j \frac{\omega}{\omega'_H} + 1} \right) \left( \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right)$$

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 ماسفیٹ ایکلینیکر میں بھی  $C'_M$  کی موجودگی کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ یوں  $\omega \ll \omega'_H$  تعداد پر چلتے ہوئے کل افراش 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 ماسفیٹ کی بلند ترین انقطائی تعداد کس صورت حاصل ہو گی۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل 6.39 میں  $R_i = 0 \Omega$  ریتے 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 اشارة  $v_i$  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 کامن انتقالی تعدد کا حصول

$$\frac{v_o - v_i}{\frac{1}{j\omega C_{gd}}} + g_m v_i + \frac{v_o}{\frac{R_L r_o}{R_L + r_o}} = 0$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \left( \frac{R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[ \frac{j\omega C_{gd} - g_m}{1 + \omega C_{gd} \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)} \right]$$

یعنی

$$(6.93) \quad A_v = \frac{v_o}{v_i} = \left( \frac{g_m R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[ -1 + \frac{j \frac{\omega C_{gd}}{g_m}}{1 + j \omega C_{gd} \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)} \right]$$

جس میں

$$(6.94) \quad \omega_s = \frac{g_m}{C_{gd}}$$

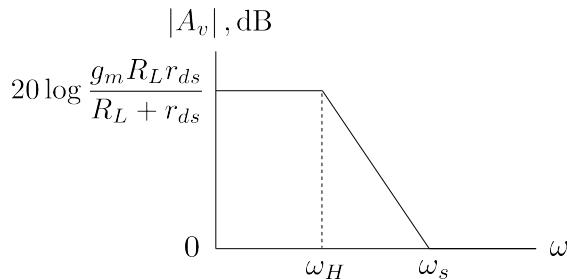
$$(6.95) \quad \omega_H = \frac{1}{C_{gd} \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)}$$

لیتے ہوئے

$$(6.96) \quad A_v = \left( \frac{g_m R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[ \frac{-1 + j \frac{\omega_s}{\omega}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} \right]$$

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 بودھ خط

جسے

$$(6.97) \quad g_m \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right) \gg 1$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 6.96 کا بودھ خط شکل 6.42 میں دکھایا گیا ہے۔  $\omega_H$  کی قیمت  $R_L$  سے وابستہ ہے۔ اگر  $R_L \rightarrow \infty$  کر دیا جائے تو بلند ترین انقطعی تعدد

$$(6.98) \quad \omega_H \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{1}{C_{gd} r_o}$$

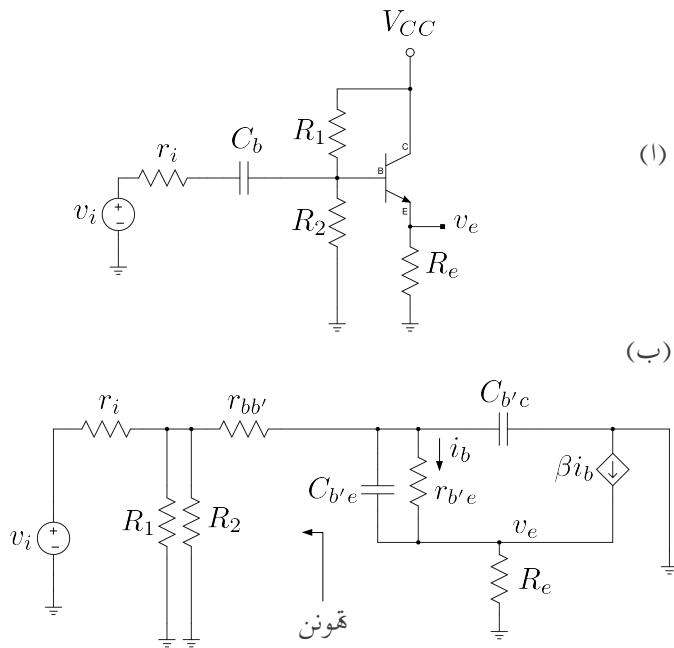
حاصل ہو گی جو ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء  $C_{gd}$  اور  $r_o$  پر منحصر ہے۔

## 6.12 مشترک کلکٹر ایمپلینیاٹر کا بلند تعددی رد عمل

شکل 6.43 اف میں کلکٹر مشترک ایمپلینیاٹر دکھایا گیا ہے جس کا مساوی باریک اشاراتی بلند تعددی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ بلند تعدد 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 ہوتا ہے۔ اس شکل میں کمیٹر  $C_{b'e}$  کا باسیں جانب کا مساوی

### 6.12. مشترک کلکٹر ایپلیکیشن کا بند تعددی رد عمل

721



شکل 6.43: بکلٹ مشترک بند تعددی رد عمل

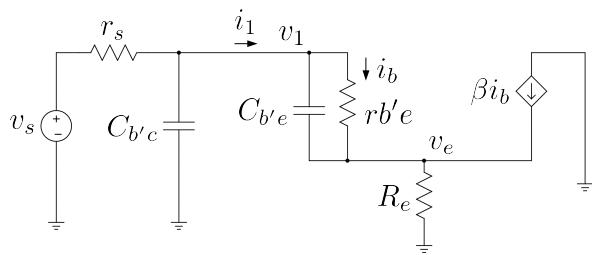
تحونن دور حاصل کرتے ہیں

$$V_{th} = \left( \frac{R_1 \parallel R_2}{r_i + R_1 \parallel R_2} \right) v_i = v_s$$

$$R_{th} = r_i \parallel R_1 \parallel R_2 + r_{bb'} = r_s$$

جہاں تحونن برقی دباؤ کو  $v_s$  اور تحونن برقی مزاحمت کو  $r_s$  لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں  $C_{b'e}$  کا ایک سرا بر قی زمین سے جڑا ہے۔ یوں شکل ب کو شکل 6.44 کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی 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: کلٹر 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 تو سین 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

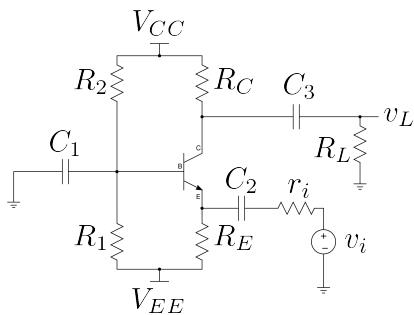
$$\begin{aligned} A &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} + 1 + \frac{r_s}{r_{b'e}} \\ B &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_T} + \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_1} + \frac{1}{\omega_1} + \frac{r_s}{r_{b'e}\omega_\beta} \\ C &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_T\omega_1} \end{aligned}$$

کے برابر ہیں۔ اس سے

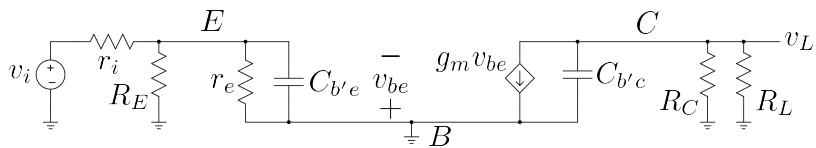
$$(6.103) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left( \frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)}{A + j\omega B + (j\omega)^2 C}$$

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: میں مشترک ایکلینیٹر



شکل 6.46: میں مشترک ایکلینیٹر کا مساوی دور

## 6.13 مشترک میں ایکلینیٹر کا بلند انقطائی تعدد

شکل 6.45 میں میں مشترک ایکلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 336 پر ٹرانزسٹر کا ٹریاکٹوری مونہ دکھایا گیا ہے جسے پائیے ریاضی مونہ کی شکل میں بناتے ہوئے شکل 6.45 کا بلند تعددی مساوی دور شکل 6.46 میں دکھایا گیا ہے۔ باریک اشاراتی دور میں  $R_1$  اور  $R_2$  دونوں کے دونوں سرے برقی زمین پر ہیں لہذا انہیں نہیں دکھایا گیا۔ چونکہ ٹرانزسٹر کا میں سرا بر قی زمین پر ہے لہذا  $C_{b'c}$  کا ایک سرا بر قی زمین پر ہو گا اور یوں اسے کلکٹر اور بر قی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔

مساوی دور سے دو انقطائی 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

$$V_{CC} = 5 \text{ V}, \quad V_{EE} = -5 \text{ V}, \quad R_E = 600 \Omega$$

$$R_1 = 6 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 38 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 10 \text{ k}\Omega, \quad r_i = 100 \Omega$$

ہیں۔ ٹرانزسٹر کا  $\beta = 149$  اور  $C_{b'c} = 4 \text{ pF}$  اور  $C_{b'e} = 35 \text{ pF}$  ہیں۔ بلند کونے کے تعداد حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمتی حل درکار ہے۔ تھونن 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 مزاحمت  $C_{b'e}$

$$\frac{1}{R_{be'}} = \frac{1}{24} + \frac{1}{600} + \frac{1}{100}$$

$$R_{be'} = 18.75 \Omega$$

جبکہ  $C_{b'c}$  کے متوازی کل مزاحمت

$$R_{b'c} = \frac{5000 \times 10000}{5000 + 10000} = 3.333 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ یوں مساوات 6.105 کی مدد سے

$$f_{H1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 18.75 \times 35 \times 10^{-12}} = 242 \text{ MHz}$$

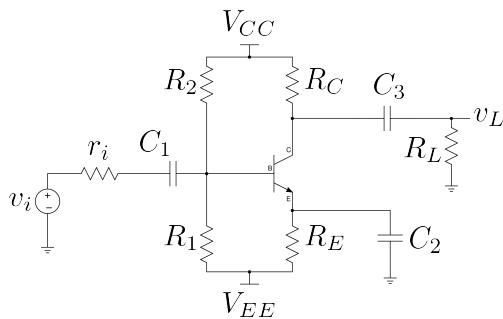
$$f_{H2} = \frac{1}{2 \times \pi \times 3333 \times 4 \times 10^{-12}} = 11.93 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتے ہیں لہذا اس ایمپلینیٹر کا بلند انقطعی تعداد 11.93 MHz ہے۔ اس مثال میں بلند انقطعی تعداد کا دارومند  $C_{b'c}$  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 اشارة ہیں پر مہیا کیا جائے تو ایمپلینیٹر مشترک ایمپلینیٹر حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.47 میں دکھایا گیا ہے۔ بقایا تمام متغیرات وہی رکھتے ہوئے دیکھتے ہیں کہ اس صورت میں بلند انقطعی تعداد کیا حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.47: ایمپلینگر مشرک

حل: مساوی دور شکل 6.48 میں دکھایا گیا ہے۔ گزشتہ مثال کی معلومات استعمال کرتے ہوئے

$$C_M = (1 + 0.0416 \times 3333) \times 4 \times 10^{-12} = 559 \text{ pF}$$

$$C_{b'e} + C_M = 594 \text{ pF}$$

اور اس کے متوازی کل مزاحمت  $R_m$

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{100} + \frac{1}{5182} + \frac{1}{3600}$$

$$R_m = 95.5 \Omega$$

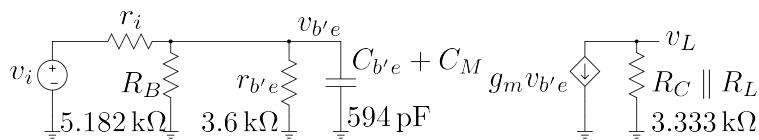
حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطاعی تعدد

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 95.5 \times 594 \times 10^{-12}} = 2.8 \text{ MHz}$$

اور درمیانی تعدد پر 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: ایمٹر مشترک ایپلیفائر کے انقطائی تعدد حاصل کرنے کے لئے درکار مساوی دور

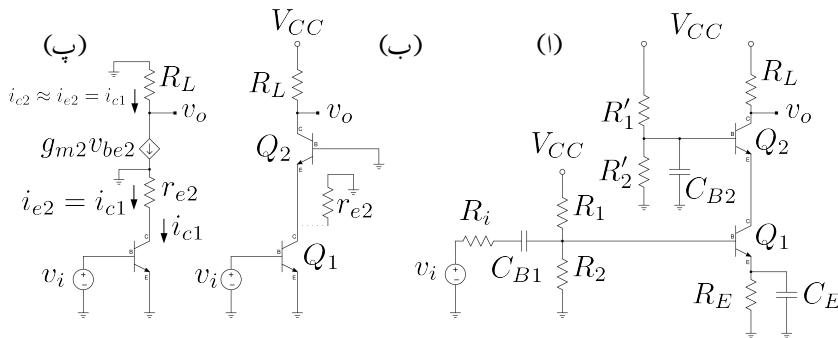
## 6.14 کیکوڈ ایپلیفائر

ایپلیفائر کے بلند تعدادی رد عمل پر غور کے دوران یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگرچہ  $C_{b'e}$  کی قیمت نہیں کم لیکن ملر کپیسٹر<sup>38</sup> کی وجہ سے بلند انقطائی نقطہ تعین کرنے میں اس کا کردار نہیں اہم ہے۔ ٹرانزسٹر ایپلیفائر بلند انقطائی نقطے سے کم تعداد کے اشارات کو بڑھاتا ہے۔ یوں ہم چاہیں گے کہ یہ نقطہ بلند سے بلند تر تعدد پر پایا جائے۔ اس حصے میں کیکوڈ ایپلیفائزر<sup>39</sup> پر غور کیا جائے گا جس میں ملر کپیسٹر کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر زیادہ سے زیادہ تعدد پر بلند تر انقطائی نقطہ حاصل ہوتا ہے۔<sup>40</sup>

شکل 6.49 الف میں کیکوڈ ایپلیفائر دکھایا گیا ہے۔  $Q_1$  اور اس کے ساتھ منسلک  $R_E$ ,  $R_2$ ,  $R_1$  اور  $C_E$  مل کر مشترکہ ایمٹر طرز کا ایپلیفائر بناتے ہیں جسے کپیسٹر  $C_{B1}$  کے ذریعہ داخلی اشارہ  $v_i$  فراہم کیا گیا ہے۔  $R_i$  داخلی اشارہ فراہم کرنے والے کی مزاحمت ہے۔ عام صورت میں  $Q_1$  کے کلکٹر پر برقی بوجھ  $R_L$  لادا جاتا ہے لیکن کیکوڈ میں ایسا نہیں کیا جاتا۔ کیکوڈ میں  $Q_2$  بطور برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔  $Q_2$  کے ہیں پر بیرونی کپیسٹر  $C_{B2}$  کا کردار نہیں اہم ہے۔ درکار تعدد پر  $C_{B2}$  بطور قصر دور کام کرتے ہوئے  $Q_2$  کے ہیں کو برقی زمین پر رکھتا ہے۔  $Q_2$  اور اس کے ساتھ منسلک  $R'_2$  اور  $C_{B2}$  مل کر مشترکہ ہیں طرز کا ایپلیفائر بناتے ہیں۔

کیکوڈ کی بلند انقطائی تعدد اس میں پائے جانے والے  $Q_1$  پر مبنی مشترکہ ایمٹر طرز کے ایپلیفائر اور  $Q_2$  پر مبنی مشترکہ ہیں طرز کے ایپلیفائر کی بلند انقطائی تعدد پر مختص ہو گی۔ مساوات 6.62 اور مساوات 6.69 ان ایپلیفائر کی قصر دور بلند تر انقطائی تعدد  $\omega_\beta$  اور  $\omega_\alpha$  دیتے ہیں جن کے تحت  $\omega_\alpha = \beta\omega_\beta = \omega_T$  کے برابر ہے جہاں  $\omega_\beta$  مشترکہ ایمٹر طرز کے ایپلیفائر کی قصر دور بلند انقطائی تعدد جبکہ  $\omega_\alpha$  مشترکہ ہیں طرز کے ایپلیفائر

<sup>38</sup>Miller capacitor  
<sup>39</sup>فریڈ کرنن بنت نے اس ایپلیفائر کو دریافت کیا اور اس کا نام کیکوڈ ایپلیفائر کھلا۔  
<sup>40</sup>cascode amplifier



شکل 6.49: کمیکوڈ ایکلینیاٹر

کی قصر دور بلند انقطائی تعداد ہے۔ چونکہ  $\omega_a = \omega_T$  کے برابر ہے لہذا مشترکہ بیس طرز کا ایکلینیاٹر ٹرانزسٹر کے تعداد تک قابل استعمال ہوتا ہے۔ اس کے برکھ میں مشترکہ ایمپلیٹر کی بلند انقطائی تعداد  $C_M$  پر منحصر ہوتی ہے جو اخود اس پر لدے بر قی بوجھ  $R_L$  پر منحصر ہوتا ہے۔ یوں کمیکوڈ ایکلینیاٹر کی بلند تعدادی انقطائی تعداد اس میں پائے جانے والے مشترکہ ایمپلیٹر کی بلند انقطائی تعداد پر منحصر ہو گا۔ آئسکن اس پر غور کریں۔

شکل 6.49 ب میں کمیکوڈ ایکلینیاٹر کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزسٹر مائل کرنے والے اجزاء نہیں دکھائے گئے تاکہ کمیکوڈ ایکلینیاٹر کی بنیادی کارکردگی پر توجہ رہے۔ اس شکل میں  $Q_2$  کا مراحت بطور  $r_{e2}$  کے بر قی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔  $Q_2$  کے باہر دکھاتے ہوئے اسے  $Q_1$  کے ملکٹر اور بر قی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں  $Q_2$  کا ریاضی نموءے<sup>41</sup> استعمال کرتے ہوئے اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ  $Q_1$  کے ملکٹر اور بر قی زمین کے درمیان  $r_{e2}$  نسب ہے۔

کا بر قی بوجھ  $r_{e2}$  لیتے ہوئے  $Q_1$

$$(6.106) \quad C_M = (1 + g_m r_{e2}) C_{b'c}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  میں باریک سمتی بر قی رو  $I_{CQ}$  گزرتا ہے لہذا  $g_{m1} = g_{m2} = r_{e1} = r_{e2} = \frac{1}{g_m} = r_e$  اور  $g_m = \frac{I_{CO}}{V_T}$  ہو گا۔ یوں  $i_{c1} = i_{c2} \approx i_{c2}$  لیتے ہوئے  $g_{m1} r_{e2} = 1$  ہو گا۔

$$(6.107) \quad C_M = (1 + 1) C_{b'c} = 2C_{b'c}$$

<sup>41</sup> ریاضی نموءے پر حصہ 3.14.1 میں تبرہ کیا گیا ہے

حاصل ہوتا ہے جو کہ کم ترین ممکنہ ملکپیسٹر ہے۔  $C_M$  کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر مشترکہ ایمٹر طرز کے ایپلیفار کی بلند انقطائی تعداد زیادہ سے زیادہ تعداد پر حاصل ہوتی ہے۔

شکل 6.50 میں  $Q_1$  کا بلند تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $r_{e2}$  کو بطور برقی بوجھ دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے  $R_1$  اور  $R_2$  کے کل مزاحمت کو  $R_B$  لکھتے ہیں یعنی

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

یوں متوازی جڑے مزاحمت  $R_1$ ،  $R_2$  اور  $R_m$  کی کل مقدار  $r_{be}$  یوں لکھی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned}\frac{1}{R_m} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}} \\ &= \frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be}}\end{aligned}$$

یعنی

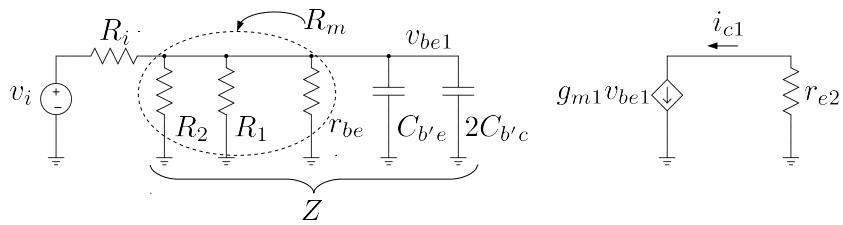
$$R_m = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

اسی طرح متوازی جڑے  $R_m$  اور دو کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ  $Z$  کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) + \frac{1}{R_m}$$

ایپلیفار کی موصل نما افراکش  $G_M = \frac{i_c}{v_i}$  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: کیکوڈ ایپلیناٹ 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  
 $\left( \frac{R_i}{R_m} + 1 \right)$  باہر لیتے ہوئے

$$G_m = \frac{g_m}{\left( \frac{R_i}{R_m} + 1 \right) \left[ j\omega \frac{(C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i}{\frac{R_i}{R_m} + 1} + 1 \right]}$$

حاصل ہوتا ہے جس میں

$$(6.108) \quad \omega_H = \frac{\frac{R_i}{R_m} + 1}{(C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i}$$

لکھتے ہوئے

$$(6.109) \quad G_m = \left( \frac{g_m}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) \left( \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 6.49 پ میں اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ  $Q_2$  میں وہی برقی رو گزرتی ہے جو  $Q_1$  میں گزرتی

ہے اور یوں  $i_{c2} = i_{c1}$  ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے کیکوڈ ایمپلیناٹر کے برقی دباؤ کی افزائش

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_i} = \left( \frac{v_o}{i_{c2}} \right) \left( \frac{i_{c2}}{i_{c1}} \right) \left( \frac{i_{c1}}{v_i} \right) \\ &= \left( \frac{v_o}{i_{c2}} \right) \left( \frac{i_{c2}}{i_{c1}} \right) (G_m) \\ &= (-R_L) (1) (G_m) \end{aligned}$$

یعنی

$$\begin{aligned} (6.110) \quad A_v &= - \left( \frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) \left( \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right) \\ &= A_{vD} \left( \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے جہاں  $A_{vD}$  درمیانی تعداد پر افزائش ہے جو

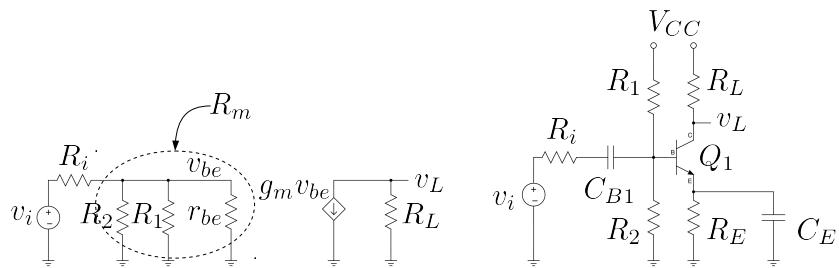
$$(6.111) \quad A_{vD} = - \left( \frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) = - \left( \frac{g_m R_L R_m}{R_i + R_m} \right)$$

کے برابر ہے۔ اس طرح کیکوڈ ایمپلیناٹر پوری برقی دباؤ کی افزائش دیتے ہوئے بلند انقطعی تعدد 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 جا سکتا ہے جہاں کپیسٹر  $C_{b'e} + 2C_{b'c}$  کے متوازی کل مزاحمت  $R_i \parallel R_m$  دراصل متوازی جڑے،  $R_i$ ،  $R_1$  اور  $R_2$  کی کل مزاحمت ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیکوڈ ایمپلیناٹر کی بلند انقطعی تعدد کو بھی  $\omega_H = \frac{1}{RC}$  کی شکل میں لکھا جا سکتا ہے جہاں  $C$  کل کپیسٹر اور  $R$  اس کے ساتھ متوازی جڑی کل مزاحمت ہے۔

شکل 6.49 الف میں  $Q_1$  مشترک ایمپلیناٹر 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 ایمپلیناٹر حاصل ہو گا جس کا درمیانی تعداد پر



شکل 6.51: کیکوڈ ایپلینیاٹر کا مشترک ایمپر حصہ

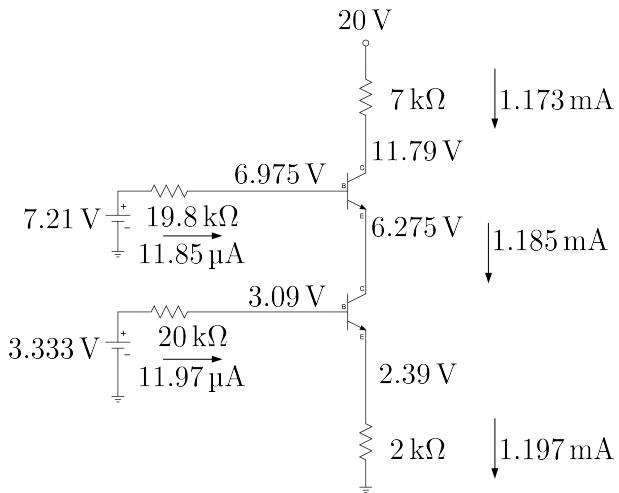
مساوی دور بھی اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ آئیں زنجیری ضرب کی مدد سے شکل 6.51 کا حاصل کریں۔

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\
 (6.113) \quad &= -R_L g_m \left( \frac{R_m}{R_i + R_m} \right) \\
 &= \frac{-g_m R_L R_i}{R_i + R_m}
 \end{aligned}$$

اس مساوات کا مساوات 6.111 کے ساتھ موازنہ کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ کیکوڈ ایپلینیاٹر کی درمیانی تعدد پر اندازش وہی ہے جو مشترک ایمپر ایپلینیاٹر کی ہے۔ کیکوڈ ایپلینیاٹر کی افادیت اس حقیقت میں ہے کہ اس کا بلند انقطائی تعدد کافی زیادہ تعدد پر پایا جاتا ہے۔

مثال 6.49: شکل 6.49 میں

$$\begin{aligned}
 R_1 &= 120 \text{ k}\Omega, & R_2 &= 24 \text{ k}\Omega, & R_E &= 2 \text{ k}\Omega \\
 R'_1 &= 55 \text{ k}\Omega, & R'_2 &= 31 \text{ k}\Omega, & R_i &= 0.1 \text{ k}\Omega \\
 C_{b'e} &= 30 \text{ pF}, & C_{b'c} &= 3 \text{ pF}, & R_L &= 7 \text{ k}\Omega \\
 \beta &= 99, & V_{CC} &= 20 \text{ V}, & V_A &= \infty
 \end{aligned}$$



شکل 6.52: کیکوڈ ایپلیناٹر کے یک سمتی متغیرات

ہیں۔ کیکوڈ ایپلیناٹر کے تمام یکسستی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔

حل: شکل 6.52 میں اس کا یک سمتی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے بیچ 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 برقی رو مساوات 6.114 کے طرز پر تاب 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 مکثہ پر 1.185 mA پایا جاتا ہے لہذا  $Q_2$  کا  $I_{E2}$  بھی ہو گا۔ اگر ایسا ہو تو

$$I_{C2} = \left( \frac{99}{99+1} \right) \times 1.185 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = \frac{1.185 \text{ mA}}{99+1} = 11.85 \mu\text{A}$$

ہوں گے۔

آئیں اب حاصل کردہ برقی رو کو استعمال کرتے ہوئے مختلف مقامات پر برقی 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 برقی دباد یوں بھی حاصل کیا جاسکتا ہے کہ بیس جانب 20 kΩ مزاحمت میں 11.97 μA گزرنے سے، قانون اوہم کے تحت، مزاحمت پر 0.24 V برقی 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 مکثہ 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 افراستہ ہیں۔

یہ تمام معلومات حاصل کرتے وقت ہم تصور کر رہے تھے کہ دونوں ٹرانزسٹر افراستہ ہیں۔ فرض کریں کہ  $R'_1$  اور  $R'_2$  کے قیتیں یوں چنی جائیں کہ  $V_{E2}$  کی قیمت اتنی گر جائے کہ  $Q_1$  افراستہ نہ رہ سکے تب یہ تمام حساب کتاب غلط ہو گا اور کیکوڈ ایمپلینیٹر صحیح کام نہیں کرے گا۔ تخلیق دیتے وقت اس بات کا خیال رکھا جاتا ہے کہ دونوں ٹرانزسٹر یک سمی برقی رو گزارتے ہوئے افراستہ رہیں۔

---



---

مثال 6.17: مثال 6.16 میں دئے معلومات کو استعمال کرتے ہوئے کیکوڈ ایمپلینیٹر کی درمیانی تعداد پر افزائش  $A_v$  اور بلند انتظامی تعدد  $f_H$  حاصل کریں۔

حل:  $Q_1$  کا یک سمی برقی رو  $I_{C1}$

$$V_{BB} = \frac{24000 \times 20}{24000 + 120000} = 3.333 \text{ V}$$

$$R_B = \frac{24000 \times 120000}{24000 + 120000} = 20 \text{ k}\Omega$$

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{3.333 - 0.7}{\frac{20000}{99+1} + 2000} = 1.197 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہی یک سمی برقی رو  $Q_2$  میں سے بھی گزرے گا۔ یوں

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m = \frac{1.197 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 47.88 \text{ mS}$$

$$r_{be1} = r_{be2} = r_{be} \approx \frac{99}{0.04788} = 2067 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعداد پر افزائش مساوات 6.111 کی مدد سے حاصل کرتے ہیں جس میں  $R_m$  درکار ہو گا یعنی

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{120000} + \frac{1}{24000} + \frac{1}{2067}$$

$$R_m = 1873 \Omega$$

جسے استعمال کرتے ہوئے

$$A_{vD} = \frac{-0.04788 \times 7000 \times 1873}{100 + 1873} = -318 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

اور مساوات 6.112 کی مدد سے

$$\omega_H = \frac{1}{(30 \times 10^{-12} + 2 \times 3 \times 10^{-12}) \left( \frac{100 \times 1873}{100 + 1873} \right)} = 293 \frac{\text{Mrad}}{\text{s}}$$

$$f_H = \frac{293000000}{2\pi} = 46.6 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

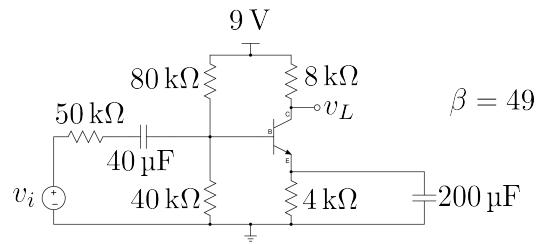
اب تک اس باب میں ہم پست انقطاعی تعداد، بلند انقطاعی تعداد اور درمیانی تعداد پر افزائش کی مثالیں دیکھتے رہے ہیں۔ آئیں ان تینوں کو یکجا کرتے ہوئے اس کا بوڈا جخط حاصل کریں۔

مثال 6.18: شکل 6.53 میں ٹرانزسٹر کی  $C_{b'c} = 2 \text{ pF}$  اور  $f_t = 200 \text{ MHz}$  ہے۔ اس ایکلیفیا رکارڈر کی پست اور بلند انقطاعی تعداد حاصل کریں۔ درمیانی تعداد پر افزائش حاصل کرتے ہوئے افزائش کے حقیقتی قیمت کا کامل بوڈا جخط کچھ نیچے پہنچیں۔

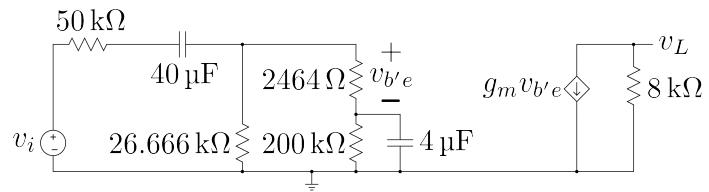
حل: یک سمیت تجویزی سے  $I_C = 0.507 \text{ mA}$  حاصل ہوتے ہیں جس سے  $V_{BB} = 3 \text{ V}$  اور  $R_B = 26.666 \Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔  $r_e = 50 \Omega$  اور  $g_m = 0.02 \text{ S}$  ہیں۔

مساوات 6.67 کی مدد سے  $f_T$  کو استعمال کرتے ہوئے  $C_{b'e}$  یوں حاصل ہوتا ہے

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c} = \frac{0.02}{2\pi \times 200 \times 10^6} - 2 \times 10^{-12} = 14 \text{ pF}$$



شکل 6.53: مشترک بیٹر کا کم تعددی رد عمل



شکل 6.54: مشترک بیٹر کا کم تعدد پر مساوی دور

شکل 6.54 میں کم تعداد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $\frac{C_E}{\beta+1} = 4 \mu F$  اور  $R_E = 200 k\Omega$  ( $\beta + 1$ ) ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ پست انقطائی استعمال کرنے کے لئے ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ پست انقطائی تعداد  $C_E$  سے حاصل کیا گیا ہے اور اس تعداد پر  $40 \mu F$  کے کپیسٹر کو قصر دور تصور کرتے ہیں۔ یوں پست انقطائی تعداد  $f_L$  کو  $4 \mu F$  اور اس کے متوازی کل مزاحمت  $R$  سے حاصل کرتے ہیں۔ اگر  $2464 \Omega$  کو نظر انداز کیا جائے تو

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{200000}$$

$$R = 16 k\Omega$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 16000 \times 4 \times 10^{-6}} = 2.5 \text{ Hz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 6.55 میں زیادہ تعداد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ شکل میں

$$C_M = (1 + 0.02 \times 8000) 2 \times 10^{-12} = 322 \text{ pF}$$

لیتے ہوئے کل کپیسٹر  $C_{b'e} + C_M = 336 \text{ pF}$  استعمال کیا گیا ہے۔ کپیسٹر کے متوازی کل مزاحمت کو  $R$  کہتے ہوئے

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{2464}$$

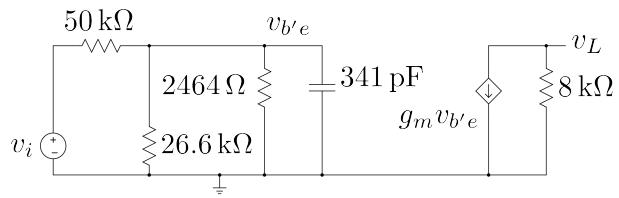
$$R = 2158 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطائی تعداد  $f_H$

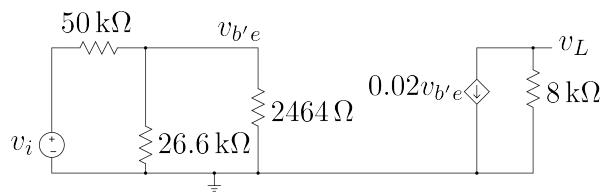
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 2158 \times 336 \times 10^{-12}} = 219 \text{ kHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

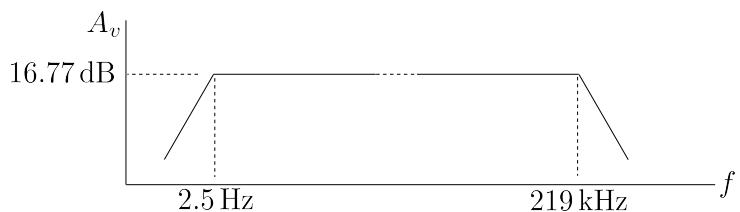
درمیانی تعداد پر شکل 6.56 حاصل ہوتا ہے جس میں متوازی جڑے  $26.666 k\Omega$  اور  $2.464 k\Omega$  کی کل مزاحمت کو  $2.255 k\Omega$  لیتے ہوئے



شکل 6.55: مشترک ایمپ کاز یاده تعدد پر مساوی دور



شکل 6.56: مشترک ایمپ کار میانی تعدد پر مساوی دور



شکل 6.57: مشترک ایمپ کار کامل بودن خط

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -8000 \times 0.02 \times \frac{2255}{2255 + 50000} = -6.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان تمام معلومات کو شکل 6.57 کے بوداخط میں دکھایا گیا ہے۔

---

### 6.15 فلٹر یا چھانی

ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعداد رکھنے والے اشارات کو گزرنے دے کو پئی گزار فلٹر<sup>42</sup> یا پئی گزار چھلنی کہتے ہیں۔ اس کے بر عکس ایسا ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعداد رکھنے والے اشارات کو روک دے اور انہیں گزرنے نہ دے کو پئی روک فلٹر<sup>43</sup> یا پئی روک چھلنی کہتے ہیں۔ شکل میں 6.58 الف میں پئی گزار فلٹر، شکل ب میں پئی روک فلٹر، شکل پ میں پست گزار فلٹر جبکہ شکل ت میں بلند گزار فلٹر کی افزائش بال مقابل تعداد کے خط دکھائے گئے ہیں۔ حقیقت میں ایسے کامل فلٹر نہیں پائے جاتے اور حقیقی پست گزار فلٹر<sub>H</sub><sup>ω</sup> سے قدر بلند تعداد کے اشارات کو بھی گزارتا ہے۔ فلٹر ایسے قلیوں سے حاصل کیا جاتا ہے جس کا خط شکل 6.58 کے قریب ہو۔

حابی ایکلینیک استعمال کرتے ہوئے ہر قسم کے فلٹر تخلیق دئے جاتے ہیں۔ ایسے فلٹروں میں بڑ ورت فلٹر کا اپنا ایک مقام ہے۔ آئیں اس پر غور کرتے ہیں۔

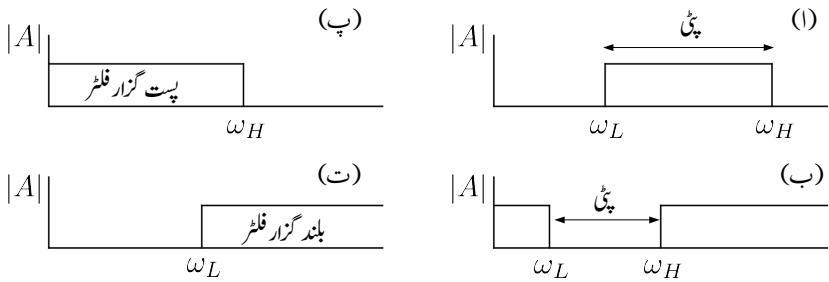
### 6.16 بڑ ورت فلٹر (چھانی)

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>



شکل 6.58: فلٹر یا چھانی کے اقسام

کی صورت میں لکھا جاسکتا ہے جہاں  $s = \sigma + j\omega$  مخلوط تعدد جکہ  $c_1, c_2, c_3$  وغیرہ، تسلسل کے ضریبیہ مستقل ہیں۔ جفت  $n$  کی صورت میں یعنی  $n = 2, 4, 6, \dots$  کی صورت میں  $\left(s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2\right)$  طرز کے دو درجی کلیات کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا 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  $\zeta_m$  اور  $\omega_m$  دو درجی کلیات کے مستقل ہیں۔  $\zeta_m$  کو تقصیری مستقل<sup>44</sup> اور  $\omega_m$  کو غیر تقصیری قدری قدری<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 دو درجی کلیات اور ایک عدد  $(s + \omega_0)$  کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(6.116) \quad (s + \omega_0) \left(s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2\right) \left(s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2\right) \dots$$

بُر ورت تسلسل<sup>46</sup> میں مساوات 6.115 اور مساوات 6.116 میں تمام  $\omega_m$  برابر ہوتے ہیں۔ ایسی صورت میں تمام  $\omega_m$  کو  $\omega_0$  لکھتے ہوئے بُر ورت تسلسل کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(6.117) \quad \begin{aligned} B_n(s) &= \left(s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2\right) \left(s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2\right) \dots \\ B_n(s) &= (s + \omega_0) \left(s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2\right) \left(s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2\right) \dots \end{aligned}$$

damping constant<sup>44</sup>  
undamped natural frequency<sup>45</sup>  
Butterworth<sup>46</sup>

جہاں پہلی تسلسل جفت  $n$  اور دوسری تسلسل طاق  $n$  کے لئے ہے۔

آئیں بہرورت تسلسل میں  $s$  کی وہ قیمتیں حاصل کریں جن پر  $(s)B_n$  کی قیمت صفر ہو جاتی ہے۔  $s$  کی یہ قیمتیں تسلسل کے صفر<sup>47</sup> کھلاتے ہیں۔

$s = -\omega_0$  سے 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  $j\omega$  کو عمودی محور پر رکھا جائے گا۔

### دو درجی کلیات

$$(6.118) \quad s^2 + 2\zeta_m \omega_0 s + \omega_0^2 = 0$$

س

$$(6.119) \quad \begin{aligned} s_1 &= s_m = -\zeta_m \omega_0 + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \\ s_2 &= s_m^* = -\zeta_m \omega_0 - j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \end{aligned}$$

صفر حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی درجی کلیے سے دو صفر حاصل ہوتے ہیں جو  $\beta \mp \alpha$  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 باسیں جانب پائے جاتے ہیں۔ ایک صفر افقی محور کے اوپر جانب جبکہ دوسرा 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

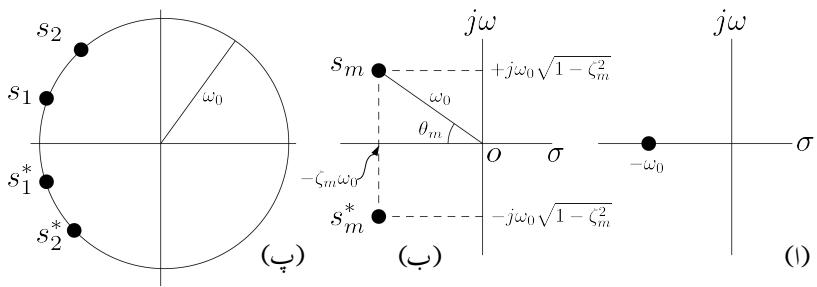
$$(6.120) \quad |s_m| = |s_m^*| = \omega_0$$

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 زاویے کی شکل میں بھی لکھا جا سکتا ہے۔ یوں  $s_m$  مخلوط عدد کو مثال بناتے ہوئے اسے دونوں طرح لکھتے ہیں۔

$$(6.121) \quad s_m = -\zeta_m \omega_0 + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} = |s_m| \angle \theta$$

---

zeros<sup>47</sup>  
complex plane<sup>48</sup>



شکل 6.59: مخلوط سطح پر بروت تسلسل کے صفر

جہاں

$$(6.122) \quad |s_m| = \sqrt{\zeta_m^2 \omega_0^2 + \omega_0^2 (1 - \zeta_m^2)} = \omega_0$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.59 ب میں نقطہ  $s_m$  کا فاصلہ  $|s_m|$  یعنی اس کی حتمی قیمت دکھلاتا ہے۔ اس شکل میں زاویہ  $\theta_m$  دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

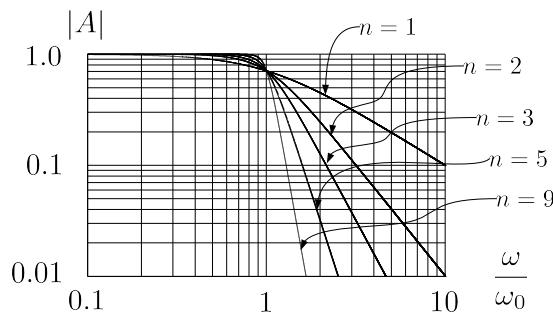
$$(6.123) \quad \cos \theta_m = \frac{\zeta_m \omega_0}{\omega_0} = \zeta_m$$

لکھا جا سکتا ہے۔

مساویات 6.122 کے تحت تمام صفروں کی حتمی قیمت  $\omega_0$  کے برابر ہے۔ یوں مخلوط سطح پر تمام صفر  $\omega_0$  رداں کے دائرے پر پائے جائیں گے۔ اس حقیقت کو شکل 6.59 پ میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $s_1$  اور  $s_1^*$  آپس میں افقی محور کے الٹ جانب برابر فاصلے پر ہیں۔ یہی کچھ  $s_2$  اور  $s_2^*$  کے لئے بھی درست ہے۔ بروت تسلسل کے تمام صفر اسی دائرے پر عمودی محور کے باہمی جانب پائے جائیں گے۔

بروت تسلسل کے کسی بھی دو درجی جزو کو

$$s^2 + s\zeta_m \omega_0 s + \omega_0^2 = \omega_0^2 \left[ \left( \frac{s}{\omega_0} \right)^2 + 2\zeta_m \left( \frac{s}{\omega_0} \right) + 1 \right]$$



شکل 6.60: بذرورت پست گزار چلنی

کی صورت میں لکھا جاسکتا ہے۔ اگر مساوات 6.118 میں  $1 = \omega_0$  رکھا جاتا ہے شکل 6.59 پ میں دائرے کا رد اس ایک کے برابر ہوتا جبکہ مساوات 6.123 اب بھی درست ثابت ہوتا۔ اکائی رد اس کے اس دائرے کو بذرورت دائرہ<sup>49</sup> کہا جائے گا۔

بذرورت 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۔

$$(6.125) \quad |A(s)| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}}$$

$|A_0| = 1$  لیتے ہوئے  $|A(s)|$  کے خط کو  $n$  کی مختلف قیتوں کے لئے شکل 6.60 میں کھینچا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $n$  کی تمام قیتوں کے لئے  $|A(s)|$  کی قیمت  $\omega_0$  تعدد پر 3 dB گھٹ جاتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ یہ حقیقت بھی واضح ہے کہ  $n$  کی قیمت بڑھانے سے شکل 6.60 کی صورت شکل 6.58 پ کے تریب تر ہوتی جاتی ہے۔

$\omega_0 = 1$  کی صورت میں بذرورت کے تسلسل کو جدول 6.1 میں پیش کیا گیا ہے۔ طاق  $n$  کی صورت میں بذرورت تسلسل میں  $(s + 1)$  ضرور پایا جاتا ہے جبکہ جفت  $n$  کی صورت میں صرف دو درجی<sup>51</sup> اجزاء پائے جاتے ہیں۔

Butterworth circle<sup>49</sup>  
Butterworth filter<sup>50</sup>  
quadratic<sup>51</sup>

جدول 6.1: بڑو رت تسلیم

$n$	$B_n(s)$
1	$(s + 1)$
2	$(s^2 + 1.414s + 1)$
3	$(s + 1)(s^2 + s + 1)$
4	$(s^2 + 0.765s + 1)(s^2 + 1.848s + 1)$
5	$(s + 1)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)$
6	$(s^2 + 0.518s + 1)(s^2 + 1.414s + 1)(s^2 + 1.932s + 1)$

مثال 6.19: جدول 6.1 میں  $|B_n(s)|$  کے لئے  $n = 2$  کے حاصل کرتے ہوئے مساوات 6.125 ثابت کریں۔

حل: جدول میں  $\omega_0 = 1$  کے لئے بڑو رت تسلیم

$$B_2(s) = s^2 + 1.414s + 1$$

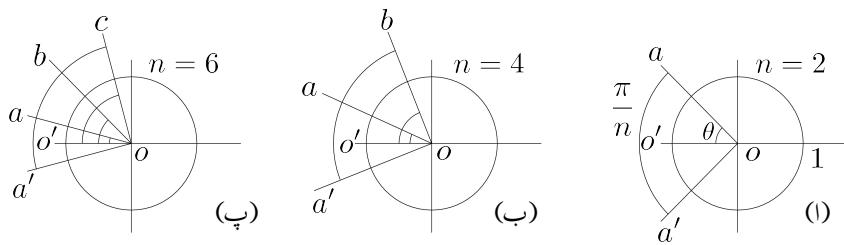
دیا گیا ہے۔  $s = j\omega$  استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} B_2(s) &= (j\omega)^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= -\omega^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= 1 - \omega^2 + j1.414\omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\begin{aligned} |B_2(s)| &= \sqrt{(1 - \omega^2)^2 + (1.414\omega)^2} \\ &= \sqrt{1 + \omega^4 - 2\omega^2 + 2\omega^2} \\ &= \sqrt{1 + \omega^4} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.61: جفت بُر ورت دارہ

بُر ورت تسلسل میں  $1 = \omega_0$  لیتے ہوئے دو درجی اجزاء کو  $(s^2 + 2\zeta s + 1)$  لکھا جاسکتا ہے جہاں  $\zeta$  کو بُر ورت دائرے سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ شکل 6.61 میں بُر ورت دائرے سے جفت  $n$  کی صورت میں  $\zeta$  کا حصول دکھایا گیا ہے۔ بُر ورت دائرے کا رادس<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  $\angle a'oo' = \angle aoo'$  ہوں۔ شکل 6.61 الف میں ایسا کیا گیا ہے۔  $\angle aoo'$  کو  $\theta$  لکھتے ہوئے  $\zeta$  کو

$$(6.126) \quad \zeta = \cos \theta$$

سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں  $n = 2$  کی صورت میں

$$\zeta = \cos 45 = 0.7071$$

حاصل ہوتا ہے اور بُر ورت کلیے

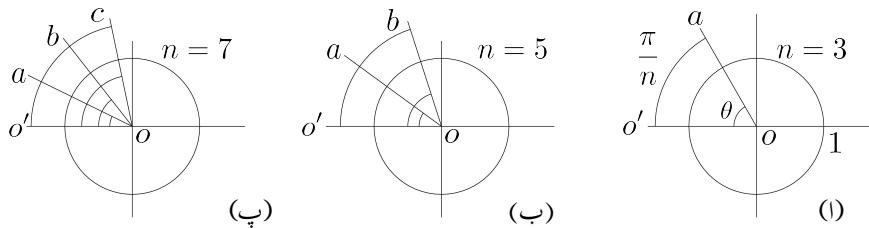
$$s^2 + 2\zeta s + 1 = s^2 + 1.4142s + 1$$

صورت اختیار کر لیگا جو جدول 6.1 کے میں مطابق ہے۔

شکل 6.61 ب میں  $n = 4$  ہے۔ یوں  $n = 4 = \frac{\pi}{4} = 45^\circ$  ہو گا جہاں  $\angle aoo' = \angle a'oo' = \frac{\pi}{4}$  ہی رکھے گئے ہیں۔  $n = 4$  کی صورت میں بُر ورت کلیے میں دو درجی اجزاء دو مرتبہ پائے جاتے ہیں۔ یوں ایک اضافی زاویہ  $\angle aob = 45^\circ$  بھی کھینچا جاتا ہے۔ یوں

$$\theta_1 = \angle aoo' = 22.5$$

$$\theta_2 = \angle boo' = 67.5$$



شکل 6.62: طاق بروت دارہ

ہوں گے جن سے

$$\zeta_1 = \cos 22.5 = 0.9239$$

$$\zeta_2 = \cos 67.5 = 0.3827$$

حاصل ہوتے ہیں لہذا بروت کلیہ

$$(s^2 + 2 \times 0.9239 \times s + 1) (s^2 + 2 \times 0.3827s + 1)$$

یعنی

$$(s^2 + 1.848s + 1) (s^2 + 0.765s + 1)$$

ہو گا۔ شکل 6.62 میں طاق  $n$  کی صورت میں  $\theta$  کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل اف میں  $n = 3$  کے لئے حل کیا گیا ہے جہاں  $\angle aoo'$  کا زاویہ  $\frac{\pi}{n}$  یعنی  $60^\circ$  کا کھینچا گیا ہے۔  $\angle aoo' = \theta$  لیتے ہوئے

$$\zeta = \cos 60 = 0.5$$

حاصل ہوتا ہے۔ طاق بروت کلیہ میں  $(s+1)$  کا اضافی جزو پایا جاتا ہے لہذا  $n = 3$  کی صورت میں بروت کلیہ

$$(s+1) (s^2 + 2 \times 0.5 \times s + 1)$$

یعنی

$$(s+1) (s^2 + s + 1)$$

ہو گا۔  $n = 5$  کی صورت میں  $\angle aoo' = \frac{\pi}{5}$  یعنی  $36^\circ$  کھینچنے کے بعد  $\angle boo'$  بھی  $36^\circ$  کھینچیں۔ یوں

$$\theta_1 = \angle aoo'$$

$$\theta_2 = \angle boo'$$

ہوں گے۔

جدول 6.1 میں  $\omega_0 \neq 1$  لیتے ہوئے رتبہ اول بڑورت فلٹر کے کلیے کو

$$(6.127) \quad \frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

جبکہ دور تی بڑورت فلٹر کے کلیے کو

$$(6.128) \quad \frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2\zeta\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

لکھا جاسکتا ہے۔

### 6.16.1 بڑورت فلٹر کا دور

شکل 6.63 الف میں رتبہ اول پست گزار بڑورت فلٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کو دیکھتے ہوئے

$$v_k = \left( \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \right) v_i = \frac{v_i}{sRC + 1}$$

$$v_o = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_k$$

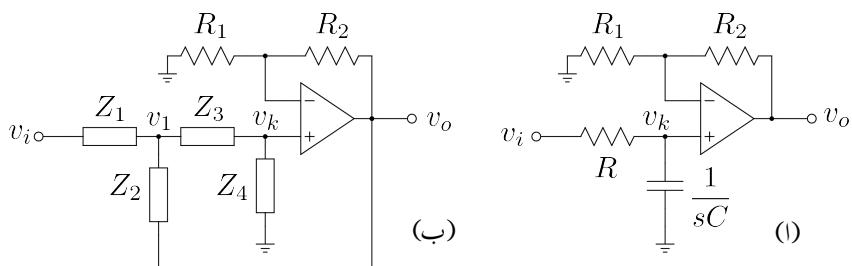
لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{1}{sRC + 1} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں

$$(6.129) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



شکل 6.63: بُرْت فلٹر

لکھتے ہوئے

$$\frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کا مساوات 6.127 کے ساتھ سے موازنہ کریں جو یک رتبی بڑورت فلٹر کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ شکل 6.63 الف یک رتبی بڑورت فلٹر ہے۔ R اور C کی جگہیں آپس میں تبدیل کرنے سے یک رتبی بلند گزار بڑورت فلٹر حاصل ہوتا ہے۔ یک رتبی بڑورت فلٹر میں  $A_0$  کی قیمت کچھ بھی رکھی جاسکتی ہے۔ عموماً  $A_0$  کو استعمال کرتے ہوئے اشارہ بڑھایا جاتا ہے۔

آئین شکل 6.63 ب میں دے دور تبی پڑ ورت فلٹر کو حل کریں۔ جوڑ ۱ پر کرخوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

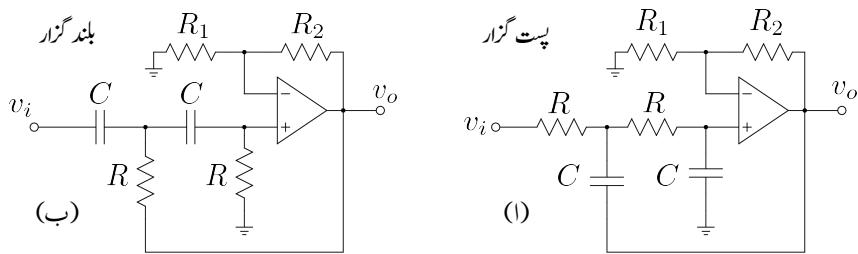
$$\frac{v_1 - v_i}{Z_1} + \frac{v_1}{Z_2 + Z_4} + \frac{v_1 - v_o}{Z_2} = 0$$

لکھا ہا سکتا ہے جبکہ کر خوف کے قانون پرائے بر قی دیا و کی مدد سے

$$v_k = \left( \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right) v_1$$

لئے کھا حاصلتا ہے۔ ثابت ایمپلینفائز کے لئے

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_k = A_0 v_k$$



شکل 6.64: بروت پس گزار اور بلند گزار فلٹر

لکھا جا سکتا ہے۔ ان تینوں مساوات کو حل کرنے سے

$$(6.130) \quad A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_0 Z_2 Z_4}{Z_2 (Z_1 + Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_3 + Z_1 Z_4 (1 - A_0)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پس گزار فلٹر کی صورت میں  $Z_1$  اور  $Z_3$  مزاحمت جبکہ  $Z_2$  اور  $Z_4$  کپیسٹر ہوتے ہیں۔ ایسا دور شکل 6.64 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کے بر عکس بلند گزار فلٹر میں  $Z_1$  اور  $Z_3$  کپیسٹر جبکہ  $Z_2$  اور  $Z_4$  مزاحمت ہوتے ہیں۔ شکل 6.64 ب میں بلند گزار فلٹر دکھایا گیا ہے۔

شکل 6.64 الف کے لئے مساوات 6.130 درج ذیل دیتی ہے۔

$$(6.131) \quad A(s) = \frac{A_0 \left( \frac{1}{RC} \right)^2}{s^2 + \left( \frac{3-A_0}{RC} \right) s + \left( \frac{1}{RC} \right)^2}$$

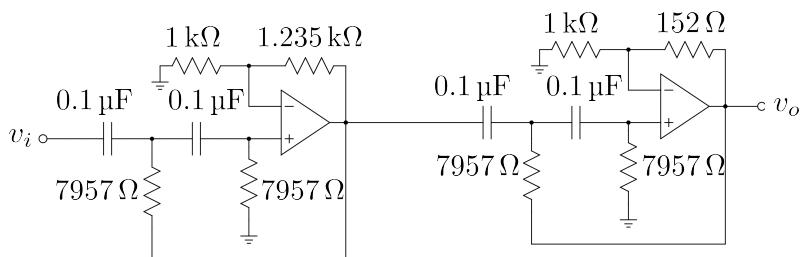
مساوات 6.131 کا مساوات 6.128 کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے

$$(6.132) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 3 - 2\zeta$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ان معلومات کے ساتھ اب ہم بروت فلٹر تخلیق دے سکتے ہیں۔  $\frac{1}{\omega_0} RC$  کو درکار  $\frac{1}{\omega_0}$  کے برابر رکھا جاتا ہے جہاں پس گزار فلٹر کی صورت میں یہ  $\omega_H$  ہے جبکہ بلند گزار فلٹر کی صورت میں  $\omega_L = \omega_0$  کے برابر ہو گا۔ جفت



شکل 6.65: چار رتبی بلند گزار بُر ورت فلٹر

n کی صورت میں شکل 6.64 الف طرز کے  $\frac{n}{2}$  کڑیاں استعمال کرتے ہوئے زنجیری ایکسپلیگنر بنایا جاتا ہے۔ جدول 6.1 سے مطلوبہ دو درجی کلیات کے حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہر ح کے لئے ایک کڑی تخلیق دی جاتی ہے۔ طاق n کی صورت میں شکل 6.64 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 مزاجمت اور کپیسٹر نسب کے جائیں، حقیقت میں ایسا ہی کیا جاتا ہے اور یوں تمام کڑیاں بالکل یکساں دکھتی ہیں۔

مثال 6.20: ایک ایسا چار رتبی بلند گزار بُر ورت فلٹر تخلیق دیں جس کی جس کی  $f_L = 200 \text{ Hz}$  ہو۔

حل: شکل 6.64 طرز کے دو کڑیاں زنجیری شکل میں جوڑ کر چار 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

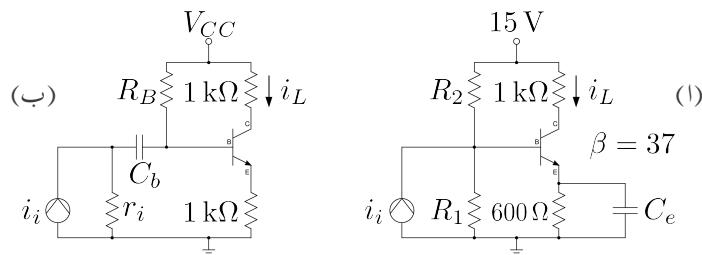
$$A_{v1} = 3 - 0.765 = 2.235$$

$$A_{v2} = 3 - 1.848 = 1.152$$

چونکہ ثابت ایکلینیکر کی انفرائش  $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  کے برابر ہے لہذا پہلی کڑی کے لئے  $\frac{R_2}{R_1} = 1.235$  رکھنا ہو گا۔ اگر  $R_1 = 1\text{k}\Omega$  رکھا جائے تو  $R_2 = 1.235\text{k}\Omega$  ہو گا۔ اسی طرح دوسری کڑی کے لئے اگر پہلی مزاحمت  $1\text{k}\Omega$  رکھی جائے تو دوسری مزاحمت  $152\Omega$  رکھنا ہو گا۔

اسی طرح  $f_L = 200\text{Hz}$  حاصل کرنے کی خاطر اگر  $C = 0.1\mu\text{F}$  رکھا جائے تو مساوات 6.132 سے 7957  $\Omega$  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 اف میں

$R_1$  اور  $R_2$  کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ  $i_L$  کا جیٹھے زیادہ سے زیادہ ممکن ہو۔

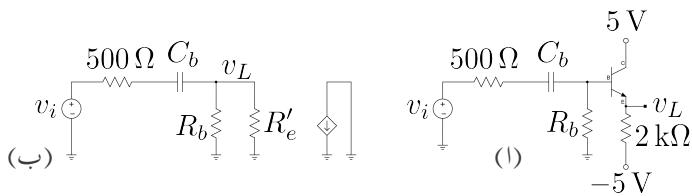
پست انقطائی نقطے 5 Hz پر رکھنے کے لئے درکار کپیسٹر  $C_e$  کی قیمت حاصل کریں۔

حاصل کریں اور اس کے حقیقی قیمت کا بوڈاخط کچھیں۔  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$

جوابات:  $R_2 = 7.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 3.26 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{BB} = 4.5 \text{ V}$ ,  $R_B = 2.2 \text{ k}\Omega$ ,  $I_{CQ} = 5.77 \text{ mA}$ ,  $C_e = 548 \mu\text{F}$ ,  $r_e = 4.3 \Omega$ ,

$$A_i = \left( \frac{\beta R_B}{R_B + r_{pe}} \right) \frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{R_B + r_{be} + \beta R_E}{R_E C_E (R_B + r_{be})}} = 34.5 \left( \frac{s + 3.04}{s + 31.66} \right)$$

سوال 6.2: شکل 6.66 ب میں  $\beta = 137$  اور  $r_i = 40 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $C_b$  کی قیمت کیا ہو گی؟  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کے حقیقی قیمت کا بوڈاخط کچھیں۔



: شکل 6.67

جوابات: شکل 6.67 میں  $R_B \parallel R'_B$  کی بنابر  $r_e \gg r_{be}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے  $C_b = 21.8 \text{ nF}$  حاصل ہوتا ہے۔

$$(r_{be} + (\beta + 1)R_E)$$

$$A_i = \frac{r_i \parallel R'_B}{r_e + R_E} \left( \frac{s}{s + \frac{1}{(r_i + R'_B)C_b}} \right)$$

سوال 6.3: شکل 6.67 میں  $\beta = 70$  کی ایسی قیمت حاصل کریں کہ  $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$  حاصل ہو۔ پست انتظامی تعداد کو  $10 \text{ Hz}$  پر رکھنے کی خاطر درکار  $C_b$  حاصل کریں۔

جوابات: شکل 6.67 میں  $R_b = 10.65 \text{ k}\Omega$  سے  $I_{CQ} = \frac{0 - V_{BE} + 5}{\frac{R_b}{\beta+1} + R_e}$

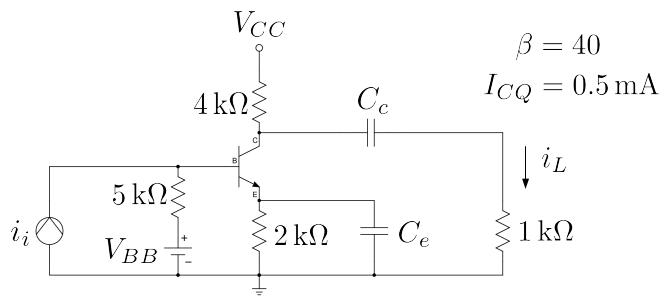
مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $R_e$  کو  $(\beta + 1)$  سے ضرب دیتے ہوئے ٹرانزیستر کے میں جانب منتقل کر کے  $C_b = 1.529 \mu\text{F}$  کہا گیا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہی  $\omega = \frac{1}{C_b(r_i + R_b \parallel R'_e)}$  لکھا جا سکتا ہے جس سے جس سے حاصل ہوتا ہے۔

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 حقیقی قیمت کا بودا خط پہنچیں۔  $V_{CC} = 10 \text{ V}$  اور  $\beta = 99$ ،  $R_B = 400 \text{ k}\Omega$ ،  $r_i = 200 \text{ k}\Omega$ ،  $C_b = 10 \mu\text{F}$  میں۔

جواب:

$$A_i = \frac{-158s \left( 1 + \frac{s}{10} \right)}{\left( 1 + \frac{s}{0.355} \right) \left( 1 + \frac{s}{17.65} \right)}$$

سوال 6.5: شکل 6.68 میں



شکل 6.68

• کی مساوات حاصل کریں۔  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  •  
 $r_{be}$  کو نظر انداز نہ کریں۔

- دونوں کپسٹروں کی وہ قیمتیں دریافت کریں جن پر  $A_i$  کے دونوں قطب 10 rad/s پر پائے جائیں۔
- اندازش  $A_i$  کے حتمی قیمت کا بودا خط کھینچیں۔

جوابات:

$$A_i = \frac{-R_c r_i \beta}{(R_c + R_L)(r_i + r_{be})} \frac{s(s + w_s)}{(s + w_{q1})(s + w_{q2})}$$

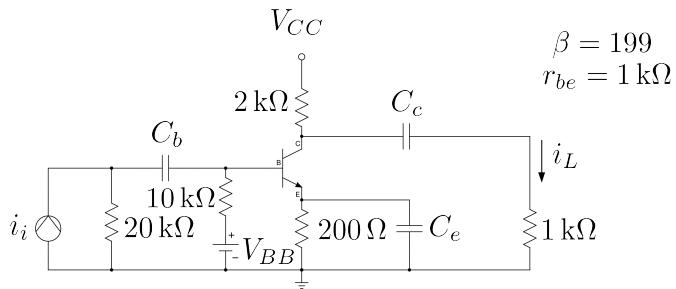
$$w_s = \frac{1}{R_e C_e}$$

$$w_{q1} = \frac{1}{(R_c + R_L) C_c}$$

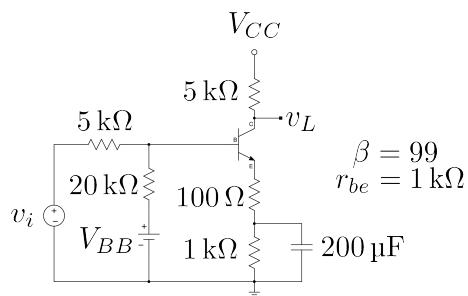
$$w_{q2} = \frac{1}{\left[ Re \parallel \left( \frac{r_i + r_{be}}{\beta + 1} \right) \right] C_e}$$

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

$$C_e = 636 \mu F \quad C_c = 20 \mu F \quad \bullet$$



: شکل 6.69



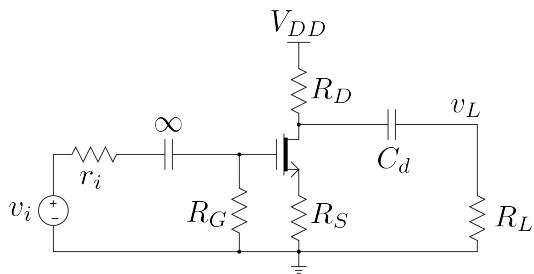
: شکل 6.70

سوال 6.6: شکل 6.69 میں پست انقطاعی تعدد 200 rad/s رکھنے کی خاطر درکار  $C_e$  کو مثال 6.8 کے طرز پر حاصل کریں۔ بقیا دونوں کپیسٹروں کے قطب 5 rad/s پر رکھتے ہوئے ان کی بھی قیمتیں حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افراش حاصل کریں۔

جوابات:  $-138 \frac{A}{A}$ ,  $7.1 \mu F$ ,  $66.6 \mu F$ ,  $155 \mu F$

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 تعداد  $\omega_L$  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۔

جوابات:  $C_d = 55 \text{ nF}$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d \left[ R_L + \left( R_D \parallel r_o + (\mu + 1) R_S \right) \right]}$$

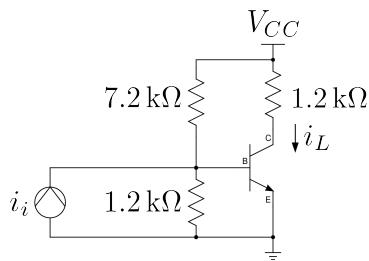
سوال 6.9: شکل 6.71 میں  $R_S$  کے متوازی لامدد کپیسٹر نسب کرتے ہوئے سوال 6.8 کو دوبارہ حل کریں۔

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 تعداد کے حصول کے لئے درکار ٹرانزسٹر کی طرح ماسیٹ 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 تعداد  $1.2 \text{ MHz}$  ناپا جاتا ہے۔ یک سمیت برقی رو  $C_{b'c}$  اور  $r_{bb'}$  کو صفر تصور کرتے ہوئے  $\beta$ ،  $f_T$  اور  $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$  حاصل کریں۔



: 6.72 ملک

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 شکل 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  $R_E = 100 \Omega$  ہے۔ ریزونانس متر کی  $f_T = 200 \text{ MHz}$  اور  $A_{vD} = \frac{v_o}{v_s} = 5 \text{ pF}$  اور  $\beta = 100$  اور بلند انقطعی تعدد  $r_{bb'} = 0$  ہے۔ درمیانی تعداد کی  $A_{vD} = -5.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  حاصل کریں۔

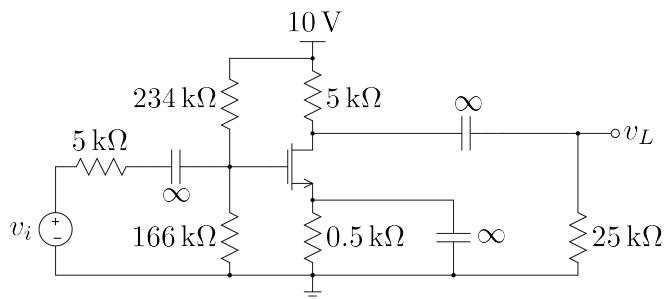
جوابات:  $C_M = 1200 \text{ pF}$ ,  $C_{b'e} = 318 \text{ pF}$ ,  $R_{th} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $r_{b'e} = 253 \Omega$ ,  $g_m = 0.4 \text{ S}$ ,  $A_{vD} = -5.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ,  $414 \text{ kHz}$

سوال 6.12: سوال 6.11 میں  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$  اور  $\beta = 25$ ,  $C_{b'e} = 2 \text{ pF}$  اور  $A_{vD} = -1.47 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  دوبارہ حاصل کریں۔ بقیا تمام معلوم جوں کے توں ہیں۔

جوابات:  $R_{th} = 650 \Omega$ ,  $r_{b'e} = 650 \Omega$ ,  $C_M = 50 \text{ pF}$  اور  $C_{b'e} = 32 \text{ pF}$ ,  $g_m = 0.04 \text{ S}$  ہے جو کہ سے بہت کم نہیں المذا کے لئے مساوات 6.84 استعمال کیا جائے گا۔ یوں  $f_H = 4.9 \text{ MHz}$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 6.13: ایک ماسفیٹ جس کا  $V_t = 1 \text{ V}$ ,  $C_{gd} = 0.02 \text{ pF}$ ,  $C_{gs} = 0.25 \text{ pF}$  اور  $k_n = 0.4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  ہے۔ اس کی  $I_{DS} = 0.4 \text{ mA}$  حاصل کریں۔

جواب: 333 MHz



شکل 6.73:

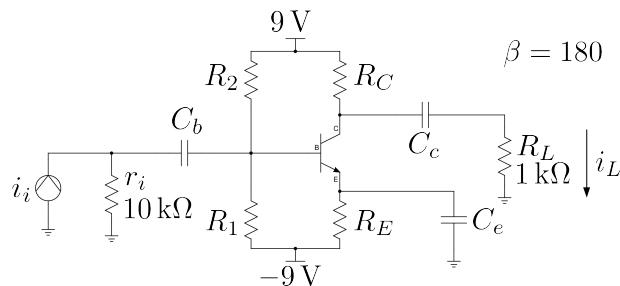
سوال 6.14: شکل 6.73 میں  $C_{gd} = 0.12 \text{ pF}$  اور  $C_{gs} = 1.2 \text{ pF}$  ،  $V_t = 2 \text{ V}$  ،  $k_n = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  ہیں۔ مل کپسٹر،  $f_T$  اور  $A_v$  کا  $f_H$  حاصل کریں۔

جوابات:  $f_T = 118 \text{ MHz}$  اور  $C_M = 0.895 \text{ pF}$  اور  $g_m = 1.55 \text{ mS}$ ،  $I_{DS} = 1.2 \text{ mA}$  اور  $f_H = 8.4 \text{ MHz}$  ہیں۔

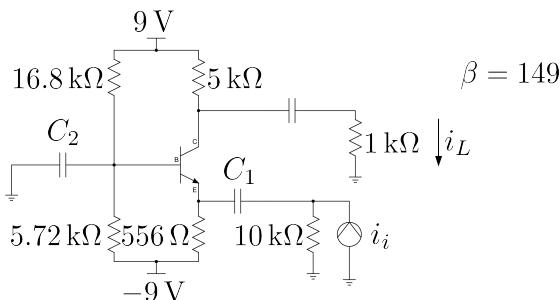
سوال 6.15: کیکوڈ ایکپلیغاٹر کو شکل 6.49 میں دکھایا گیا ہے جس میں  $V_{CC} = 15 \text{ V}$  اور  $\beta = 149$  ہیں۔  $R_E = 2.5 \text{ k}\Omega$  رکھتے ہوئے  $R_1$  اور  $R_2$  یوں چنیں کہ  $I_{C1} = 0.5 \text{ mA}$  ہو۔  $R'_1$  اور  $R'_2$  یوں چنیں کہ  $V_{CE2} = 5 \text{ V}$  ہو۔  $R_{C2}$  یوں چنیں کہ  $V_{CE1} = 2 \text{ V}$  ہو۔ ان قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے درمیانی تعداد پر افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔

سوال 6.16: شکل 6.74 میں داخلی اشارے کی مزاجمت  $r_i = 10 \text{ k}\Omega$  جبکہ بوجھ کی مزاجمت  $1 \text{ k}\Omega$  ہے۔ زیادہ سے زیادہ  $A_i$  حاصل کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $i_i$  کا زیادہ سے زیادہ حصہ ٹرانزسٹر کے ہیں میں سے گزرے۔ اسی طرح خارجی جانب زیادہ سے زیادہ  $i_L$  تب حاصل ہو گا جب  $R_B = r_i$  ہو۔  $R_C \gg R_L$  ہے، اور  $R_C = 9R_E$  اور  $V_{CE} = 9 \text{ V}$  ہے۔  $C_b = 15.9 \mu\text{F}$ ،  $C_c = 13.3 \mu\text{F}$  اور  $C_e = 198 \mu\text{F}$  ہیں۔  $R_1 = 24.7 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 16.8 \text{ k}\Omega$  پر افزائش  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $V_{BB} = 1.69 \text{ V}$ ،  $I_C = 1.62 \text{ mA}$ ،  $R_C = 5 \text{ k}\Omega$ ،  $R_E = 556 \Omega$ ،  $R_B = 10 \text{ k}\Omega$ ،  $C_e = 198 \mu\text{F}$ ،  $C_b = 15.9 \mu\text{F}$ ،  $C_c = 13.3 \mu\text{F}$ ،  $R_1 = 24.7 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 16.8 \text{ k}\Omega$ ،  $A_i = -96.4 \frac{\text{A}}{\text{A}}$  ہیں۔



شکل 6.74:

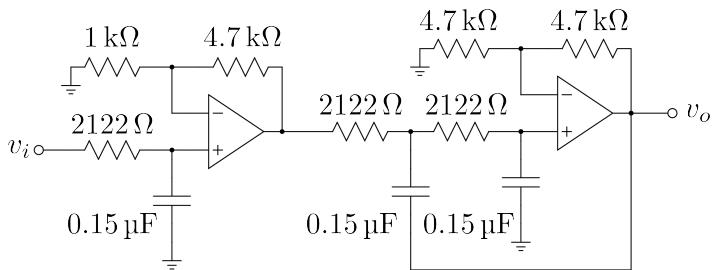


شکل 6.75:

سوال 6.17: سوال 6.16 میں استعمال شدہ ٹرانزسٹر کا  $f_T = 250 \text{ MHz}$  اور  $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$  ہے۔ بلند انقطائی تعدد حاصل کرتے ہوئے کمک بودا خط پھینپھیں اور اس پر پست انقطائی تعدد، بلند انقطائی تعدد اور درمیانی تعدد کی افزائش  $A_i$  واضح طور پر دکھائیں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $\frac{v_L}{i_L} = \frac{v_L}{i_i} \times \frac{i_L}{i_i}$  یعنی  $A_r = \frac{v_L}{i_i}$  حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $A_i R_L$  لکھ کر حاصل کریں۔

$$A_r = -96.4 \frac{\text{kV}}{\text{A}}, f_H = 11.57 \text{ MHz}, C_{b'e} = 631 \text{ pF}$$

سوال 6.18: شکل 6.75 میں درمیانی تعدد پر  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کا  $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$  اور  $f_T = 250 \text{ MHz}$  ہے۔ بلند انقطائی تعدد بھی حاصل کریں۔ بیرونی کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔



شکل 6.76: بڑورت فلٹر کا سوال

جوابات:  $f_{Hbc} = 32 \text{ MHz}$  ،  $f_{Hbe} = 46.7 \text{ MHz}$  ،  $C_{b'c} = 636 \text{ pF}$  ،  $A_i = 0.833 \frac{\text{A}}{\text{A}}$  ہیں۔  
یہ دونوں جوابات بہت قریب تر ہیں تاہم ہم  $C_{b'c}$  کو بلند انقطعی تعداد لے سکتے ہیں۔

سوال 6.19: شکل 6.61 کی مدد سے  $n = 6$  کی صورت میں تینوں  $k$  حاصل کرتے ہوئے بڑورت کلیہ لکھیں۔

جواب: جدول 6.1 میں جوابات دے گئے ہیں۔

سوال 6.20: شکل 6.62 کی مدد سے  $n = 7$  کی صورت میں تینوں  $k$  حاصل کرتے ہوئے بڑورت کلیہ لکھیں۔

جواب: جدول 6.1 میں جوابات دے گئے ہیں۔

سوال 6.21: مساوات 6.130 حاصل کریں۔

سوال 6.22: مساوات 6.131 حاصل کریں۔

سوال 6.23:  $n = 3$  اور  $n = 4$  کے لئے مساوات 6.125 کو مثال 6.19 کے طرز پر ثابت کریں۔

سوال 6.24: شکل 6.76 میں بڑورت فلٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کی بیچان کرنے ہوئے اس کے مختلف متغیرات حاصل کریں۔ جوابات: یہ تین رتبی  $f_H = 500 \text{ Hz}$  کا پست گزار فلٹر ہے۔ پہلی کڑی  $\frac{V}{V} = 5.7$  کی افزائش بھی فراہم کرتی ہے۔



## الباب 7

### واپسی ادوار

عموماً نظام کے مستقبل کی کارکردگی اس کے موجودہ نتائج پر منحصر ہوتی ہے۔ ایسے نظام جو اپنی موجودہ کارکردگی کے نتائج کو دیکھتے ہوئے مستقبل کی کارروائی کا فیصلہ کرتے ہیں کو واپسی نظام<sup>1</sup> کہا جائے گا۔

انسانی جسم از خود ایک واپسی نظام کی مثال ہے۔ میز پر پڑے قلم کو اٹھاتے وقت آپ ہاتھ اس کی جانب آگے بڑھاتے ہیں۔ آنکھیں آپ کو بتلاتی ہیں کہ ہاتھ اور قلم کے ماہین کتنا فاصلہ رہ گیا ہے۔ اس معلومات کو مد نظر رکھتے ہوئے آپ اپنے ہاتھ کو مزید آگے بڑھاتے ہیں حتیٰ کہ آپ کا ہاتھ قلم تک پہنچ جائے۔ اس پورے عمل میں ہر لمحہ ہاتھ کے موجودہ مقام کی خبر آپ کو ملتی رہی جس کو مد نظر رکھتے ہوئے ہاتھ کے اگلے لمحہ کی حرکت کا فیصلہ کیا گیا۔ کسی بھی واپسی نظام میں موجودہ نتائج حاصل کرنے کے ایک سے زیادہ ذراائع ممکن ہیں۔ اگر ہاتھ کے حرکت کی دوبارہ بات کی جائے تو قلم کو ایک مرتبہ دیکھنے کے بعد آپ آنکھیں بند کر کے بھی قلم کو اٹھا سکتے ہیں۔ ایسا کرنا یوں ممکن ہوتا ہے کہ بازو کا اعصابی نظام ہر لمحہ ہاتھ کے مختلف جوڑوں کے زاویوں کو ناپتا ہے۔ ذہن اس معلومات کو استعمال کرتے ہوئے یہ بتلا سکتا ہے کہ ہاتھ کس مقام پر موجود ہے۔ کسی بھی واپسی نظام میں موجودہ نتائج کی خبر حاصل کرنے کی صلاحیت اور اس معلومات کو استعمال کرتے ہوئے اپنی مستقبل کی کارروائی کو تبدیل کرنے کی صلاحیت ہونا ضروری ہے۔

برقیات کے میدان میں واپسی ادوار نہایت اہم ہیں۔ ایسے ادوار نا صرف مہیا کردہ داخلی اشارة 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 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 ایکلیفائر کی جماعت بندی

ایکلیفائر کا داخلی اشارہ بر قی دباؤ یا بر قی رو ہو سکتا ہے۔ اسی طرح اس کا خارجی اشارہ بر قی دباؤ یا بر قی رو ہو سکتا ہے۔ یوں ایکلیفائر کو چار ممکنہ جماعتوں میں تقسیم کیا جا سکتا ہے جنہیں جدول 7.1 میں دکھایا گیا ہے۔

جدول 7.1: ایکلیفائر کی جماعت بندی

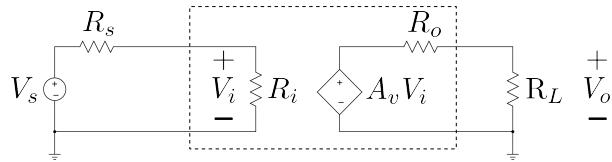
افراش	ایکلیفائر کی جماعت	خارجی اشارہ	داخلی اشارہ
$A_v$	بر قی دباؤ	بر قی دباؤ ایکلیفائر	بر قی دباؤ
$A_i$	بر قی رو	بر قی رو ایکلیفائر	بر قی رو
$A_g$	بر قی دباؤ	موصل نما ایکلیفائر	بر قی دباؤ
$A_r$	بر قی رو	مراحت نما ایکلیفائر	بر قی رو

ہم بر قی دباؤ ایکلیفائر سے توقع کرتے ہیں کہ یہ داخلی بر قی دباؤ کو  $A_v$  گناہدا کر خارج کرے گا۔ یوں اگر اس ایکلیفائر پر خارجی جانب  $R_{L1}$  بوجھ لادا جائے اور ایکلیفائر کو  $V_s$  اشارہ داخلی جانب مہیا کیا جائے تو ہم توقع کریں گے کہ بوجھ پر  $A_v V_s$  بر قی دباؤ پایا جائے گا۔ اب اگر بوجھ کو تبدیل کرتے ہوئے  $R_{L2}$  کر دیا جائے ہم تب بھی توقع کریں گے کہ خارجی بر قی دباؤ  $A_v V_s$  ہی رہے گا۔ اسی طرح اگر داخلی اشارے کی مراحت  $R_s$  تبدیل کی جائے تو ہم توقع کرتے ہیں کہ اس کا خارجی بر قی دباؤ پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس تمام کا مطلب ہے کہ  $A_v$  پر  $R_s$  اور  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔ ہم بتایا تین قسم کے ایکلیفائر سے بھی توقع کرتے ہیں کہ ان کی افراش پر بھی  $R_s$  اور  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔

feedback signal<sup>2</sup>  
oscillator<sup>3</sup>

<sup>4</sup> ادبارات میں وائپی ادوار پر غور کرتے ہوئے اشارات کو ہر سے حدوف تجھی سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ اس باب میں ہم بھی ایسا ہی کریں گے

## تحوٽن مساوی دور



شکل 7.1: برقی دباؤ ایکلینیک کا مساوی تھوٽن دور

## 7.1.1 برقی دباؤ ایکلینیک

برقی دباؤ ایکلینیک کا مساوی تھوٽن دور شکل 7.1 میں نقطہ دار لکیر میں بند دکھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارہ  $V_s$  مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بوجھ  $R_L$  لادا گیا ہے۔ داخلی اشارہ کی مراجحت  $R_s$  ہے۔ داخلی جانب برقی رو کو  $I_i$  لکھتے ہوئے کرخوف کا قانون 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 مزاجمت  $R_s$  اور بوجھ کے مزاجمت  $R_L$  پر منحصر ہے جب کہ ایسا نہیں ہونا چاہیے۔ آئیں دیکھیں کہ  $R_s$  اور  $R_L$  کے اثر کو کیسے ختم یا کم سے کم کیا جا سکتا ہے۔

برقی دباو ایکلیفائر میں اگر

$$(7.4) \quad \begin{aligned} R_i &\rightarrow \infty \\ R_o &\rightarrow 0 \end{aligned}$$

ہوں تب مساوات 7.3 سے

$$(7.5) \quad A_V = A_v$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا ایکلیفائر جس کی کل افراکش  $A_V$  کا دارودار اشارے کی مزاجمت  $R_s$  اور بوجھ کے مزاجمت  $R_L$  پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے  $A_V$  کی قیمت اٹل ہو کو برقی دباو ایکلیفائر کہتے ہیں۔ شکل 7.1 میں دکھایا، مساوات 7.4 پر پورا اترتادور کامل برقی دباو ایکلیفائر کا دور ہے۔

حقیقی برقی دباو ایکلیفائر مساوات 7.4 کی بجائے مساوات 7.6 پر پورا 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

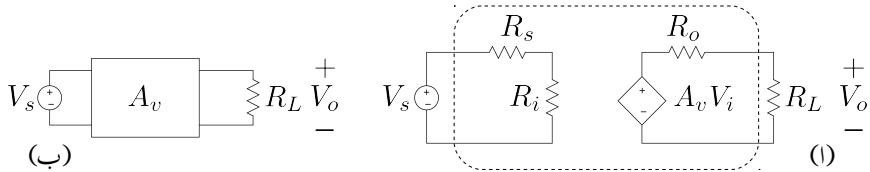
$$(7.7) \quad A_V \approx A_v$$

مساوات 7.2 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ لامحدود  $R_L$  پر  $\frac{V_o}{V_i}$  کی قیمت  $A_v$  کے برابر ہے یعنی

$$(7.8) \quad A_v = \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty}$$

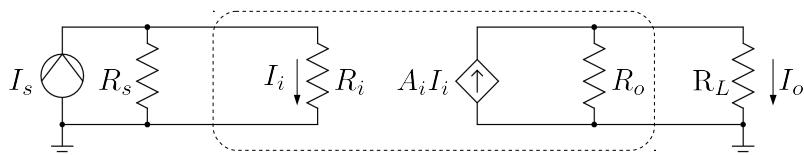
لہذا  $A_v$  کو ایکلیفائر کی لامحدود بوجھ کے مزاجمت پر افراکش برقی دباو پکارا جاتا ہے۔ اسے بے بوجھ ایکلیفائر کی افراکش برقی دباو بھی پکارا جا سکتا ہے۔

شکل 7.2 الف میں برقی دباو ایکلیفائر میں داخلی اشارے کی مزاجمت  $R_s$  کو بھی ایکلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا سادہ ڈبہ نما نکل دکھایا گیا ہے۔



شکل 7.2: برقی دیا ایمپلینگر کا مادہ ڈب نما شکل

نارٹن مساوی دور



شکل 7.3: برقی رو ایمپلینگر کا مساوی نارٹن دور

## 7.1.2 برقی رو ایمپلینگر

برقی رو ایمپلینگر کا مساوی نارٹن دور شکل 7.3 میں نقطہ دار لکیر میں بند کھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارہ \$I\_s\$ مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بو جھ \$R\_L\$ لدا گیا ہے۔ منع داخلی اشارے کی مزاحمت \$R\_s\$ ہے۔ داخلی جانب تقسیم برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.9) \quad I_i = I_s \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

اسی طرح خارجی جانب تقسیم برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.10) \quad I_o = A_i I_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.11) \quad I_o = A_i I_s \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

جس سے کل افراکش 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

$$(7.14) \quad A_I \approx A_i$$

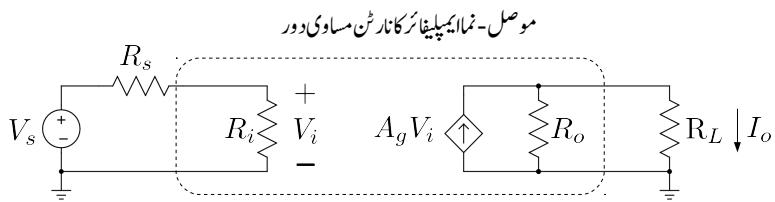
ایسا ایکلینیفار جس کی افراکش  $A_I$  کا دار و مدار داخلی بیرونی مزاحمت  $R_s$  اور خارجی بیرونی مزاحمت  $R_L$  پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے  $A_I$  کی قیمت اٹل ہو کو برق رو ایکلینیفار کہتے ہیں۔ برتنی رو ایکلینیفار مساوات 7.13 کے تحت ہی تخلیق دئے جاتے ہیں تاکہ ان کی افراکش زیادہ سے زیادہ ہو اور اس کی قیمت خارجی مزاحمت پر منحصر ہو۔ کامل برتنی رو ایکلینیفار میں  $R_i = 0$  اور  $R_o = \infty$  ہوں گے۔ مساوات 7.10 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_L = 0$  کی صورت میں

$$(7.15) \quad \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{R_L=0} = A_i$$

حاصل ہوتا ہے، لہذا  $A_i$  کو صفر بوجھ کے مزاحمت پر 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 ایمپلینیٹر کا مساوی دور

برقی رو ایمپلینیٹر کا داخلی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا داخلی جانب اشارہ منبع کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ اسی طرح یہ ایمپلینیٹر برقی رو ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب بھی نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔

موصل نما ایمپلینیٹر کا داخلی اشارہ برقی دباؤ جبکہ اس کا خارجی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا اس کا تجربہ کرتے وقت داخلی جانب اشارہ منبع کا تھوین جبکہ اس کے خارجی جانب نارٹن مساوی دور استعمال کیا جائے گا۔ شکل 7.4 میں موصل نما ایمپلینیٹر کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ موصل نما ایمپلینیٹر 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

$$(7.17) \quad A_G = \frac{I_o}{V_s} = A_g \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

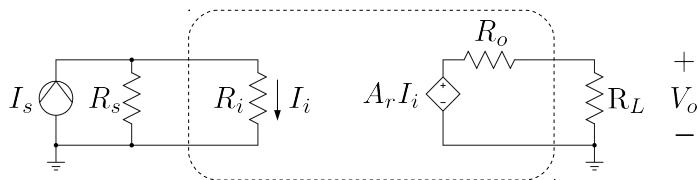
مساویات 7.16 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_L = 0$  کی صورت میں  $A_g$  کی قیمت  $\frac{I_o}{V_i}$  کے برابر ہے یعنی

$$(7.18) \quad \left. \frac{I_o}{V_i} \right|_{R_L=0} = A_g$$

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 افزائش  $A_G$  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 ایمپلیفائر کہتے ہیں۔

#### 7.1.4 مزاحمت نما ایمپلینیٹر

شکل 7.5 میں مزاحمت نما ایمپلینیٹر دکھایا گیا ہے جس کا داخلی اشارہ بر قی رو  $I_s$  اور خارجی اشارہ بر قی 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  $\frac{V_o}{I_i}$  کے برابر ہو گی یعنی

$$(7.22) \quad \left. \frac{V_o}{I_i} \right|_{R_L=\infty} = A_r$$

لہذا  $A_r$  کو لامحدود مزاحمت نما ایمپلینیٹر کی مزاحمت نما افزائش کہتے ہیں۔ کل مزاحمت نما افزائش  $A_R$  مساوات 7.21 سے حاصل کرتے ہیں۔

$$(7.23) \quad A_R = \frac{V_o}{I_s} = A_r \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_L}{R_L + R_o} \right)$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ

$$(7.24) \quad R_i \ll R_s \\ R_o \ll R_L$$

کی صورت میں مساوات 7.23 کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(7.25) \quad A_R \approx A_r$$

یعنی اس صورت ایکلیفیٹر کی مزاحمت نما افزائش کا دار و مدار  $R_s$  اور  $R_L$  پر نہیں۔

مثال 7.1: شکل 7.1 میں بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  میں بر قی رو کی قیمت  $\frac{V_o}{R_L}$  کے برابر ہے۔  $\frac{I_o}{V_s}$  کی شرح کو موصل نما افزائش تصور کرتے ہوئے ثابت کریں کہ اسے موصل نما ایکلیفیٹر تصور نہیں کیا جا سکتا۔

حل:

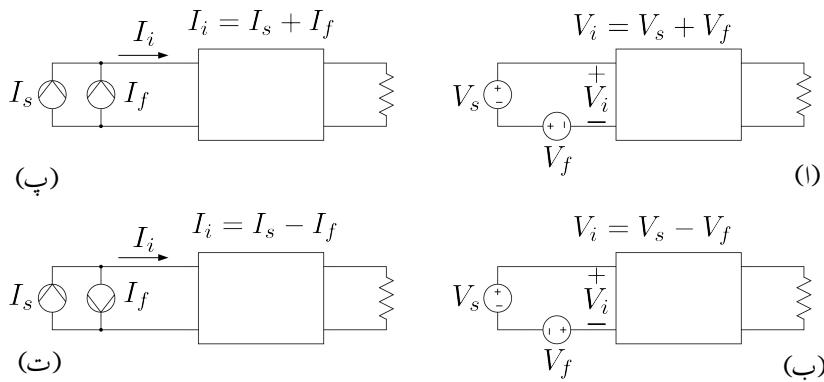
$$A_G = \frac{I_o}{V_s} = \frac{I_o}{V_o} \times \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{R_L} \times A_V$$

اس مساوات کے تحت  $A_G$  کی قیمت بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  کے قیمت پر منحصر ہے۔ ایکلیفیٹر کی افزائش کی قیمت بوجھ کے مزاحمت کے قیمت پر منحصر نہیں ہو سکتی لہذا اسے موصل نما ایکلیفیٹر تصور نہیں کیا جا سکتا۔

## 7.2 واپسی اشارہ

مندرجہ بالا حصے میں ہم نے چار اقسام کے ایکلیفیٹر دیکھے۔ اس حصے میں ان میں واپسی اشارہ شامل کرنے کی ترکیب دکھائی جائے گی۔ واپسی اشارے کو ایکلیفیٹر کے داخلی اشارے کے ساتھ جمع یا اس سے منفی کیا جاتا ہے۔

شکل 7.6 الف میں واپسی اشارے  $V_f$  کو بر قی 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  $I_f$  کو منفی کرنا دکھایا گیا ہے۔ بر قی دباؤ اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں سلسلہ وار جوڑا جاتا ہے جبکہ بر قی رو اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں متوازی جوڑا جاتا ہے۔ بر قی دباؤ اشارے کو کسی صورت بر قی رو اشارے کے ساتھ جمع یا منفی نہیں کیا جاسکتا۔<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۔  $V_f$  سے  $V_o$  حاصل کرنے والے دور، جس کو واپسی کار<sup>6</sup> کہتے ہیں، کوڈبے کی شکل سے دکھاتے ہوئے شکل 7.7 الف حاصل ہوتا ہے جسے واپسی برق دباؤ ایمپلیفائر کہا جائے گا۔ اس شکل میں اوپر والا ڈبہ بنیادی بر قی دباؤ ایمپلیفائر ہے جبکہ نچلا ڈبہ واپسی کار ہے۔ واپسی کار کا داخلی اشارہ  $V_o$  ہے جبکہ اس کا خارجی واپسی اشارہ  $V_f$  ہے۔ واپسی 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۔

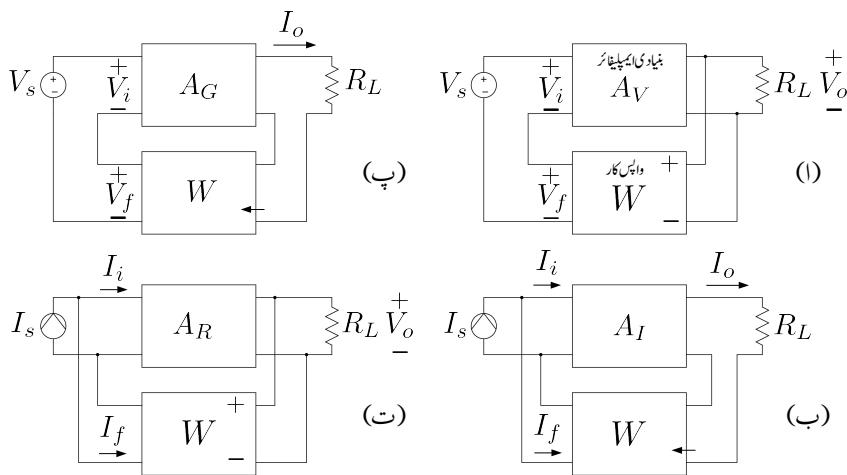
اس شکل میں واپسی اشارے  $V_f$  کو اشارہ  $V_s$  سے منفی کیا گیا ہے اور یوں اس ایمپلیفائر کو منفی واپسی برق دباؤ ایمپلیفائر<sup>7</sup> کہا جائے گا۔ اگر  $V_f$  کو  $V_s$  کے ساتھ جمع کیا جاتا تب اسے جمع واپسی برق دباؤ ایمپلیفائر<sup>8</sup> کہا جاتا۔ اس باب میں منفی واپسی ایمپلیفائر پر ہی بحث کی جائے 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 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 ایکپلینیفار کے اقسام

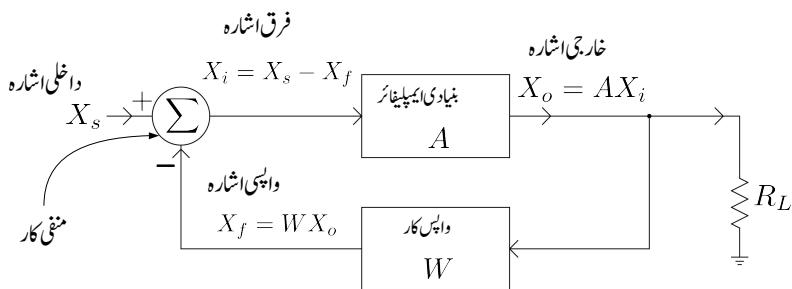
شکل 7.7 ب میں برقی رو ایکپلینیفار میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے۔ بنیادی ایکپلینیفار کے داخلی جانب  $I_f$  سے منفی کیا گیا ہے۔ یوں اس مکمل دور کو منفی واپسی برقی رو ایکپلینیفار<sup>9</sup> کہا جائے گا۔ واپسی اشارے کو خارجی اشارہ  $I_o$  سے حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکپلینیفار 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 ایکپلینیفار 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 ایکپلینیفار 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 ایکپلینیفار میں واپسی اشارہ شامل کرنا دکھایا گیا ہے۔ یہاں بنیادی ایکپلینیفار کا خارجی اشارہ برقی رو  $I_o$  ہے جس سے واپسی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے لہذا واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکپلینیفار کے خارجی جانب سلسلہ وار جوڑا گیا ہے۔ واپس کار کا خارجی اشارہ برقی دباؤ  $V_f$  ہے جسے  $V_s$  سے منفی کیا گیا ہے۔

شکل 7.7 ت میں مزاحمت نما ایکپلینیفار میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے جسے آپ خود سمجھ سکتے ہیں۔

<sup>9</sup> negative feedback current amplifier<sup>9</sup>



شکل 7.8: بنیادی و اپی ایکپلینیئر

جہاں متن سے واضح ہو وہاں ان ایکپلینیئر کے پورے نام کی جگہ صرف واپسی ایکپلینیئر کا نام استعمال کیا جائے گا۔

### 7.3 بنیادی کارکردگی

ٹرانزسٹر ایکپلینیئر کے دور میں ٹرانزسٹر کا ریاضی مونومنسپ کرتے ہوئے انہیں کرخوف کے قوانین سے حل کرنے سے آپ بخوبی واقف ہیں۔ واپسی ایکپلینیئر کو بھی اسی طرح حل کرنا ممکن ہے البتہ انہیں یوں حل کرنے سے واپسی عمل کیوضاحت نہیں ہوتی۔ اس حصے میں ہم واپسی ایکپلینیئر کو اس طرح حل کریں گے کہ ان میں واپسی اشارے کا کردار اجاگر ہو۔

واپسی ادوار کے تین جزو ہیں۔ پہلا جزو بنیادی ایکپلینیئر، دوسرا جزو جمع کار (یا منفی کار) اور تیسرا جزو واپس کار۔ شکل 7.8 میں ان تینوں اجزاء کو دکھایا گیا ہے۔

یہاں بنیادی ایکپلینیئر سے مراد حصہ 7.1 میں دکھائے چار قسم کے ایکپلینیئر میں سے کوئی بھی ہو سکتا ہے۔ اشارے کی مراجحت  $R_s$  کو یہاں بنیادی ایکپلینیئر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں شکل 7.8 میں  $A$  سے مراد  $A_G$ ،  $A_I$ ،  $A_V$  یا  $A_R$  ہو سکتا ہے۔ یہاں  $R_L$  کے علاوہ واپس کار کا داخلی جانب بھی ایکپلینیئر کے خارجی جانب نسب ہے اور  $A$  واپس کار کے بوجھ کو بھی شامل کرتے حاصل کیا جاتا ہے۔ اس کیوضاحت حصہ 7.8 میں کی جائے گی۔ ایکپلینیئر کے داخلی

اشارے  $X_s$  یا  $I_s$  کو  $X_o$  اور اسی طرح واپسی اشارے  $V_f$  یا  $I_f$  کو  $V_o$  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

$$X_o = A(X_s - WX_o)$$

$$X_o(1 + WA) = AX_s$$

$$X_o = \left( \frac{A}{1 + WA} \right) X_s$$

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 ایکپلینیفار میں  $|A_f| < |A|$  ہوتا ہے جبکہ ثبت واپسی ایکپلینیفار میں  $|A_f| > |A|$  ہوتا ہے۔

مثال 7.2: ایک ایکپلینیفار جس کا  $A = 99$  ہے میں واپسی اشارے کی شمولیت سے واپسی ایکپلینیفار تخلیق دیا جاتا ہے۔  $W = 0.1$  اور  $W = 0.01$  پر واپسی ایکپلینیفار کی افزائش  $A_f$  حاصل کریں۔

حل:

مساوات 7.31 کی مدد سے  $W = 0.01$  پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.01 \times 99} = 49.749$$

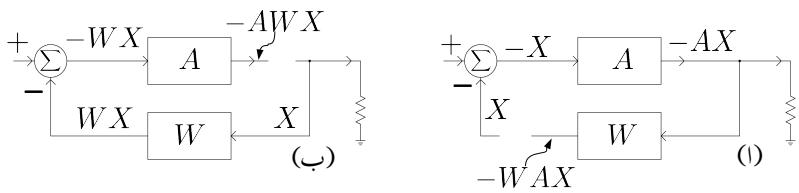
جبکہ  $W = 0.1$  پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.1 \times 99} = 9.0826$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی واپسی ایکپلینیفار کی افزائش واضح طور کم ہوئی ہے۔

### 7.3.1 افزائش دائرہ

واپسی ایکپلینیفار میں بنیادی ایکپلینیفار اور واپسی دور بند دائیرے کی شکل میں آپس میں جوڑے جاتے ہیں۔ شکل 7.9 اف میں اس دائیرے 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 واپسی ایمپلینیٹر کا شرح دائرہ

ہے۔ فرض کریں کہ اس نقطے کے باکیں جانب اشارہ  $X$  پایا جاتا ہے۔ اس نقطے سے دائِرے میں گھڑی کے سمت چلتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اشارہ  $X$  پہلے  $-1$  سے ضرب ہو کر  $X$  ہوتا ہے۔ اس کے بعد ایمپلینیٹر سے گزرتے ہوئے  $A$  سے ضرب ہو کر  $AX$  ہو جاتا ہے اور آخر کار واپسی دور سے گزرتے ہوئے  $W$  سے ضرب کھا کر  $-WAX$  ہو جاتا ہے۔ یوں یہ اشارہ پورے دائِرے سے گزرتے ہوئے  $-WA$  سے ضرب ہوتا ہے جسے واپسی ایمپلینیٹر کا افزائشی دائمہ<sup>11</sup> کہا جائے گا۔ شکل ب میں دائِرے کو ایک اور جگہ سے کھلے سرے کرتے ہوئے یہی عمل دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دائِرے کو کہیں سے بھی کھلے سرے کرتے ہوئے اس نقطے سے گھڑی کی سمت پورا چکر کاٹتے ہوئے اشارہ  $-WA$  سے ہی ضرب ہوتا ہے۔

### 7.3.2 بنیادی مفروضہ

واپسی ایمپلینیٹر پر بات کرتے ہوئے مندرجہ ذیل مفروضے تصور کئے جائیں گے۔

1. واپس کار کے مستقل  $W$  کی قیمت پر بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  اور اشارے کے مزاحمت  $R_s$  کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔
2. بنیادی ایمپلینیٹر کی افزائش  $A$  کے قیمت پر بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔
3. داخلی اشارہ صرف اور صرف بنیادی ایمپلینیٹر سے گزرتے ہوئے خارجی جانب پہنچتا ہے۔ اس کا مطلب ہے کہ اگر  $A$  کی قیمت صفر کر دی جائے تو  $X_0$  کی قیمت بھی صفر ہو جائے گی۔ (بنیادی ایمپلینیٹر میں ٹرانزسٹر کا  $g_m$  یا صفر کرنے سے  $A$  کی قیمت صفر کی جاسکتی ہے۔)

---

loop gain<sup>11</sup>

اس مفروضے کے تحت واپس کار میں اشارہ صرف اور صرف واپسی ایکلینیٹر کے خارجی جانب سے داخلی جانب گزرتا ہے۔ حقیقت میں واپس کار عموماً مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ سے بنا ہوتا ہے اور اس میں اشارہ دونوں جانب گزرتا ہے۔ ہم دیکھیں گے کہ اس کے باوجود حقیقی ایکلینیٹر 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 ایکلینیٹر 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 ایکلینیٹر کی خوبیاں

منفی واپسی ایکلینیٹر افزائش گھلتا ہے جبکہ ایکلینیٹر کا بنیادی مقصد ہی اس کی افزائش ہے۔ اس کے باوجود منفی واپسی ایکلینیٹر کا استعمال عام ہے۔ منفی واپسی ایکلینیٹر افزائش گھلتے ہوئے ایکلینیٹر 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 ایکلینیٹر کی افزائش متاثر ہوتی ہے۔ آئیں ایک مثال سے دیکھیں کہ واپسی ایکلینیٹر میں افزائش کے تبدیلی کو کس طرح گھٹایا جاتا ہے۔

مثال 7.3: ایک بنیادی ایکلینیٹر 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 ایکلینیٹر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے جہاں  $W = 0.1$  ہے۔ ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد واپسی ایکلینیٹر کی افزائش حاصل کریں اور ان میں تبدیلی کی فی صد شرح حاصل کریں۔

حل:

بنیادی ایمپلینگر میں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{45 - 50}{45} \right| \times 100 = 11.11\%$$

ہے۔ واپسی ایمپلینگر 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 ایمپلینگر میں 11.11 فی صد تبدیلی آئی جبکہ واپسی ایمپلینگر میں صرف 1.818 فی صد تبدیلی آئی۔ یوں ایمپلینگر 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  $A_f$  کا  $A$  کے ساتھ تفرق لیتے ہیں۔

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{(1 + WA)^2}$$

اس کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$dA_f = \frac{dA}{(1 + WA)^2}$$

اس مساوات کو مساوات 7.31 سے تقسیم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \frac{dA_f}{A_f} &= \left( \frac{dA}{(1 + WA)^2} \right) \times \left( \frac{1 + WA}{A} \right) \\ &= \left( \frac{dA}{A} \right) \left( \frac{1}{1 + WA} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات سے 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

$$(7.34) \quad |WA| \gg 1$$

ہو تو 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 کارک W کے تبدیل کو رد کیا جا سکتا ہے جس سے واپسی ایکپلینیاٹر کی افزائش نہیت مستحکم ہو جاتی ہے۔

مستحکم ایکپلینیاٹر تخلیق دینے کا طریقہ ایک مثال کی مدد سے سمجھتے ہیں۔

مثال 7.4: موصل نما ایکپلینیاٹر تخلیق دیتے وقت درجہ حرارت کے تبدیلی سے توقع کی جاتی ہے کہ بغیر واپسی اشارے کے ایکپلینیاٹر 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 ایکپلینیاٹر تخلیق دیں جس کی افزائش  $V_A = 45^A$  ہو اور اس میں تبدیلی 0.4% سے تجاوز نہ کرے۔

حل:

ایسی صورت میں بنیادی ایکپلینیاٹر کی افزائش  $A$  کو ضرورت سے M گناہ زیادہ رکھ کر اسے تخلیق دیا جاتا ہے۔ اس ایکپلینیاٹر 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 ایکپلینیاٹر 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 ایکپلینیاٹر کی افزائش میں تبدیلی یعنی  $dA_f$  کی قیمت پانچ فی صد ہے تو  $A_f$  کی قیمت سو فی صد ہو گی۔ اسی طرح اگر  $dA_f$  کی قیمت آدھا فی 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 ایکپلینیاٹر کو دس گناہ مستحکم کرنے کی ضرورت ہے۔

لہذا ہم ایسا یکپلیفائر تخلیق دیں گے جس کی واپسی اشارہ شامل کرنے سے پہلے افزائش درکار قیمت سے  $M$  گنا زیادہ ہو یعنی  $A$  کی قیمت  $45 \times 45 = 450$  ہو گی۔ اس میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش کو دس گنا مستحکم کیا جائے گا اور ساتھ ہی ساتھ  $A_f = 45$  حاصل کی جائے گی جو کہ درکار موصل نما افزائش ہے۔ مساوات 7.31 کے تحت

$$45 = \frac{450}{1 + W \times 450} \approx \frac{1}{W}$$

$$W = \frac{1}{45} = 0.02222$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ واپس کار کے مستقل کی درکار قیمت ہے۔

---



---

مثال 7.5 کی صورت میں  $W$  حاصل کریں۔

حل:

$$-100 = \frac{-1000}{1 - 1000W}$$

سے  $W = -0.009$  حاصل ہوتا ہے۔

---

مساوات 7.35 میں  $A_{vf}$  سے مراد واپسی ایکپلیفائر کی افزائش ہے جو کہ برقی دباؤ واپسی ایکپلیفائر کی صورت میں  $A_{vf}$ ، برقی رو واپسی ایکپلیفائر کی صورت میں  $A_{if}$ ، موصل نما واپسی ایکپلیفائر کی صورت میں  $A_{gf}$  اور مزاحمت نما واپسی ایکپلیفائر کی صورت میں  $A_{rf}$  کو ظاہر کرتا ہے۔

### 7.4.2 تعددی بگاڑ

مساوات 7.35 کے تحت  $1 \gg WA$  کی صورت میں واپی ایکلینیفار کی افزائش صرف اور صرف  $W$  پر منحصر ہوتی ہے۔ اگر واپس کار کی خاصیت تعدد پر منحصر نہ ہوتی واپی ایکلینیفار کی کار کردگی بھی تعدد پر منحصر نہیں ہو گی۔ واپس کار میں صرف مزاحمت استعمال کرتے ہوئے اس کے کار کردگی کو تعدد سے پاک بنایا جاسکتا ہے۔

اگر واپس کار میں کپیسٹر اور امالہ استعمال کئے جائیں تب اس کی کار کردگی تعدد پر منحصر ہو گی۔ ایسی صورت میں واپی ایکلینیفار کی کار کردگی بھی تعدد 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 پٹی گزار فلٹر<sup>12</sup> کی خاصیت ہے۔ اسی طرح پٹی روک فلٹر<sup>13</sup>، پست گزار فلٹر اور بلند گزار فلٹر بھی بنائے جاسکتے ہیں۔

### 7.4.3 دائرہ کار کردگی کے پٹی میں وسعت

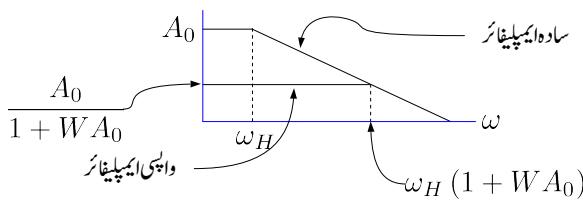
فرض کریں کہ بنیادی ایکلینیفار کے افزائش میں ایک عدد قطب بیان جاتا ہے یعنی

$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}$$

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

$$\begin{aligned} A_f &= \frac{A}{1 + WA} \\ &= \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}}{1 + \frac{WA_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}} \\ &= \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H} + WA_0} \\ &= \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H(1+WA_0)}} \end{aligned}$$

band pass filter<sup>12</sup>  
band stop filter<sup>13</sup>



شکل 7.10: دائرہ کار کردگی بالمقابل افزائش

اس مساوات سے واپی ایکلینیٹر کی درمیانی تعداد پر افزائش

$$(7.36) \quad A_{f0} = \frac{A_0}{1 + WA_0}$$

ہے جبکہ اس کی بلند انقطاعی تعداد

$$(7.37) \quad \omega'_H = \omega_H (1 + WA_0)$$

ہے۔ واپی ایکلینیٹر کے درمیانی تعداد کی افزائش اور اس کی بلند انقطاعی تعداد کو ضرب کرتے ہوئے

$$(7.38) \quad \frac{A_0}{1 + WA_0} \times \omega_H (1 + WA_0) = A_0 \omega_H$$

ملتا ہے جو سادہ ایکلینیٹر کے درمیانی تعداد کی افزائش ضرب اس کی بلند انقطاعی تعداد ہے۔ یوں افزائش کو کم کرتے ہوئے بلند انقطاعی تعداد کو بڑھایا جا سکتا ہے یا پھر بلند انقطاعی تعداد کو کم کرتے ہوئے افزائش کو بڑھایا جا سکتا ہے۔ شکل 7.10 اس حقیقت کو دکھلاتی ہے۔

مثال 7.6: ایک سادہ ایکلینیٹر کی درمیانی تعداد پر افزائش  $\frac{V}{V} = 3000$  ہے جبکہ اس کی بلند انقطاعی تعداد  $500 \text{ Hz}$  ہے۔ اس میں واپی اشارہ شامل کرتے ہوئے واپی ایکلینیٹر حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر واپس کار کا مستقل  $W = 0.01$  ہو توب واپی ایکلینیٹر کی درمیانی تعداد کی افزائش اور بلند انقطاعی تعداد کیا ہوں گے۔

حل:

$$A_{f0} = \frac{3000}{1 + 3000 \times 0.01} = 96.77 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$f_H = 500 \times (1 + 3000 \times 0.01) = 15.5 \text{ kHz}$$

## 7.5. داخلی مزاحمت

ہم نے دیکھا کہ منقی واپسی اشارے کی شمولیت سے افراکش  $M$  گناہ گئی ہے۔ اس حصے میں داخلی مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

### 7.5.1 واپسی بر قی دباؤ ایپلیفائر کا داخلی مزاحمت

شکل 7.1 میں داخلی 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 تیرے قدم پر مساوات 7.40 اور چوتھے قدم پر مساوات 7.42 کا استعمال کیا گیا۔ اس سے حاصل ہوتا ہے

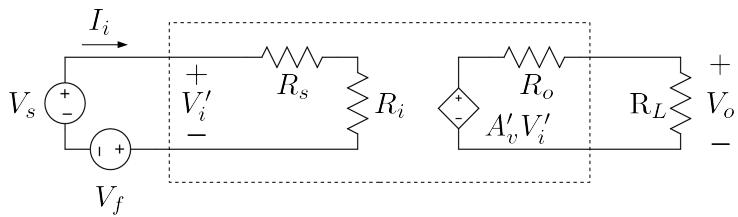
$$(7.43) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i}$$

$$= (1 + WA_V) (R_s + R_i)$$

$$= (1 + WA_V) R'_i$$

اس مساوات کے مطابق منفی 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  $V_s$  لاگو کرنے سے داخلی جانب برقی رو گزرتی ہے۔ ان دونوں کی شرح کو داخلی مزاحمت کہتے ہیں۔ منفی واپسی اشارے کے موجودگی میں داخلی جانب کل برقی دباؤ کم ہو کر  $(V_s - V_f)$  رہ جاتا ہے جس سے داخلی جانب برقی رو کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں



شکل 7.11: واپسی بر قی دباؤ ایمپلینیاٹر کی داخلی مزاحمت

$V_s$  اور داخلی بر قی رو کی شرح بڑھ جاتی ہے، جس سے داخلی مزاحمت بھی بڑھ جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بر قی دباؤ کا واپسی اشارہ چاہے خارجی بر قی دباؤ یا خارجی بر قی رو سے حاصل کیا جائے، یہ ہر صورت داخلی مزاحمت کو بڑھانے گا۔

مساویات 7.43 میں  $R_s = 0$  پُر کرتے ہوئے

$$(7.44) \quad R_{if} = (1 + WA_V) R_i$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو  $R_{if}$  لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $0 = R_s$  لیا گیا ہے۔

### 7.5.2 واپسی بر قی رو ایمپلینیاٹر کا داخلی مزاحمت

شکل 7.3 میں دکھائے بر قی رو ایمپلینیاٹر 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 ایمپلینیاٹر 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 دوسری جانب کا مساوات 7.12 کے ساتھ موازنہ کرنے سے حاصل ہوتا ہے

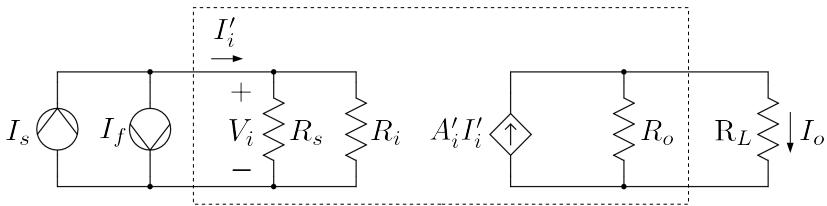
$$(7.48) \quad A_I = \frac{I_o}{I'_i}$$

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

$$\begin{aligned} V_i &= I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I'_i R'_i \\ &= \left( \frac{I_s}{1 + W A_I} \right) R'_i \end{aligned}$$



شکل 7.12: واپسی بر قی روایکلینیگر کی داخلی مزاحمت

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(7.49) \quad R'_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{R'_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت واپسی روایکلینیگر کا داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  غیر واپسی ایکلینیگر کے داخلی مزاحمت  $R'_i$  سے گنائی گئی 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 تیمیت کم ہو کر  $I_s - I_f$  ہو جاتی ہے لہذا  $V_i$  کی تیمیت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں  $V_i$  اور  $I_s$  کی شرح بھی کم ہو جاتی ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $I_f$  چاہے خارجی بر قی دباؤ  $V_o$  یا خارجی بر قی روکی مزاحمت  $I_o$  سے حاصل کیا جائے، اس کا داخلی کل مزاحمت پر ایک جیسا اثر ہوتا ہے یعنی کل داخلی مزاحمت کم ہوتا ہے۔

مساوات 7.49 میں  $R_s = 0$  پُر کرتے ہوئے

$$(7.50) \quad R_{if} = \frac{R_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو  $R_{if}$  لکھ کر اس بات کیوضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

### 7.5.3 واپسی موصل نما ایکلینیگر کا داخلی مزاحمت

شکل 7.4 میں واپسی اشارہ  $V_f$  کی شمولیت اور

$$(7.51) \quad A'_g = A_g \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل 7.13 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں  $R_s$  کو ایمپلینیٹر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_o &= A'_g V'_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_g V'_i \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{I_o}{V'_i} &= A_g \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.51 کا استعمال کیا گیا۔ مساوات 7.17 کے ساتھ موازنہ سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.52) \quad \frac{I_o}{V'_i} = A_G$$

واپسی اشارہ  $V_f$  کے عدم موجودگی میں ہم  $R_s$  کو شامل کرتے ہوئے کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  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 واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  حاصل کریں۔

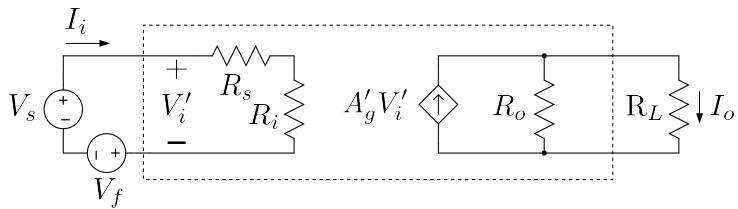
$$\begin{aligned} (7.53) \quad V'_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - WI_o \\ &= V_s - WA_G V'_i \\ V'_i &= \frac{V_s}{1 + WA_G} \end{aligned}$$

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 نمایپلینگر کی داخلی مزاحمت

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.55) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i} = (R_s + R_i)(1 + WA_G) \\ = R'_i(1 + WA_G)$$

اس مساوات کے مطابق واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  کی قیمت واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R_i$  کے  $M$  گناہ ہے۔

مساوات 7.55 میں  $R_s = 0$  پُر کرتے ہوئے

$$(7.56) \quad R_{if} = R_i(1 + WA_G)$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

#### 7.5.4 واپسی مزاحمت نمایپلینگر کا داخلی مزاحمت

شکل 7.5 میں واپسی اشارہ  $V_f$  کی شمولیت اور

$$(7.57) \quad A'_r = A_r \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل 7.14 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں  $R_s$  کو ایمپلینیٹر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_o &= A'_r I'_i \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_r I'_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{V_o}{I'_i} &= A_r \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.57 کا استعمال کیا گیا ہے۔ مساوات 7.23 کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.58) \quad \frac{V_o}{I'_i} = A_R$$

واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں  $I'_i = I_s$  ہوتا ہے لہذا داخلی مزاحمت  $R'_i$  پر حاصل ہوتا ہے

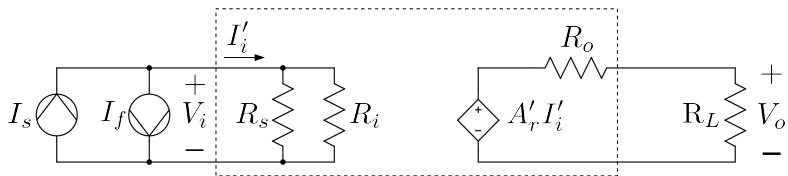
$$\begin{aligned} (7.59) \quad V_i &= I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I_s \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R'_i &= \frac{V_i}{I_s} = \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \end{aligned}$$

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

$$V_i = I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right)$$



نکل 7.14: داخلی مزاحمت نمایپلیناگر 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  $R_{if}$  لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

## 7.6 خارجی مزاحمت

اس حصے میں خارجی مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

## 7.6.1 وابی بر قی دباؤ ایکلینیکا خارجی مزاحمت

شکل 7.11 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $V_s = 0$  رکھ کر خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں۔ اور  $I_t$  کی شرح اس ایکلینیکا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.15 میں ایسا 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 وابی اشارے کے موجودگی میں خارجی مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(7.62) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + WA'_v}$$

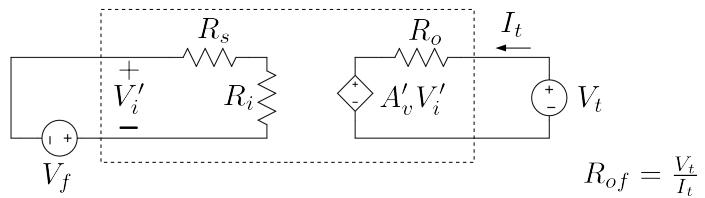
اگر  $R_L$  کو بھی شامل کیا جائے تب چونکہ  $R_{of}$  اور  $R_L$  متوازی جڑے ہیں لہذا اس صورت کل خارجی مزاحمت' یوں حاصل ہو گی

$$\begin{aligned} R_{of'} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) R_L}{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) + R_L} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{1+WA'_v}}{\frac{R_o + R_L(1+WA'_v)}{1+WA'_v}} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L (1 + WA'_v)} \\ &= \frac{R_o R_L}{R_o + R_L + WA'_v R_L} = \frac{R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}\right)} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}}{1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}} \end{aligned}$$

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 بر قی دبادیکمپلینگر کا خارجی مزاحمت

مزید لا محدود مزاحمتی بوجھ یعنی  $\infty$  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 بر قی رواکمپلینگر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.12 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $I_s = 0$  رکھ<sup>15</sup> کر خارجی جانب بر قی دبادی  $V_t$  لاگو کرتے ہیں اور  $I_t$  کی شرح اس ایمپلینگر کا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.16 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_t &= (I_t + A'_i I_i) R_o \\ &= (I_t - A'_i I_f) R_o \\ &= (I_t - A'_i W I_o) R_o \end{aligned}$$

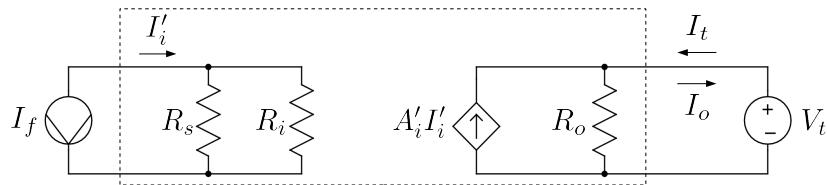
جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے  $-I_o = I_t$  ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$V_t = (I_t + A'_i W I_t) R_o$$

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> بر قی دبادی کو صفر کرنے کی خاطر اس کے لئے دور کیا جاتا ہے



شکل 7.16: داپی برقی روکنپلینگر 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۔ اس کو  $R'_o$  کہتے ہیں۔

$$(7.66) \quad R'_{of} = R'_o \frac{(1 + WA'_i)}{(1 + WA_I)}$$

## 7.6.3 واپسی موصل نما ایکلیفائر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.13 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $V_s = 0$  رکھ<sup>16</sup> کر خارجی جانب برقی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں۔ اور  $I_t$  کی شرح اس ایکلیفائر کا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.17 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_t &= \left( I_t + A'_g V'_i \right) R_o \\ &= \left( I_t - A'_g V_f \right) R_o \\ &= \left( I_t - A'_g W I_o \right) R_o \\ &= \left( I_t + A'_g W I_t \right) R_o \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر قدم پر  $V'_i = -V_f$  اور چوتھے قدم پر  $I_o = -I_t$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت کی قیمت یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(7.67) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o \left( 1 + WA'_g \right)$$

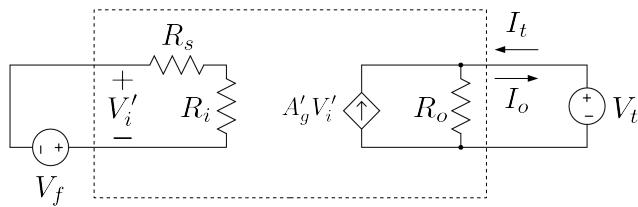
اگر  $R_L$  کو بھی شامل کیا جائے تب کل خارجی مزاحمت کو لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_{of} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{R_o \left( 1 + WA'_g \right) + R_L} \\ &= \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{R_o + R_o W A'_g + R_L} = \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{\left( R_o + R_L \right) \left( 1 + \frac{R_o W A'_g}{R_o + R_L} \right)} \\ &= \left( \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \right) \left( \frac{1 + WA'_g}{1 + \frac{R_o A'_g W}{R_o + R_L}} \right) \end{aligned}$$

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> برقی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر دور کیا جاتا ہے



شکل 7.17: وابی موصل نمایپلیناٹر کا خارجی مزاحمت

## 7.6.4 وابی مزاحمت نمایپلیناٹر کا خارجی مزاحمت

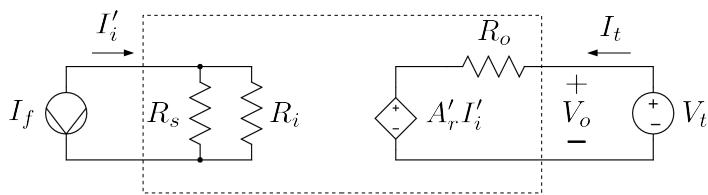
شکل 7.14 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $I_s = 0$  رکھ<sup>17</sup> کر خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں۔ اور  $I_t$  کی شرح اس ایکپلیناٹر کا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.18 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_t &= \frac{V_t - A'_r I'_i}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r I_f}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_o}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_t}{R_o} \end{aligned}$$

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> بر قی روکو صفر کرنے کی غاطر اسے کھلے دور کیا جاتا ہے۔



شکل 7.18: داہمی مزاحمت نما ایپلینیٹر 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  $\frac{A'_rR_L}{R_o + R_L}$  کو لکھتے ہوئے اور  $R'_{of}$  کو  $\frac{R_oR_L}{R_o + R_L}$  کو لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$(7.70) \quad R'_{of} = \frac{R'_o}{1 + WA_R}$$

جدول 7.2 میں ان نتائج کو پیش کیا گیا ہے۔

برقی دباؤ ایپلینیٹر کا داخلی مزاحمت زیادہ سے زیادہ جبکہ اس کا خارجی مزاحمت کم سے کم درکار ہوتا ہے۔ اس جدول سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ واپسی اشارے کی شمولیت سے برقی دباؤ ایپلینیٹر کا داخلی مزاحمت بڑھتا ہے جبکہ اس کا خارجی مزاحمت گھستتا ہے۔ جہاں ایپلینیٹر کا داخلی اشارہ برقی دباؤ ہو وہاں زیادہ سے زیادہ داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے

جدول 7.2: وائچی ایمپلیناٹر کے داخلی اور خارجی مزاحمت		
خارجی مزاحمت	داخلی مزاحمت	ایمپلیناٹر کی قسم
$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA_v}$	$R'_{if} = R'_i (1 + WA_V)$	برقی دباؤ
$R_{of} = R_o (1 + WA'_i)$	$R'_{if} = \frac{R'_i}{1 + WA_I}$	برقی رو
$R_{of} = R_o (1 + WA'_g)$	$R'_{if} = R'_i (1 + WA_G)$	موصل نما
$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA'_r}$	$R'_{if} = \frac{R'_i}{1 + WA_R}$	مزاحمت نما

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 وائچی 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  $1 \gg WA$  کی صورت میں  $A_f \approx \frac{1}{W}$  لیا جاسکتا ہے۔

## 7.7 وائچی ایمپلیناٹر کے جماعت بندی کی مثالیں

کسی بھی وائچی ایمپلیناٹر کے جماعت بندی اس کے داخلی جانب مساوات 7.30 کے طرز کے مساوات سے کی جاتی ہے۔ ایسے مساوات میں  $X_s$  اور  $X_0$  سے جدول 7.1 کے تحت ایمپلیناٹر کی جماعت اخذ کی جاتی ہے اور اگر دیا گیا ایمپلیناٹر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہو تب  $W$  استعمال کرتے ہوئے مساوات 7.35 سے اس کی افزائش لکھی جاسکتی ہے۔ وائچی ایمپلیناٹر 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 ایمپلیناٹر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے لہذا افزائش کے لئے مساوات 7.35 استعمال کیا جائے گا۔

حسابی ایکلینیکر کی افزائش نہیں زیادہ ہوتی ہے۔ یوں اس پر مبنی واپسی دور مساوات 7.34 کی طرح ہوتا ہے۔ یوں حسابی ایکلینیکر استعمال کرتے ہوئے کامل واپسی اور بناۓ جاتے ہیں۔

ٹرانزسٹر ایکلینیکر کی افزائش عموماً بہت زیادہ نہیں ہوتی۔ یوں ٹرانزسٹر دور مساوات 7.34 پر پوری طرح پورا نہیں اترتا۔ اس کا داخلی مساوات اگرچہ مساوات 7.30 کی طرح ہوتا ہے مگر اس میں کئی غیر ضروری جزو بھی پائے جاتے ہیں۔ ان غیر ضروری اجزاء کی قیمت جتنی کم ہو اتنا بہتر واپسی ایکلینیکر بنتا ہے۔

### 7.7.1 واپسی برقی دباؤ ایکلینیکر

ثبت حسابی ایکلینیکر کو شکل 7.19 اف 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 کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$(7.71) \quad V_i = V_s - V_f$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$(7.72) \quad V_f = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o = WV_o$$

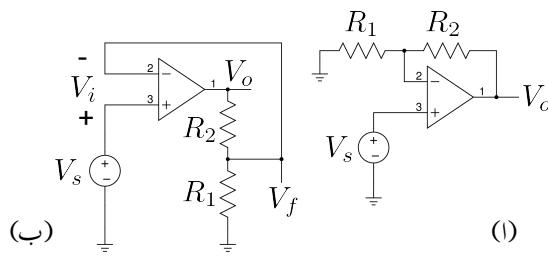
ہے۔ یوں

$$(7.73) \quad W = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 7.72 سے صاف ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی دباؤ کی صورت میں پایا جاتا ہے اور اس کو خارجی برقی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ اسی طرح مساوات 7.71 سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو برقی دباؤ کے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہے ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ ثبت حسابی ایکلینیکر واپسی برقی دباؤ ایکلینیکر کی قسم ہے۔ مزید یہ کہ مساوات 7.72 سے صاف ظاہر ہے کہ  $R_1$  اور  $R_2$  مل کر واپس کار کا کردار ادا کرتے ہیں۔ اس حصے میں اپنی پوری توجہ واپس کار پہچاننے پر رکھیں۔

$$\begin{aligned}
 V_i &= V_s - V_f \\
 V_f &= \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o \\
 &= W V_o \\
 W &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\
 A_V &= \frac{1}{W} \\
 &= 1 + \frac{R_2}{R_1}
 \end{aligned}$$



شکل 7.19: ثابت حسابی ایکپلیفیگر ایک واپی بر قی دباؤ ایکپلیفیگر ہے

حسابی ایکپلیفیگر کی افزائش  $A_v$  نہایت زیادہ ہوتی ہے لہذا ثابت ایکپلیفیگر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے اور یوں مساوات 7.35 کے تحت

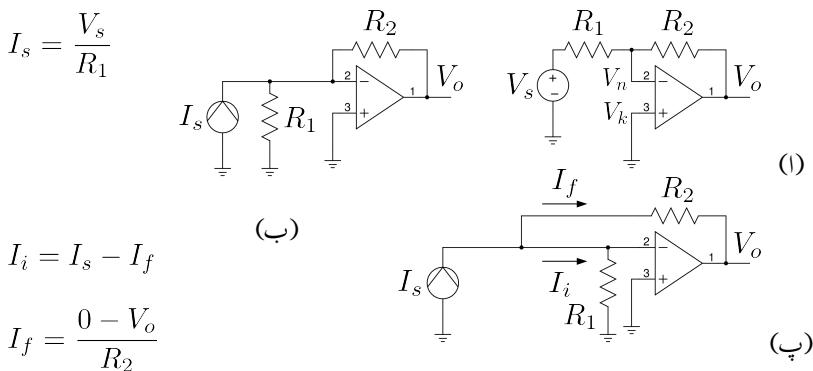
$$(7.74) \quad A_{vf} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ ہم جانتے ہیں کہ درست جواب ہے۔

حسابی ایکپلیفیگر کا ایک منفی داخلی سوا جبکہ دوسرا مثبت داخلی سوا ہے۔ اس حصے میں واپی ایکپلیفیگر میں داخلی اشارہ  $V_s$  کو ثابت داخلی سرے پر مہیا کیا گیا جبکہ واپی اشارہ  $V_f$  کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپی اشارات کو دو مختلف داخلی سروں پر مہیا کیا جائے، انہیں سلسلہ وار جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف بر قی دباؤ کے اشارات کو ہی سلسلہ وار جوڑا جاسکتا ہے لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپی اشارات کو بر قی دباؤ اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھوڑن شکل دیں اور واپی اشارے کی مساوات کو بر قی 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 واپی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایکپلیفیگر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

### 7.7.2 واپی مزاحمت نمائیکپلیفیگر

شکل 7.20 اف میں منفی حسابی ایکپلیفیگر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی اشارے کا نادرٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں



شکل 7.20: متفہ حسابی ایکلینیفار ایک واپسی مزاحمت نما ایکلینیفار ہے

$$(7.75) \quad I_s = \frac{V_s}{R_1}$$

ہو گا۔ شکل پ کے داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی 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 متفہ اور ثابت داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ رہتا ہے۔ چونکہ یہاں ثابت داخلی سرا برقی زمین پر ہے لہذا  $V_k = 0$  ہو گا اور اس طرح  $V_n = 0$  حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.77 سے ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی رو کی صورت میں ہے اور اس کو خارجی برقی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ مساوات 7.76 سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو برقی رو کے اشارات کو ایک دونوں سے متفہ کیا جا رہے ہے۔ یوں ان دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ متفہ 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 افزائش نہیں زیادہ ہوتی ہے لہذا منفی ایمپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے اور یوں مساوات کے تحت 7.35

$$(7.79) \quad A_{rf} = \frac{V_o}{I_s} \approx \frac{1}{W} = -R_2$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.75 کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(7.80) \quad \frac{V_o}{\left(\frac{V_s}{R_1}\right)} = -R_2$$

$$(7.81) \quad \frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}$$

جو کہ منفی حسابی ایمپلیفائر کی جانی پہچانی مساوات ہے۔

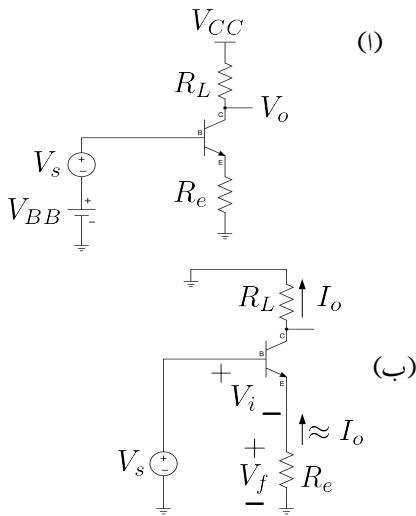
اس حصے میں واپسی مزاجمت نما ایمپلیفائر میں داخلی اشارے کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا۔ اسی طرح واپسی اشارے کو بھی منفی داخلی سرے پر ہی مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو ایک ہی داخلی سرے پر مہیا کیا جائے، انہیں متوازی جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی رو کے اشارات کو ہی متوازی جوڑا جاسکتا ہے لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی رو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو نارٹن شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو برقی رو (یعنی  $I_f$ ) کی صورت میں حاصل کریں۔  $I_f$  کے مساوات سے یہ 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 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ  $R_L$  ٹرانزسٹر کے لکٹر 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: بڑا نزدیکی موصول نما ایکلینیفار

لکھا جاسکتا ہے۔ اس کا  $(X_i = X_s - WX_o)$  کے ساتھ موازنہ کرنے سے

$$(7.82) \quad W = -R_e$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ یہ واپسی موصول 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 پہلی شق کے مطابق  $W$  کے قیمت پر بوجھ  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں ہو سکتا۔ یوں  $W$  کی قیمت یا اس کی مساوات حاصل کرتے وقت یہ خیال رہے کہ اس پر بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہئے۔ اگر  $I_0 = \frac{V_o}{R_L}$  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  $V_o = \frac{V_o}{V_s}$  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  $\frac{I_o}{V_s}$  کی قیمت پر  $R_L$  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 اندرونی حصہ قصور کرتے ہوئے  $V_i = V_s - V_f$  لکھا جاسکتا ہے۔ یوں مندرجہ بالاتم تمہرہ اس شکل کے لئے بھی درست ہے۔

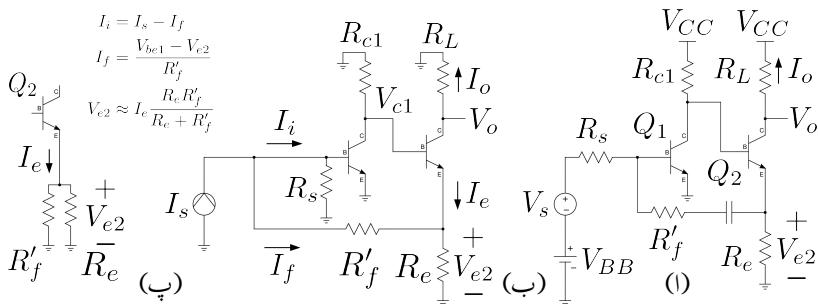
ٹرانزسٹر کے  $B$  اور  $E$  کو دو علیحدہ داخلی سرے قصور کیا جاسکتا ہے<sup>18</sup>۔ یوں اس حصے میں واپسی موصل نما ایکلیفیٹر میں داخلی اشارے کو  $B$  پر مہیا کیا گیا جبکہ واپسی اشارے کو  $E$  پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو دو مختلف داخلی سروں پر مہیا کیا جائے، انہیں سلسلہ وار جڑا قصور 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 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ  $R_L$  ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے گلکٹر 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 کرنوف کے قانون برائے بر قی روکی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

<sup>18</sup> ایسا کرتے ہوئے  $B$  کو منفی جگہ  $E$  کوثبت داخلی سر اتصور کریں



شکل 7.22: ٹرانزسٹر کا واپی بر قی روایکلینیٹر

$$I_i = I_s - I_f$$

جہاں

$$I_f = \frac{V_{be1} - V_{e2}}{R'_f}$$

کے برابر ہے۔ کامل واپی ادوار میں واپی اشارے کی مساوات  $X_f = WX_0$  ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر واپی ادوار کامل ادوار نہیں ہوتے۔ مندرجہ بالا مساوات میں  $\frac{V_{be1}}{R'_f}$  کا واپی اشارہ پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں چونکہ  $V_{be1}$  داخلي جانب کا متغیر ہے ناکہ خارجی جانب کا۔ یوں مندرجہ بالا مساوات میں  $\frac{V_{be1}}{R'_f}$  غیر ضروری جزو ہے۔ یہ جزو اس لئے پایا گیا ہے کہ ٹرانزسٹر ادوار کامل واپی ادوار نہیں ہوتے۔ اس غیر ضروری جزو کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$I_f \approx -\frac{V_{e2}}{R'_f}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح جیسے شکل پ میں دکھایا گیا ہے،  $V_{be1}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے (یعنی  $0 = V_{be1}$  لیتے ہوئے) اور  $R'_f$  اور  $R_e$  کو متوالی تصور کیا جا سکتا ہے اور یوں

$$\begin{aligned}
 V_{e2} &\approx I_e \left( \frac{R_e R'_f}{R_e + R'_f} \right) \\
 &= -I_o \left( \frac{R_e R'_f}{R_e + R'_f} \right)
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں  $I_o - I_e \approx$  کے برابر لیا گیا ہے۔ اس طرح

$$I_f \approx -\frac{V_{e2}}{R'_f} = \left( \frac{R_e}{R_e + R'_f} \right) I_o$$

لکھا جاسکتا 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 جاسکتا ہے۔

اس ایپلیفائر کا  $\frac{V_o}{V_s}$  یوں حاصل کیا جاسکتا 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 جاسکتے 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 ایکلینیفار

شکل 7.23 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ  $R_L$  ٹرانزسٹر کے  $E$  پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں ہاریک اشاراتی 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 ایکلینیفار 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

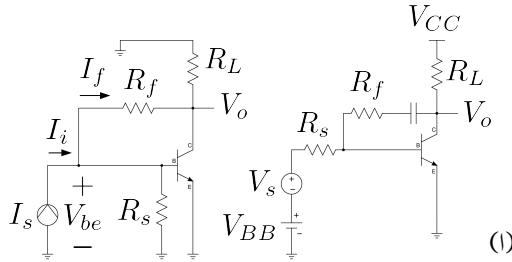
$$\begin{aligned} I_i &\approx I_s - \left( -\frac{V_o}{R_f} \right) \\ &= I_s - WV_o \end{aligned}$$

جس سے ہم کہہ سکتے ہیں کہ یہ مزاحمت نما واپسی ایکلینیفار 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 ایمپلیفیگر

اسی ایمپلیفیگر کا  $A_{vf}$  یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$(7.89) \quad A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_s R_s} = \left( \frac{V_o}{I_s} \right) \frac{1}{R_s} = \frac{A_{rf}}{R_s} = -\frac{R_f}{R_s}$$

اسی طرح یوں حاصل ہو گا

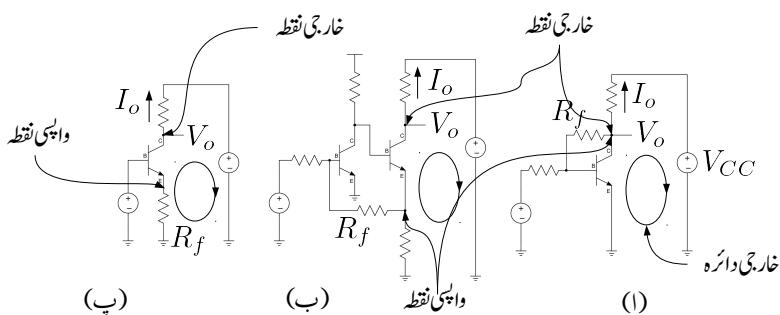
$$(7.90) \quad A_{if} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s} = \left( \frac{V_o}{I_s} \right) \frac{1}{R_L} = \frac{A_{rf}}{R_L} = -\frac{R_f}{R_L}$$

اور  $\frac{I_o}{V_s}$  کو یوں

$$(7.91) \quad A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s R_s} = \left( \frac{V_o}{I_s} \right) \frac{R_s}{R_L} = A_{rf} \frac{R_s}{R_L} = -\frac{R_f R_s}{R_L}$$

شکل 7.24 الف، ب اور پ میں شکل 7.23 اور شکل 7.22 دوبارہ دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف پر غور کریں۔ اس میں خارجی دائرے کی نشاندہی کی گئی ہے۔ خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_0$  اور بر قی رو  $I_0$  کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ ٹرانزسٹر کے C جہاں سے  $V_0$  یا ( $I_0$ )  $A_{vf}$  حاصل کیا گیا ہے کو خارجی نقطے قرار دیا گیا ہے۔ بوجہ  $R_L$  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  $V_0$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 ب میں خارجی نقطے اور واپسی نقطے دو علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں۔ یوں واپسی اشارے کو اس جوڑ سے حاصل نہیں کیا گیا جہاں سے  $V_0$  یا  $I_0$  حاصل کیا گیا ہے۔ البتہ واپسی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا



شکل 7.24: واپسی نقطہ

گیا ہے۔ خارجی دائرہ وہ دائیرہ ہے جس میں خارجی برقی رو  $I_o$  کا بہاؤ ہوتا ہے۔ ایسی صورت چہاں خارجی نقطے اور واپسی نقطے دو علیحدہ جوڑ پر پائے جائیں میں واپس کار خارجی برقی رو  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 پ میں مزاحمت  $R_e$  کو  $R_f$  لکھا گیا ہے۔ یہاں بھی خارجی اور واپسی نقطے دو علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں لہذا یہاں بھی واپس کار خارجی برقی رو  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

## 7.8 واپسی 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 واپس 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  $V_0$  سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہو (یعنی  $X_f = W X_0$ ) 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 متوازی جڑے ہوں تب یہ دونوں برقی رو اشارات ہوں گے۔ انہیں قصر دور کرنے سے  $I_i = 0$  کیا جاتا ہے۔
- اس کے برعکس اگر داخلی اور واپسی اشارات سلسلہ وار جڑے ہوں تب یہ دونوں برقی دباؤ اشارات ہوں گے۔ داخلی دائرے کو کھلے سرے کرنے سے  $V_i = 0$  کیا جاتا ہے۔

اس ترکیب سے واپسی اشارہ کے اثرات کو ختم کر دیا جاتا ہے جبکہ بنیادی ایمپلیفائر پر واپس کار کے بوجھ کے اثرات برقرار رہنے دئے جاتے ہیں۔ اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایمپلیفائر حل کرنے کے مکمل اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

- پہلے یہ فیصلہ کریں کہ  $X_f$  برقی دباؤ یا برقی رو کا اشارہ ہے۔ اگر  $X_f$  داخلی اشارہ  $X_s$  کے ساتھ سلسلہ وار جڑا ہو تو  $X_f$  برقی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر یہ  $X_s$  کے ساتھ متوازی جڑا ہو 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  $X_f$  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 تب  $X_f$  برقی دباؤ اشارہ یعنی  $V_f$  ہو گا اور اگر یہ دونوں متوازی جڑے ہوں تب  $X_f$  برقی رو اشارہ یعنی  $I_f$  ہو گا۔ اسی طرح اگر واپسی اشارے کو خارجی نقطے سے حاصل کیا گیا ہو تو واپسی 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 تب داخلی اشارہ  $X_s$  کا تھوون مساوی دور استعمال کریں۔ اس کے برعکس اگر  $X_s$  اور  $X_f$  متوازی جڑے ہوں تب 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  $X_f$  اور  $X_0$  کی نشاندہی کریں۔
- واپسی اشارے  $X_f = WX_0$  کی مساوات حاصل کریں جس سے  $W$  کی قیمت حاصل ہو گی۔
- کرخوف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے بنیادی ایکلینیفار سے 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۔

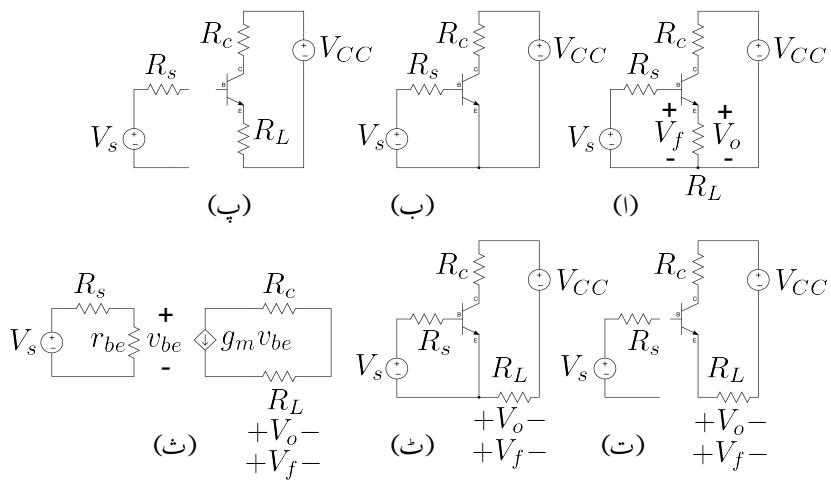
پہلے قدم پر اس کی جماعت جانا ضروری ہے۔ اس دور پر تفصیلی بحث ہو چکی ہے۔ یہ واپسی بر قی دباؤ ایکلینیفار ہے۔

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

$$(7.93) \quad V_{CC} = I_c R_c + V_{ce} + I_c R_L$$



شکل 7.25: بنیادی اینپلیگر کا حصول

شکل پ کو قدر مختلف طرز پ شکل ت میں دو بارہ 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۔

$$(7.94) \quad V_s = I_s R_s + V_{be}$$

$$(7.95) \quad V_{CC} = I_c R_c + V_{ce} + I_c R_L$$

یہ باکل 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  $g_m r_{be} = \beta$  ہے۔ شکل ث سے  $V_o = V_f = 1$  لندہ اس طرح حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$(7.97) \quad M = 1 + W A_V = 1 + \frac{\beta R_L}{R_s + r_{be}} = \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}}$$

ہے -

بنیادی اینپلینگر کا داخلی مزاحمت

$$(7.98) \quad R'_i = R_s + r_{be}$$

کے برابر ہے اور یوں

$$(7.99) \quad R'_{if} = MR'_i = (R_s + r_{be}) \times \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}} = R_s + r_{be} + \beta R_L$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 7.41 کے تحت  $A'_v = A_V|_{R_L \rightarrow \infty}$  میں  $\infty$  سے استعمال سے حاصل ہوتا ہے۔ یوں مساوات 7.96 میں  $R_L \rightarrow \infty$  کے استعمال سے  $A'_v = \infty$  حاصل ہوتا ہے۔ خارجی مزاحمت  $R_o$  حاصل کرتے وقت بوجھ  $R_L$  کو اینپلینگر 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 مزاحمت حاصل کرنا ممکن نہیں۔  $R_{of}$  حاصل کرنے کی خاطر دور سے پہلے  $R'_o$  کی مدد سے  $R_o$  حاصل کریں اور پھر مساوات 7.64 کی مدد سے  $R_o$  حاصل کریں۔

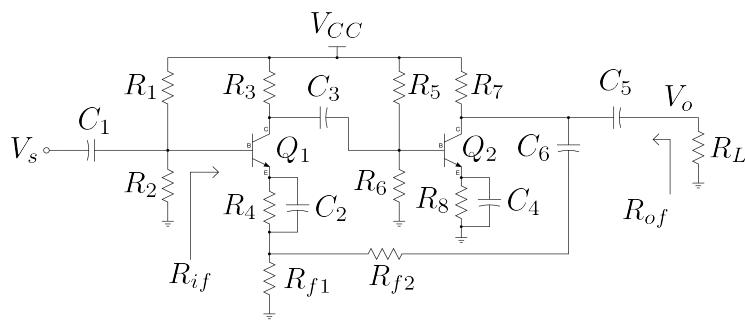
$R_L$  کی شمولیت سے  $R'_o$  کی قیمت  $R_L$  کے برابر ہے۔ اس طرح

$$(7.100) \quad R'_{of} = \frac{R'_o}{M} = \frac{R_L(R_s + r_{be})}{R_s + r_{be} + \beta R_L}$$

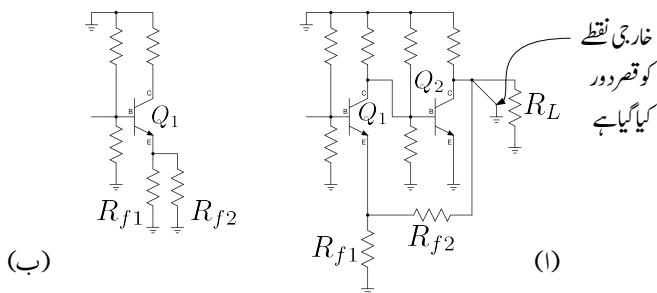
اور

$$(7.101) \quad R_{of} = R'_{of} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{R_s + r_{be}}{\beta}$$

حاصل ہوتا ہے۔



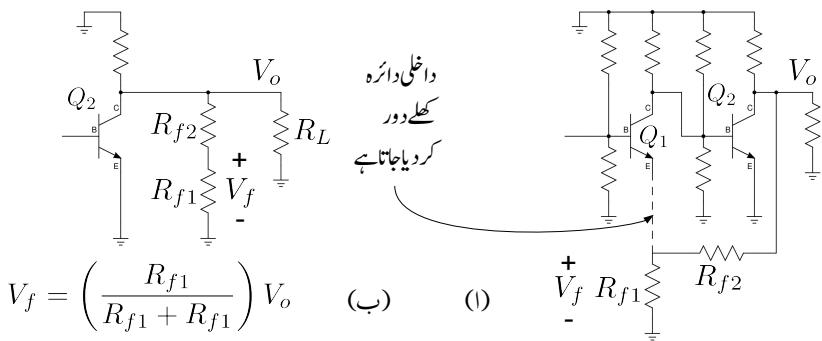
شکل 7.26: دو مرحلہ زنجیری داپی برقی دباو ایمپلینیٹر



شکل 7.27: دو مرحلہ زنجیری داپی برقی دباو ایمپلینیٹر کے داخلي حصے کا حصول

### 7.10 داپی برقی دباو 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 برقی دباو  $V_o$  سے واپسی اشارہ  $V_f$  حاصل کیا گیا ہے لہذا بنیادی ایمپلینیٹر کے داخلي جانب کا دور حاصل کرتے وقت خارجی نقطے کو قصر دور کیا جائے گا۔ چونکہ  $V_o$  کو  $R_L$  پر ناپا جاتا ہے لہذا خارجی نقطے کو قصر دور کرنے سے مراد اس نقطے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑنا ہے۔ شکل 7.27 میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے  $R_{f1}$  اور  $R_{f2}$  متوازن 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 داخلي دائرے کو کھلے دور کیا جائے گا۔ اس دائرے

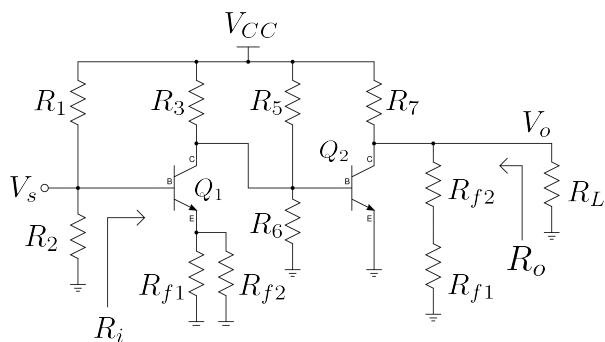


شکل 7.28: دو مرحلہ زنجیری وابی برقی داوز ایمپلینفائز کے خارجی حصے کا حصول

کو  $Q_1$  کے بیس یا اس کے ایمپلینفائز پر کھلے دور کیا جاسکتا ہے۔ شکل 7.28 الف میں داخلي دائرة کو  $Q_1$  کے ایمپلینفائز پر کھلے دور کیا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے  $R_{f1}$  اور  $R_{f2}$  خارجی جانب سلسلہ وار جڑ جاتے ہیں۔ شکل 7.29 کو زنجیری ضرب سے با آسانی حل کرتے ہوئے  $A_v$  حاصل کی جاسکتی ہے۔ اسی طرح اس بنیادی ایمپلینفائز کا  $R_o$  اور  $R_o$  بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ شکل سے واپس کار کا  $W$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.102) \quad W = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}}$$

ان تمام معلومات سے  $A_{vf}$  اور  $R'_{if}$  حاصل کیا جاسکتا ہے۔



شکل 7.29: دو مرحلہ زنجیری وائپی برتنی دباؤ ایکپلینیفار کا نیادی ایکپلینیفار

## سوالات

سوال 7.1: ایک سادہ ایکپلینیفار کی افزائش میں مختلف وجوہات کی بنا پر 7% کے فرق پیدا ہوتا ہے۔ اس ایکپلینیفار میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ یوں حاصل واپسی ایکپلینیفار کی افزائش میں انہیں وجوہات کی بنا پر صرف 1% کا فرق پیدا ہوتا ہے۔  $M$  کی قیمت حاصل کریں۔ اگر سادہ ایکپلینیفار کی افزائش  $\frac{V}{245}$  تھی تو واپسی ایکپلینیفار 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 ایکپلینیفار کا بلند انقطائی تعدد 200 kHz ہو تو واپسی ایکپلینیفار کی بلند انقطائی تعدد کیا ہو گی۔

جواب: 1.4 MHz

سوال 7.3: ایک واپسی برتنی دباؤ ایکپلینیفار کے  $A_v' = \frac{V}{2000}$ ,  $R_i' = 2 k\Omega$  اور  $R_o = 500 \Omega$  ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s = 1 k\Omega$  جبکہ برتنی بو جھ  $R_L = 10 k\Omega$  ہیں۔ اس ایکپلینیفار میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{V}{V}$  ہے۔ واپسی ایکپلینیفار کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 24 \Omega, R'_{if} = 60 k\Omega, A_{vf} = 95 \frac{V}{V}$$

سوال 7.4: ایک وابی برقی رو ایکلینیفار کے  $\frac{A}{A}$  اشارے کی مزاحمت  $R_o = 5 \text{k}\Omega$  اور  $R_i = 500 \text{\Omega}$ ،  $A_i = 2000 \frac{A}{A}$  جبکہ برقی بوجھ  $R_s = 5 \text{k}\Omega$  ہیں۔ اس ایکلینیفار میں وابی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ وابیں کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{A}{A}$  ہے۔ وابی ایکلینیفار کی افراش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 96 \text{k}\Omega, R'_{if} = 28 \text{\Omega}, A_{if} = 94 \frac{A}{A}$$

سوال 7.5: ایک موصل نما ایکلینیفار کے  $\frac{A}{V}$  اشارے کی مزاحمت  $R_o = 500 \text{\Omega}$  اور  $R_i = 5 \text{k}\Omega$ ،  $A_g = 2000 \frac{A}{V}$  جبکہ برقی بوجھ  $R_s = 500 \text{\Omega}$  ہیں۔ اس ایکلینیفار میں وابی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ وابیں کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{V}{A}$  ہے۔ وابی ایکلینیفار کی افراش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 9.59 \text{k}\Omega, R'_{if} = 39 \text{k}\Omega, A_{gf} = 86 \frac{A}{V}$$

سوال 7.6: ایک مزاحمت نما ایکلینیفار کے  $\frac{V}{A}$  اشارے کی مزاحمت  $R_o = 5 \text{k}\Omega$  اور  $R_i = 500 \text{\Omega}$ ،  $A'_r = 2000 \frac{V}{A}$  جبکہ برقی بوجھ  $R_s = 5 \text{k}\Omega$  ہیں۔ اس ایکلینیفار میں وابی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ وابیں کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{A}{V}$  ہے۔ وابی ایکلینیفار کی افراش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 238 \text{\Omega}, R'_{if} = 32 \text{\Omega}, A_{rf} = 93 \frac{V}{A}$$

سوال 7.7: آپ کے پاس  $\frac{V}{A}$  2000 کا برقی دباؤ ایکلینیفار موجود ہے جس کا داخلی مزاحمت  $5 \text{k}\Omega$  اور خارجی مزاحمت  $500 \text{\Omega}$  ہیں۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے وابی برقی دباؤ کا ایکلینیفار تخلیق دیں جس کی افراش  $12.5 \frac{V}{V}$  ہو۔ داخلی اشارے کی مزاحمت  $1 \text{k}\Omega$  اور برقی بوجھ  $1.5 \text{k}\Omega$  متوقع ہیں۔ اور  $R_{of}$  کی بھی حاصل کریں۔

جوابات:  $A_{vf} = 12.5 \frac{V}{V}$ ،  $A_{v'} = 1250 \frac{V}{V}$ ،  $A_{v''} = 1667 \frac{V}{V}$ ،  $R'_i = 6 \text{k}\Omega$  کی خاطر  $R_{of} = 4.95 \text{\Omega}$  اور  $R'_{if} = 606 \text{k}\Omega$  ہے۔  $W = 0.08 \frac{V}{V}$

سوال 7.8: سوال 7.7 میں تخلیق کئے گئے وابی ایکلینیفار پر اگر  $3 \text{k}\Omega$  کا بوجھ لادا جائے تو اس کی  $A_{vf}$  کیا حاصل ہوگی۔

جواب:  $\frac{V}{V}$  12.4۔ بوجہ کی مزاحمت آدمی کرنے سے واپسی انداش میں صرف 0.8% کی تبدیلی آئی۔ واپسی ایکپلینیفار یقیناً مستحکم ہے۔

سوال 7.9: سوال 7.7 میں تخلیق کردہ واپسی ایکپلینیفار میں بنیادی ایکپلینیفار کو تبدیل کرتے ہوئے  $\frac{V}{V}$  1500 کا ایکپلینیفار نسب کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے  $A_{vf}$  کی نئی قیمت کیا حاصل ہو گی؟

جواب:  $\frac{V}{V}$  12.33۔ بنیادی ایکپلینیفار کے انداش میں 25% تبدیلی سے واپسی ایکپلینیفار کے انداش میں صرف 1.36% کی تبدیلی پیدا ہوئی۔ واپسی ایکپلینیفار کے مستحکم ہونے کی یہ ایک اچھی مثال ہے۔

سوال 7.10: ایک واپسی برقی دباؤ ایکپلینیفار میں  $V_o = 12 \text{ V}$  اور  $V_f = 148 \text{ mV}$ ،  $V_s = 150 \text{ mV}$ ،  $A_{vf} = 1500$  اور  $R_o = R'_i = 2 \text{ k}\Omega$  اور  $R'_{if} = 1950 \text{ }\Omega$  پائے جاتے ہیں۔ اس ایکپلینیفار کے  $W$ ،  $A_V$  اور  $R_o$  حاصل کریں۔ اگر بنیادی ایکپلینیفار کا  $R_o = R'_{if}$  اور  $R'_{if} = 26 \text{ }\Omega$  ہوں تب  $R_{of}$  اور  $R'_{if}$  کیا ہوں گے۔

جوابات:  $R_{of} = 26 \text{ }\Omega$  اور  $R'_{if} = 150 \text{ k}\Omega$ ،  $A_V = 6000 \frac{V}{V}$ ،  $A_{vf} = 80 \frac{V}{V}$ ،  $W = 0.01233 \frac{V}{V}$  ہیں۔

سوال 7.11: بنیادی برقی رو ایکپلینیفار کی انداش  $\frac{A}{A}$  3000 جبکہ اسی سے حاصل واپسی ایکپلینیفار کی انداش  $\frac{A}{A}$  15 ہے۔  $R_o = 15 \text{ k}\Omega$  اور  $R'_{if} = 20 \text{ k}\Omega$  اور  $R_{of}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $R_{of} = 3 \text{ M}\Omega$  اور  $R'_{if} = 100 \text{ }\Omega$

سوال 7.12: شکل 7.25 میں 7 الف  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$  اور  $R_s = 2 \text{ k}\Omega$ ،  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ،  $\beta = 100$  اور  $R_{of}$  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  $35 \text{ }\Omega$

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:  $R_{of} = 22.5 \text{ }\Omega$ ،  $R'_{if} = 204.5 \text{ k}\Omega$ ،  $A_{vf} = 0.978 \frac{V}{V}$  اور تبدیلی تقریباً 2% ہے۔

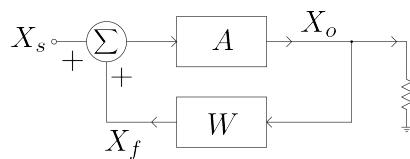
سوال 7.14: شکل 7.26 میں زنجیری ایکپلینیفار دکھایا گیا ہے جبکہ مساوات 7.102 میں اس کے واپس کار کا مستقل  $W$  حاصل کیا گیا ہے۔  $A_{vf}$  حاصل کریں۔

جواب:  $A_{vf} = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}}$

## الباب 8

### مرتعش

گزشتہ باب میں منفی واپسی ادوار پر غور کیا گیا۔ اس باب میں مرتعش<sup>1</sup> پر غور کیا جائے گا جو مثبت واپسی دور کی ایک قسم ہے۔ مرتعش ایک ایسے دور کو کہتے ہیں جسے کوئی داخلی اشارہ دئے بغیر اس سے ارتعاش کرتا خارجی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے۔ آئین مرتعش کی بنیادی کارکردگی شکل 8.1 کی مدد سے سمجھیں۔ تصور کریں کہ ایک لمحے کے لئے اس دور کو ارتعاش کرتا داخلی اشارہ  $X_s$  فراہم کرنے کے بعد  $0 = X_s$  کر دیا جاتا ہے۔ اس طرح ایک لمحے کے لئے اس دور میں ارتعاش کرتا خارجی اشارہ  $X_o = WX_0$  نمودار ہو گا۔ واپسی دور سے  $X_f = WX_0$  پیدا کرے گا جو کہ بنیادی ایکلیپسیٹر کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے۔ بنیادی ایکلیپسیٹر  $X_f$  سے خارجی اشارہ  $X_o = AX_f = WAX_0$  پیدا کرے گا۔ یوں واپسی دور اور بنیادی ایکلیپسیٹر میں ایک چکر کے بعد پہلی مرتبہ نمودار ہونے والے اشارے  $X_o$  کی قیمت اب  $WAX_0$  ہو گی۔ یہ اشارہ بھی جب واپسی دور اور بنیادی ایکلیپسیٹر میں ایک چکر کا ٹو اس کی نئی قیمت



شکل 8.1: ثبت واپسی دور

oscillator<sup>1</sup>

$(WA)^2 X_0$  ہو جائے گی۔ اسی طرح  $n$  چکر کے بعد بنیادی ایکپلیفائر کا خارجی اشارہ  $X_0$  (WA) ہو گا۔ اب اگر  $WA = 1$  ہو تو  $n$  چکر کے بعد بھی بنیادی ایکپلیفائر کا خارجی اشارہ  $X_0 = X_0$  ہی ہو گا۔ اس طرح اگرچہ اس دور کو کوئی داخلی اشارہ نہیں دیا جا رہا یہ پھر بھی ارتقاش کرتا اشارہ  $X_0$  خارج کرتا رہے گا۔ ایسی خوبی رکھنے والے دور کو مرتعش کہتے ہیں۔

اس کے بر عکس اگر  $WA$  کی قیمت ایک (1) سے کم ہو، مثلاً  $0.9 = WA$  ہو، تب پہلی مرتبہ نمودار ہونے والا اشارہ  $X_0$  ایک چکر کے بعد کم ہو کر  $0.9X_0$  رہ جائے گا۔ دو چکر کے بعد اس کی قیمت مزید کم ہو کر  $(0.9)^2 X_0 = 0.81X_0$  رہ جائے گی اور یوں ہر چکر کے بعد بنیادی ایکپلیفائر کا خارجی اشارہ کم ہوتے ہوتے آخر کار صفر قیمت اختیار کر لے گا۔

اسی طرح اگر  $WA$  کی قیمت ایک (1) سے زیادہ ہو، مثلاً  $1.1 = WA$  ہو، تب پہلی مرتبہ نمودار ہونے والا اشارہ  $X_0$  ایک چکر کے بعد بڑھ کر  $1.1X_0$  ہو جائے گا۔ دو چکر کے بعد اس کی قیمت مزید بڑھ کر  $(1.1)^2 X_0 = 1.21X_0$  ہو جائے گی اور یوں ہر چکر کے بعد بنیادی ایکپلیفائر کا خارجی اشارہ بڑھتے بڑھتے اس مقام تک پہنچ جائے گا جہاں بنیادی ایکپلیفائر غیر خطی خطے میں داخل ہونا شروع ہو جائے گا۔ غیر خطی خطے میں داخل ہوتے ہوئے بنیادی ایکپلیفائر کے افراٹش کی قیمت گھٹنا شروع ہو جائے گی اور یوں خارجی اشارے کے حیطے کا بڑھنا پہلے کم اور آخر کار اس کا بڑھنا مکمل طور رک جائے گا۔ جہاں ٹرانزیستر کی افراٹش سے اشارے کا حیطہ بڑھنا اور اشارے کا حیطہ بڑھنے سے ٹرانزیستر کی افراٹش کم ہونے کے اعمال تو ازن اختیار کر لیں، وہیں ارتقاشی اشارے کا حیطہ برقرار رہتا ہے۔ یہ اعمال غیر خطی نوعیت کے ہوتے ہیں جنہیں قلم و کاغذ سے حل کرتے ہوئے مرتعش کے خارجی اشارے کے حیطے کا حساب لگانا نہایت مشکل ہوتا ہے۔

کسی بھی مرتعش میں زیادہ دیر  $= WA$  رکھنا ممکن نہیں ہوتا۔ درجہ حرارت میں تبدیلی، وقت کے ساتھ بر قیاتی پر زہ جات میں تبدیلی اور ایسے دیگر وجوہات کی بنا پر مرتعش چالو کرتے ہی  $1 \neq WA$  ہو جائے گا۔ اگر  $1 < WA$  ہو جائے تو ایسی صورت میں مرتعش رکھ جائے گا۔ اس کے بر عکس اگر  $WA$  کی قیمت 1 سے قدر زیادہ ہو جائے تو ایسی صورت میں مرتعش برقرار ارتقاشی اشارہ خارج کرتا ہے۔

مرتعش کے اس بنیادی اصول جسے مساوت 8.1 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے کو برکھا زن 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 برکھا زن نے اس اصول کو پیش کیا

اس مساوات کے دو پہلو ہیں۔ اس مساوات کے تحت  $1 = |WA|$  اور ساتھ ہی ساتھ  $2m\pi / WA$  ہونا ضروری ہے جہاں  $m = 0, 1, 2, \dots$  ہو سکتا ہے۔ یوں اسے یوں لکھنا زیادہ بہتر ہے۔

$$(8.2) \quad |WA| = 1$$

$$(8.3) \quad /WA = 2m\pi$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ حقیقت میں کسی بھی مرتعش کو برقرار کام کرتے رکھنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $1 > |WA|$  رکھا جائے۔ حقیقت میں  $1.05 > |WA|$  رکھا جاتا ہے۔

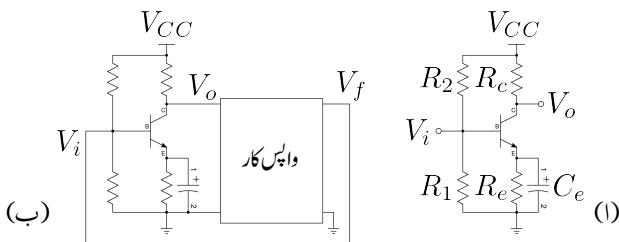
مندرجہ بالاتر ذکرے میں تصور کیا گیا کہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر ایک لمحے کے لئے  $X_8$  فراہم کیا گیا۔ حقیقت میں مرتعش کو چالو کرتے وقت اسے عموماً کسی قسم کا ارتعاش کرتا اشارہ نہیں مہیا کیا جاتا۔ کسی بھی دور جسے برقی طاقت مہیا نہیں کیا گیا ہو غیر چالو رہتا ہے اور ایسی صورت میں اس کے تمام اشارات صفر وولٹ (صفر ایمپیسر) ہوتے ہیں۔ اس طرح جب مرتعش کو برقی طاقت مہیا کر کے غیر چالو حالت سے چالو کیا جائے تو اس کے مختلف حصے چند ہی لمحوں میں غیر چالو صورت سے یک سمیت 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 از خود ارتعاش پذیر نہیں ہو پاتا ہو یا اگر برقی شور کا سہارا لیتے ہوئے مرتعش کو چالو کرنا قابل قبول نہ ہوتا بلکہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر بیرونی 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 ٹرانزسٹر ایمپلیفیر استعمال کرتے ہوئے واپسی اشارے کو مزاحمت، کپیسٹر، الالہ، ٹرانسفارمر وغیرہ کی مدد سے حاصل کیا جاتا ہے۔

واپسی دور میں کپیسٹر اور الالہ (یعنی برقی رکاوٹ) کے استعمال سے واپس کار کے مستقل کی قیمت از خود تعدد  $\omega$  پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں اس کو  $|W(\omega)A|$  لکھنا زیادہ درست ہو گا۔ ایسی صورت میں برکھازن کا اصول  $1 = |W(\omega)A|$  عموماً کسی ایک ہی تعداد پر پورا اترتے گا۔ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی غیر سائن نما لہر کو فوریئر تسلسل<sup>5</sup> کی مدد سے لکھا جا سکتا ہے۔ فوریئر تسلسل میں  $w_0, 2w_0, 3w_0, \dots$  تعداد پر لاحدہ اجزاء پائے جاتے ہیں۔ چالو کرتے وقت کے برقی شور کی بھی فوریئر تسلسل لکھی جاسکتی ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ اس میں بھی تمام تعداد پائے جاتے ہیں۔ مرتعش ان میں سے صرف اس تعداد پر ارتعاش کرے گا جو برکھازن کیے اصول پر پورا اترتا ہو۔

<sup>4</sup> مجھے گزشتہ تجھیں ساون میں صرف ایک مرتبہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر اشارہ مہیا کرنا پڑا ہے۔

<sup>5</sup> fourier series



شکل 8.2: مر تعش کی تخلیق

### 8.1 مر تعش کی تخلیق

شکل 8.2 الف میں نیادی ایمپلیفیئر 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 مر تعش تخلیق دینا ہو تو واپس کار کو مزید 180 کا زاویہ پیدا کرنا ہو گا۔ شکل ب میں واپس کار کو ڈبے کی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ یوں  $V_o$  اور  $V_f$  کے درمیان 180 کا زاویہ درکار ہے۔ ٹرانزسٹر کو  $V_f$  بطور داخلی اشارہ مہیا کرنے سے مر تعش حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ ذیل مثال میں اشارات کے ماہین زاویہ پیدا کرنے کا ایک طریقہ دکھایا گیا ہے۔

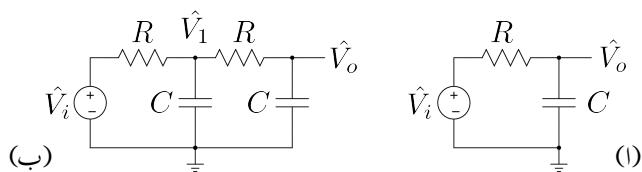
مثال 8.1: شکل 8.3 الف میں  $\hat{V}_o$  اور  $\hat{V}_i$  کے درمیان زاویہ کی مساوات حاصل کریں۔

• لیتے ہوئے اس زاویہ کی قیمت حاصل کریں۔  $R = 1 \text{ k}\Omega$  اور  $C = 0.1 \mu\text{F}$  پر  $10 \text{ kHz}$

• 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 کھنچتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے حاصل ہوتا ہے

$$\hat{I} = \frac{V \angle 0^\circ}{R + j\omega C}$$



شکل 8.3: مزاجت۔ کپیسٹر کی مدد سے اشارات کے زاویہ میں تبدیلی

اور یوں

$$\hat{V}_0 = \hat{I} \times \left( \frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{V \angle 0}{1 + j\omega RC}$$

$$= \frac{V}{\sqrt{1 + R^2 \omega^2 C^2}} / -\tan^{-1}(\omega RC)$$

جس سے داخلی اور خارجی اشارات کے مابین زاویہ

$$\underline{\angle\theta} = -\tan^{-1}(\omega RC)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\angle\theta = -\tan^{-1} \left( -2 \times \pi \times 10000 \times 1000 \times 0.1 \times 10^{-6} \right) = -81^\circ$$

$$-\tan^{-1} \left( 2 \times \pi \times 10000 \times R \times 0.1 \times 10^{-6} \right) = -60^\circ$$

$$R = 276 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

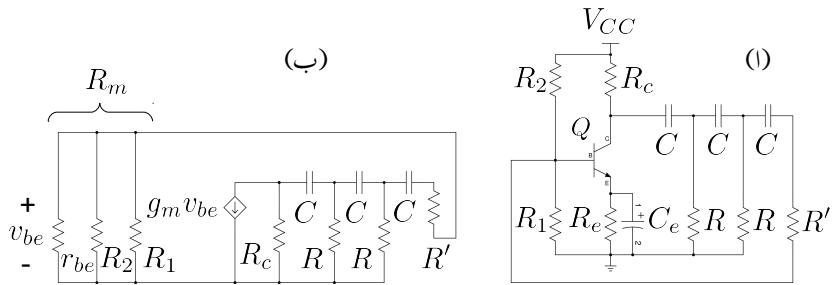
مندرجہ بالا مثال کو دیکھتے ہوئے ایسا معلوم ہوتا ہے کہ مزاحمت-کپیٹر کے دو کڑیاں استعمال کرتے ہوئے دگنا زاویہ حاصل کیا جاسکتا ہے۔ یہ بات درست ثابت ہوتی ہے، البتہ جیسے آپ سوال 8.1 میں دیکھیں گے، دو کڑی  $RC$  کا زاویہ حاصل کرتے وقت نسٹائی لبی مساوات حل کرنی ہو گی۔

$R$  اور  $C$  کے ضرب  $RC$  کو بڑھا کر زیادہ زاویہ حاصل کیا جاتا ہے۔ لامحدود  $RC = \infty$  پر  $90^\circ$  حاصل ہوتا ہے۔ حقیقت میں لامحدود  $RC$  استعمال کرنا ممکن نہیں ہوتا لہذا ایک عدد مزاحمت اور ایک عدد کپیسٹر استعمال کرتے ہوئے  $90^\circ$  حاصل کرنا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں  $RC$  کے دو کڑیوں سے  $180^\circ$  حاصل نہیں کیا جاسکتا۔ حقیقت میں کم از کم تین  $RC$  کڑیاں استعمال کرتے ہوئے  $180^\circ$  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 ایکپلیفائر پر منی مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں ٹلکٹر پر پائے جانے والے اشدارے  $X_0$  سے واپس کار  $X$  پیدا کرتا ہے۔ ٹرانزسٹر اپنے بیس پر پائے جانے والے اشدارے کے حیطے کو بڑھا کر جبکہ اس کے زاویہ میں  $180^\circ$  کے تبدیلی کے ساتھ اسے ٹلکٹر پر خارج کرتا ہے۔ یوں بنیادی ایکپلیفائر اور واپس کار کے دائرے میں ایک چکر کے بعد کل زاویہ میں تبدیلی کو  $0^\circ$  رکھنے کی خاطر واپس کار کو بھی  $180^\circ$  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 قدر مختلف طرز پر جوڑا گیا ہے۔

بنیادی ایکپلیفائر  $Q, R_1, R_2, R_c, R_e$  اور  $C_e$  پر مشتمل ہے۔ مرتعش کے خارجی تعداد پر کپیسٹر  $C_e$  بطور قصر دور کام کرتا ہے۔ بنیادی ایکپلیفائر 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 وار 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  $R_m \approx r_{be}$  اور  $R' + r_{be}$  کو  $R$  کے برابر رکھا



شکل 8.4: مراہم - کیسٹر مر توش

گیا ہے۔ یہ

$$V_1 = I_0 \left( R + \frac{1}{j\omega C} \right)$$

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

$$I_2 = I_1 + I_0 = I_0 \left( 2 + \frac{1}{j\omega CR} \right)$$

جو نہ ہے لہذا  $V_2 - V_1 = \frac{I_2}{j\omega C}$  ہو گا۔

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{I_2}{j\omega C} \\ &= I_0 \left( R + \frac{1}{j\omega C} \right) + \frac{I_0}{j\omega C} \left( 2 + \frac{1}{j\omega CR} \right) \\ &= I_0 \left[ R + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{(j\omega C)^2 R} \right] \end{aligned}$$

پیش

$$I_3 = \frac{V_2}{R} = I_0 \left[ 1 + \frac{3}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right]$$

اور

$$\begin{aligned} I_4 &= I_3 + I_2 \\ &= I_0 \left[ 1 + \frac{3}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] + I_0 \left[ 2 + \frac{1}{j\omega CR} \right] \\ &= I_0 \left[ 3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] \end{aligned}$$

ایسی 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

$$(8.5) \quad R_c = kR$$

لیے جائے تب

$$\begin{aligned} I_5 &= \frac{V_3}{R_c} = \frac{V_3}{kR} \\ &= I_0 \left[ \frac{1}{k} + \frac{6}{j\omega CRk} + \frac{5}{(j\omega CR)^2 k} + \frac{1}{(j\omega CR)^3 k} \right] \end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned} I_6 &= I_5 + I_4 \\ &= I_0 \left[ \frac{1}{k} + \frac{6}{j\omega CRk} + \frac{5}{(j\omega CR)^2 k} + \frac{1}{(j\omega CR)^3 k} \right] \\ &\quad + I_0 \left[ 3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] \end{aligned}$$

ہوں گے۔ چونکہ خیالی عدد  $\sqrt{-1}$  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  $I_0 = -g_m r_{be}$  اور  $I_6 = -g_m v_{be}$  کے برابر ہیں لہذا  $I_6 = -g_m r_{be}$  ہو گا۔ باب 3 میں مساوات 3.188 کے تحت  $\beta = -\beta I_0 = g_m r_{be}$  ہے۔ یوں  $I_6 = -\beta I_0$  ہو گا جسے مندرجہ بالا مساوات کے استعمال سے

$$(8.7) \quad I_0 \left[ \frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[ \frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] \right] = -\beta I_0$$

لکھا جاسکتا ہے۔

مساوی نشان کے دونوں جانب کے حقیقی مقادیریں آپس میں برابر ہوں گے اور اسی طرح مساوی نشان کے دونوں جانب خیالی مقادیریں آپس میں برابر ہوں گے۔ یوں اس مساوات کو دو مساوات کی شکل میں لکھا جاسکتا ہے۔ خیالی مقادروں سے حاصل ہوتا ہے۔

$$I_0 \left[ \frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] = 0$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.8) \quad \begin{aligned} (\omega_0 CR)^2 &= \frac{1}{6+4k} \\ \omega_0 &= \frac{1}{CR\sqrt{6+4k}} \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi CR\sqrt{6+4k}} \end{aligned}$$

مزاحمت-کپیسٹر مرتعش مساوات 8.8 میں حاصل کردہ تعداد  $f_0$  پر کام کرے گا۔  $f_0$  لکھتے وقت 0 کو زیر نوشت لکھ 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۔

$$-I_0\beta = I_0 \left[ \frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} \right]$$

بجے مساوات 8.8 کی مدد سے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

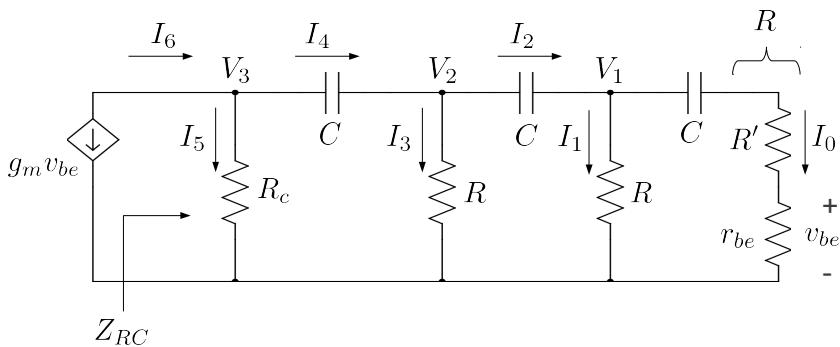
$$(8.9) \quad \begin{aligned} -\beta &= \frac{1}{k} + 3 - \left( \frac{5}{k} + 1 \right) (6 + 4k) \\ \beta &= \frac{29}{k} + 23 + 4k \end{aligned}$$

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 ارتعاش کرتا ہے۔ یوں واپس کار کے کپیسٹر کی برقی رکاوٹ  $\frac{1}{\omega_0 C}$  کو مساوات 8.8 کی مدد سے  $8.8 \times \frac{29}{2.69} = 8.8 \times 4.45 = 39$  لکھا جا سکتا ہے۔ اس نتیجے کے مطابق اس برقی رکاوٹ کی قیمت  $C$  کے بجائے مزاحمت  $R$  پر مختصر 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 مختصر 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  $Z_{RC}$  کا بوجھ ہے، تبدیل نہیں ہوتا اور یوں ارتعاشی لہر کا جیط بھی تبدیل نہیں ہوتا۔ یہ مرتعش چند ہر ہزار Hz سے کئی سو کلو ہر ہزار kHz تک کے ارتعاش پیدا کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ میگا ہر ہزار MHz کے حدود میں اسے دیگر اقسام کے الالہ۔ کپیسٹر LC مرتعشوں پر فوکیت حاصل نہیں۔

آئیں اب  $Z_{RC}$  کی اصل قیمت حاصل کریں۔ شکل سے ظاہر ہے کہ

$$Z_{RC} = \frac{V_3}{I_6}$$

کے برابر ہے۔ مساوات 8.4 اور مساوات 8.6 کی مدد سے

$$Z_{RC} = \frac{I_0 \left( R + \frac{6}{j\omega C} + \frac{5}{(j\omega C)^2 R} + \frac{1}{(j\omega C)^3 R^2} \right)}{I_0 \left( \frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k}+1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[ \frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k}+4\right)}{\omega CR} \right] \right)}$$

مساوات 8.8 میں دئے  $\omega$  کی قیمت اس مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

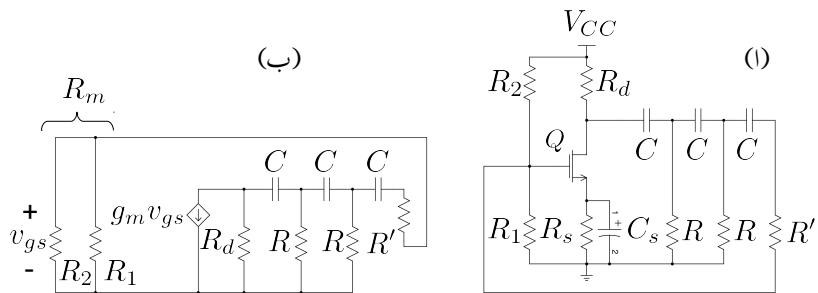
$$\begin{aligned} Z_{RC} &= \frac{R + \frac{6CR\sqrt{6+4k}}{jC} + \frac{5(CR\sqrt{6+4k})^2}{(jC)^2 R} + \frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(jC)^3 R^2}}{\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k}+1\right)(CR\sqrt{6+4k})^2}{(CR)^2} + j \left[ \frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k}+4\right)(CR\sqrt{6+4k})}{CR} \right]} \\ &= \frac{-R \left[ 1 + \frac{6\sqrt{6+4k}}{j} + \frac{5(\sqrt{6+4k})^2}{(j)^2} + \frac{(\sqrt{6+4k})^3}{(j)^3} \right]}{\frac{29}{k} + 23 + 4k} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $\beta$  مساوات 8.9 کے مطابق ہوتا ہے۔

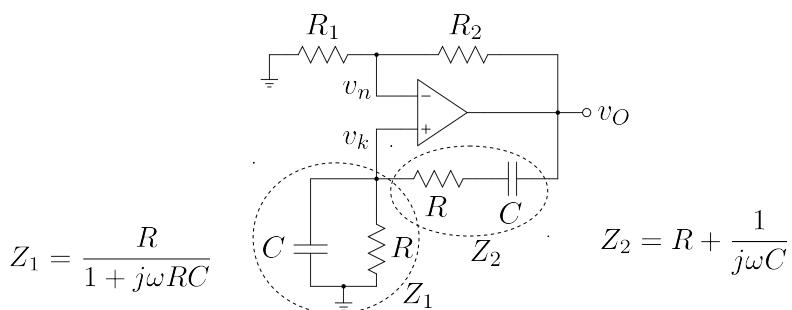
$$(8.11) \quad Z_{RC} = \frac{R}{\beta} \left[ 29 + 20k - j4k\sqrt{6+4k} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 8.6 الٹ میں ماسفیٹ سے  $RC$  مرتعش کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں اسی کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں یہ بالکل دو جوڑ ریز منظر کے دور کے طرح کا ہی ہے۔ حقیقی دور میں 'R' کے استعمال کی ضرورت نہیں ہوتی چونکہ  $R_1$  اور  $R_2$  کو یوں رکھنا ممکن ہو گا کہ یہ ماسفیٹ کو یک سمیت مائل کرنے کے ساتھ ساتھ  $R$  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> پر پہلے بغیر حل کئے غور کرتے ہیں۔

آپ جانتے ہیں کہ یک سمی 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 ایکپلیگر کے ثبت خارجی برقی دباؤ  $v_O$  سے  $v_O$  کے  $R_1 v_O$  سے  $R_1 + R_2$

Wien bridge oscillator<sup>7</sup><sup>8</sup> اس مرتعش کو یکس وائے مرتعش 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  $v_n > v_k$  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 8.12 کو مساوات 8.13 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

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{j\omega RC}{j\omega RC + (1 + j\omega RC)^2}$$

$$= \frac{j\omega RC}{j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2}$$

یعنی

$$(8.14) \quad R_1 [j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2] = j\omega RC (R_1 + R_2)$$

ملتا ہے۔ اس مساوات کے حقیقی اور خیالی اجزاء علیحدہ کرتے ہوئے

$$R_1 (1 - \omega^2 R^2 C^2) = 0$$

$$j3\omega RCR_1 = j\omega RC (R_1 + R_2)$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(8.15) \quad \omega = \omega_o = \frac{1}{RC}$$

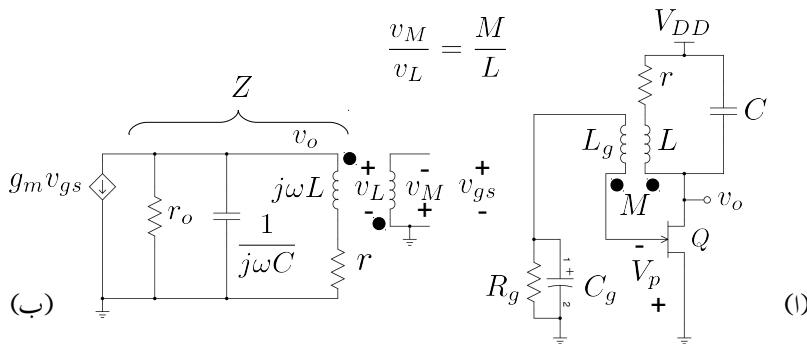
$$R_2 = 2R_1$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 8.15 وائے مرنہ کے شرائط بیان کرتے ہیں۔ ان شرائط کے مطابق وائے مرنہ 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 مرنہ کو ثابت حسابی ایمپلینیٹر 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  $3 \frac{V}{V}$  ہے۔  $R_2 = 2R_1$  کے برابر ہو گا۔ اس قیمت سے کم افزائش پر مرنہ کی ارتعاش پذیر نہ ہو پائے گا۔ ممکن مرنہ کے لئے ضروری ہے کہ افزائش اس قیمت سے قدر زیادہ ہو۔ یوں حقیقت میں  $R_2 > 2R_1$  ہونا ضروری ہے۔ اگر  $R_2$  کی قیمت  $2R_1$  سے ذرہ سی زیادہ ہو تو مرنہ کی افزائش سائنس نما لہر خارج کرتا ہے۔ البتہ  $R_2 \gg 2R_1$  کی صورت میں  $A_v$  کی قیمت بہت بڑھ جاتی ہے اور مرنہ کی افزائش مستطیل لہر خارج کرتا ہے۔

8.4 JFET مرنہ کیسٹر - مالہ بنی پر nJFET

مزاحمت۔ کیسٹر مرنہ کی  $RC$  میں کڑیاں جوڑ کر لہر کے زاویے میں 180 کی تبدیلی پیدا کی گئی۔ اس حصے میں مشترکہ مالہ (یعنی ٹرانسفارمر) کے استعمال سے 180 کی تبدیلی حاصل کی جائے گی۔ شکل 8.8 میں  $L$  اور  $L_0$  کو قریب قریب



شکل 8.8: امالہ۔ کپیٹر مرتعش

رکھ کر مشترکہ امالہ  $M$  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 امالہ کی وجہ سے اس برقی دباؤ کا کچھ حصہ  $L_g$  پر نمودار ہوتے ہوئے ماسفیٹ کو چلانے گا۔ یوں گیٹ پر برقی دباؤ سے  $LC$  پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے اور  $LC$  پر برقی دباؤ کی وجہ سے گیٹ پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے۔ یہ ناختم ہونے والا سلسلہ یوں برقرار رہے گا۔ آئیں اب اس مرتعش پر 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 امالہ  $M$  کی وجہ سے  $v_M$  پیدا ہو گا جہاں

$$(8.16) \quad \frac{v_M}{v_L} = \frac{M}{L}$$

کے برابر ہو گا۔ مشترکہ امالہ میں برقی طاقت کے ضیاع کو مزاحمت  $r$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔ مشترکہ امالہ میں نقطوں سے ہم زاویہ سرے دکھانے جاتے ہیں۔ یوں اگر  $L$  پر برقی دباؤ کا ثابت سر ا نقطے کی جانب ہو تو  $L_g$  پر بھی برقی دباؤ کا ثابت سر ا نقطے کی جانب ہو گا۔ شکل سے واضح ہے کہ  $v_M = -v_{gs}$  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 کئے 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 امالة 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 گمکی تعدد<sup>9</sup> پر ارتعاش کرتا ہے۔ اسی نتیجے کی بنیاد پر اس مرتعش کو  $LC$  بھنسُر مرتعش<sup>10</sup> کہا جاتا ہے۔ اس مرتعش کی تعدد کپسیٹ  $C$  کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے تبدیل کی جاسکتی ہے۔

مساوات 8.21 میں خیالی جزو حل کرتے ہوئے کم سے کم  $g_m$  کی قیمت حاصل ہوتی ہے یعنی

$$(8.24) \quad \begin{aligned} \omega M g_m &= \frac{\omega L}{r_0} + \omega C r \\ g_m &= \frac{1}{M} \left( \frac{L}{r_0} + Cr \right) \end{aligned}$$

$r$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مرتعش  $\omega_0$  پر ارتعاش کرے گا۔  $\omega_0$  پر متوازی جڑے  $LC$  کی برتنی رکاوٹ لامحدود ہو گی اور بنیادی ایکپلینیفار 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۔ لا محدود 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

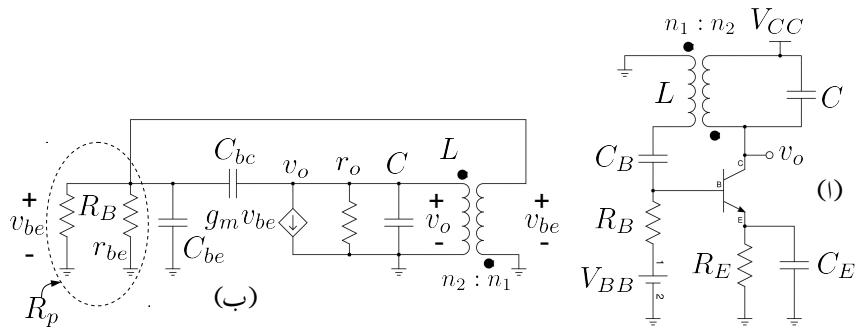
شکل 8.8 میں  $nJFET$  کے مائل ہونے پر غور کرتے ہیں۔ تصور کریں کہ مرتعش ارتعاش پذیر ہے۔ یوں مشترکہ الالہ کی وجہ سے گیٹ پر سائنس نما برقی دباؤ  $V_p \sin \omega t$  پایا جائے گا۔  $nJFET$  کے گیٹ پر جب بھی شبٹ برقی دباؤ لاگو کی جائے یہ کسی بھی ڈایوڈ کی طرح سیدھا مائل ہو جاتا ہے۔ گیٹ کا ڈایوڈ، کپیسٹر  $C_g$  اور مراحت  $R_g$  بطور چوٹی حاصل کارکردار 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 ڈایوڈ 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 بہس مرتعش<sup>11</sup> کا حل دکھایا جائے گا۔ ظاہر ہے کہ فیٹ پر مبنی مرتعش کو بھی اسی طرح حل کیا

tuned oscillator<sup>11</sup>



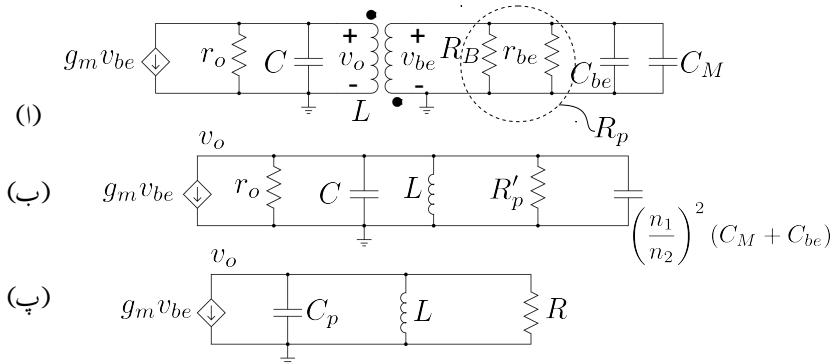
شکل 8.9: ٹرانزسٹر ہمسر مرتعش

جاسکتا ہے۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر (یافیٹ) کے بلند تعدد ریاضی نمونہ ہی سے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں لہذا بلند تعدد پر چلنے والے مرتعش کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر (یافیٹ) کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرنا ضروری ہے۔ شکل 8.9 الف میں ٹرانزسٹر بھسپر موتھش دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $C_B$  اور  $C_E$  کو 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  $C_M$  اور  $C_{be}$  متوازی جڑ جاتے ہیں۔ شکل 8.10 الف میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں شکل کو قدر بہتر طرز پر بنایا گیا ہے۔ ٹرانسفارمر کے  $n_1$  جانب برقی رکاوٹ کا  $n_2$  جانب عکس لیتے ہیں۔ ایسا کرتے وقت برقی رکاوٹ کو  $\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$  سے ضرب دیا جاتا ہے۔ یوں متوازی جڑے مزاحمت اور  $R_B$  اور  $r_{be}$  کو  $R'_p$  لکھتے ہوئے ٹرانسفارمر کی دوسری جانب منتقل کرتے  $R'_p$  حاصل ہوتا ہے جہاں

$$R'_p = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 R_p$$

کے برابر ہے۔ اور  $C_M$  متوازی جڑے ہیں لہذا ان کا مجموعہ  $C_{be} + C_M$  اور برقی رکاوٹ کے برابر ہے۔ اس کا عکس

$$\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \times \frac{1}{j\omega (C_{be} + C_M)}$$



شکل 8.10: برازنسنر مر تھش کا پریم اشاراتی مساوی دور

جو جس کو

$$\frac{1}{j\omega \left[ \frac{n_1^2}{n_2^2} (C_{be} + C_M) \right]}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں  $C_{be} + C_M$  کا عکس

$$\left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M)$$

حاصل ہوتا ہے ہے جو  $C$  کے متوازی پایا جاتا ہے۔ ان تمام متوازی جڑے کپیسٹروں کو  $C_p$  لکھا گیا ہے جہاں

$$C_p = C + \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M)$$

کے برابر ہے۔ اسی طرح متوازی جڑے  $r_o$  اور  $R'_p$  کے مجموع کو  $R$  لکھا جاسکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل ب سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔

شکل پ کو حل کرتے ہیں جس میں

$$\frac{1}{Z} = j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R}$$

کے برابر ہے۔ یوں  $v_o = -g_m v_{be}$  کے برابر ہو گا جسے 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 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

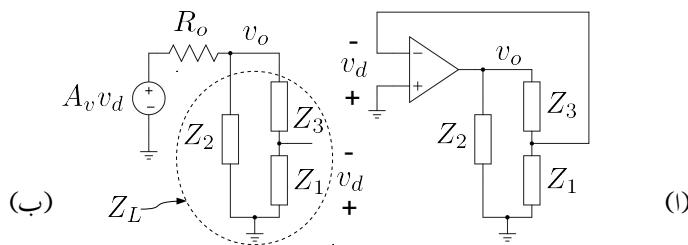
$$C_M = C_{bc} (1 + g_m R)$$

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 لہذا مرتعش 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 مرتعش سائنس نما برقی دباؤ  $v_o$  ہی خارج کرے گا۔

## 8.6 عمومی مرتعش

شکل 8.11 اف 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 مسلسلًا حسابی ایکپلینیٹر، دو جوڑ ٹرانزسٹر یا فیٹ پر مبنی ایکپلینیٹر وغیرہ۔ اس حصے میں



شکل 8.11: عمومی مر تعش

بنیادی ایکپلینیفار کے داخلی مزاحمت کو لا محدود تصور کیا گیا ہے۔ ایسا فیٹ پر منی ایکپلینیفار یا حسابی ایکپلینیفار کے استعمال سے ممکن ہے۔ شکل ب میں ایکپلینیفار کا تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے جہاں ایکپلینیفار 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 امالہ کی صورت میں  $Z = j\omega L$  ہو گا جبکہ کپیسٹر کی صورت میں  $Z = -\frac{j}{\omega C}$  ہو گا۔ ہم  $\omega L$  کو جبکہ  $X_C = \frac{1}{\omega C}$  کھٹتے ہوئے  $Z = jX$  لکھ سکتے ہیں جہاں ثابت  $X$  امالہ کو ظاہر کرے گا جبکہ مقنی  $X$  کپیسٹر کو ظاہر کرے گا۔ اس طرح مساوات 8.31 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(8.32) \quad \begin{aligned} 1 &= \frac{-A_v j X_1 j X_2}{R_o (j X_1 + j X_2 + j X_3) + j X_2 (j X_1 + j X_3)} \\ 1 &= \frac{A_v X_1 X_2}{j R_o (X_1 + X_2 + X_3) - X_2 (X_1 + X_3)} \end{aligned}$$

اس مساوات کے باعث صرف حقیقی مقداریں جبکہ اس کے داعیں ہاتھ تحقیقی 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 داعیں 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 مقنی ہوں۔ یعنی یا یہ دونوں امالہ ہوں یا پھر دونوں کپیسٹر۔ چونکہ مساوات 8.33 کے تحت  $X_1 + X_2 = -X_3$  ہو گا لہذا اگر  $X_1$  اور  $X_2$  دونوں امالہ ہوں تب  $X_3$  کپیسٹر ہو گا اور ایسی صورت میں مرتعش کو ہارٹلے مروتعش<sup>13</sup> پکارتے ہیں اور اگر  $X_1$  اور  $X_2$  دونوں کپیسٹر ہوں تب  $X_3$  امالہ ہو گا اور ایسی صورت میں اسے کالپنس مروتعش<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 جبکہ ایڈون بہتری کا پیش نے کا پیش 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

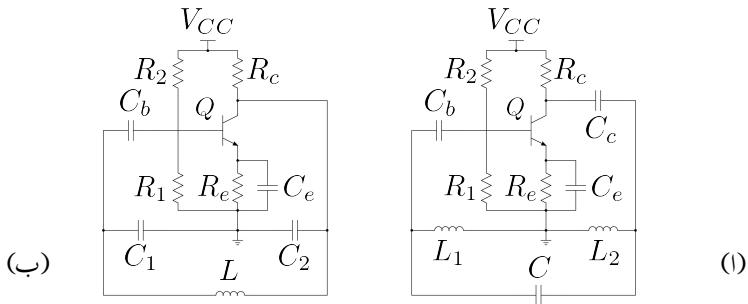
$$(8.37) \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

یعنی  $C_1$  اور  $C_2$  کی سلسلہ وار جڑی کل کپیسٹر ہے۔

## 8.7 ہار ٹلے اور کالپٹس مرتعش

شکل 8.12 میں ٹرانزیستر ایمپلیفیاٹر استعمال کرتے ہوئے ہار ٹلے اور کالپٹس مرتعش بنائے گئے ہیں۔ شکل اف میں واپس کار یعنی  $L_1$  اور  $C$  کی شمولیت سے بنیادی ایمپلیفیاٹر مرتعش میں تبدیل ہو جاتا ہے۔ شکل 8.11 کے ساتھ موازنہ کرنے سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $L_1$  دراصل  $X_1$  ہے،  $L_2$  دراصل  $X_2$  ہے جبکہ  $C$  دراصل  $X_3$  ہے۔ اور  $C_c$  اور  $C_b$  اس بات کو یقینی بناتے ہیں کہ واپس کار کی شمولیت سے بنیادی ایمپلیفیاٹر کے نقطہ مائل پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ شکل ب میں  $C_c$  کی ضرورت نہیں چونکہ  $C_1$  اور  $C_b$  کی موجودگی میں اس راستے یک سمتی روکا گزر ممکن نہیں۔  $C_e$ - قصری کپیسٹر<sup>16</sup> ہے جبکہ  $C_c$  اور  $C_b$  جفتی کپیسٹر<sup>17</sup> ہیں۔ چالو تعدد پر  $C_e$  اور  $C_b$  کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے۔

bypass capacitor<sup>16</sup>  
coupling capacitors<sup>17</sup>



شکل 8.12: ٹرانزسٹر پر منی ہارٹے اور کالپنیس مرتعش

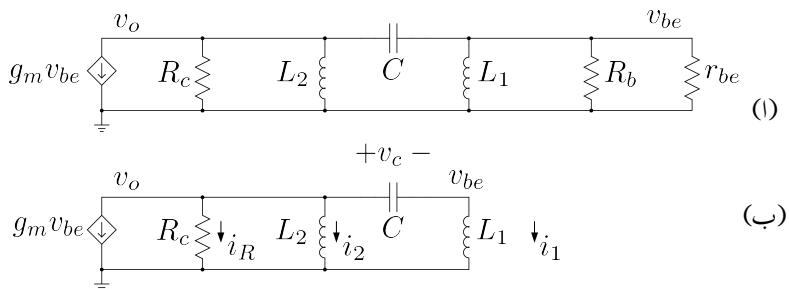
بلند تعداد پر ان اشکال کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بلند تعدادی ریاضی نمونہ استعمال ہو گا۔ ایسا کرتے وقت ریاضی نمونے کے مختلف جزو کو بھی واپس کار کا حصہ تصور کیا جا سکتا ہے۔ مثلاً نہیت بلند تعداد کالپنیس مرتعش تخلیق دیتے وقت ٹرانزسٹر کے بلند تعداد ریاضی نمونے کے جزو  $C_{be}$  اور  $C_M$  کا مساوی ملکپیٹر<sup>18</sup> 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 ایکپلینافر 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 الف کو حل کریں۔ حل کرتے وقت بنیادی ایکپلینافر کے داخلی مزاحمت کو لا محدود تصور کرتے ہوئے نظر انداز کریں۔

حل: شکل 8.13 الف میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $R_b \parallel R_1 \parallel R_2$  کو لکھا گیا ہے۔ بنیادی ایکپلینافر کا داخلی مزاحمت  $r_{be} \parallel R_b$  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 ایکپلینافر کا داخلی مزاحمت لا تناہی ہے۔ یوں شکل ب حاصل ہوتا ہے۔

Miller capacitance<sup>18</sup>



شکل 8.13: ٹرانزسٹر پر مبنی ہارٹلے مر توش کا پت تعددی مساوی دور

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

$$\begin{aligned} v_o &= v_{be} + v_c \\ &= v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C} \end{aligned}$$

ہو گا  $L_2$ -میں

$$i_2 = \frac{v_o}{j\omega L_2} = \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{j\omega L_2}$$

اور  $R_c$  میں

$$i_R = \frac{v_o}{R_c} = \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{R_c}$$

پایا جائے گا۔ یوں 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

$$(8.38) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2) C}}$$

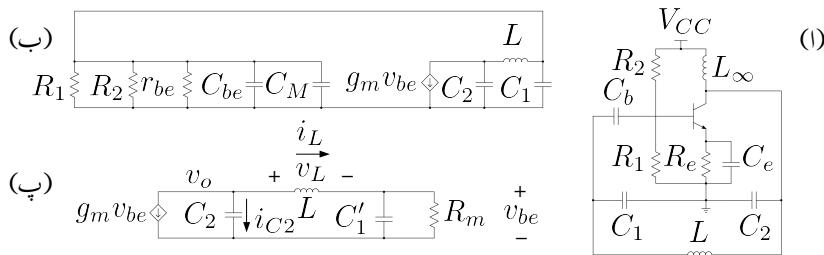
اور حقیقی جزو سے

$$(8.39) \quad g_m R_c = |A_v| = \frac{L_2}{L_1}$$

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 مبنی کاپسٹ مرنٹش دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزسٹر کے گلکش پر امالہ  $L_\infty$  نسب کیا گیا ہے۔ اس امالہ کی قیمت مرنٹش کے تعدد پر لامحدود تصور کی جاتی ہے۔ مرنٹش کو حل کریں۔

حل: شکل ب میں ٹرانزسٹر کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مرنٹش 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 کپیسٹر  $C_{be}$ ،  $C_M$  اور  $C_1$  کو  $C'_1$  لکھتے ہوئے شکل پ حاصل کی گئی ہے۔ حقیقت میں  $r_{be}$  کی قیمت  $R_1$  اور  $R_2$



شکل 8.14: برازمشپر میں کاپس مرجع

سے بہت کم ہوتی ہے اور  $R_m \approx r_{be}$  لیا جاسکتا ہے۔ اور  $C'_1$  متوالی جڑے ہیں اور ان پر بر قی دباد  $v_{be}$  پایا جاتا ہے۔ یوں ان میں بر قی 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 بر قی 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 بر قی روکے تھت  $i_{C_2} + i_L = -g_m v_{be}$  یعنی

$$(8.40) \quad \begin{aligned} -g_m v_{be} &= j\omega C_2 \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be} + \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) v_{be} \\ -g_m &= j\omega C_2 \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] + \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \\ -g_m &= j\omega C_2 - \omega^2 LC_2 \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \\ -g_m &= j\omega C_2 - \frac{\omega^2 LC_2}{R_m} - j\omega^3 C'_1 LC_2 + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} -g_m &= - \left( \frac{C'_1 + C_2}{LC'_1 C_2} \right) \frac{LC_2}{R_m} + \frac{1}{R_m} \\ g_m R_m &= \frac{C_2}{C'_1} \end{aligned}$$

لیتے ہوئے اور  $R_m \approx r_{be}$  کے برابر ہو گا اور یوں مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہو گا

$$(8.43) \quad \beta \approx \frac{C_2}{C'_1}$$

حقیقت میں  $\beta$  کی قیمت اس مساوات میں دیے گئے ہے زیادہ رکھی جائے گی۔

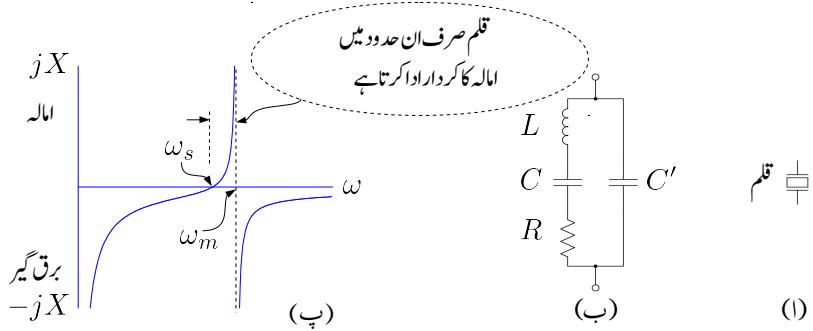
---

### 8.7.1 قلمی مرتعش

ایسا قلم<sup>19</sup> جسے دبانے سے اس کے دو اطراف کے مابین برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے کو داب برق قلم<sup>20</sup> کہتے ہیں۔ داب برق قلم پر برقی دباؤ لا گو کرنے سے یہ پھیلتا (یا سکڑتا) ہے۔ ایسے داب برق قلم کے قدرتی میکانی تعداد پر برقی دباؤ فراہم کرتے ہوئے اسے ارتعاش پذیر بنایا جا سکتا ہے۔ قلموں کی طبیعیاتی خوبیاں انتہائی مسحکم ہوتی ہیں جو وقت یا حرارت سے بہت کم متاثر ہوتی ہیں۔ اسی لئے ایسے قلم کی قدرتی گنجی تعداد کی قیمت بھی مستلزم رہتے ہوئے تبدیل نہیں ہوتی۔ اسی خوبی کی بنا پر انہیں عموماً وقت ناپنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ کوارٹر<sup>21</sup> گھنٹری کا صحیح وقت دکھانا مثالی ہے۔ دھانی ڈبے میں بند، چند کلوہرٹز kHz سے کئی میگاہرٹز MHz تک کے قدرتی گنجی تعداد والے کوارٹز کے قلم، منڈی میں عام دستیاب ہیں۔ ڈبے پر قلم کی قدرتی گنجی تعداد کی قیمت لکھی گئی ہوتی ہے۔

شکل 8.15 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  $L$ ، اسپرنس کے مستقل  $K$  کے معکوس کو کپیسٹر  $C$  اور میکانی مزاہت کو برقی مزاہت  $R$  سے ظاہر کیا جاتا ہے جبکہ  $C'$  قلم کے دونوں سروں پر دھانی جوڑوں کے مابین کپیسٹر ہے۔

crystal<sup>19</sup>  
 piezoelectric crystal<sup>20</sup>  
 quartz<sup>21</sup>



شکل 8.15: دا برقی قلم

شکل ب میں مراہن R کو نظر انداز کرتے ہوئے قلم کی برقی رکاوٹ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{Z} &= j\omega C' + \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) + 1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega C'} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega} \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C'} \right) \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}
 \end{aligned} \tag{8.44}$$

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 کو C\_m لکھا جاسکتا ہے جہاں

$$\frac{1}{C_m} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C'}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح مساوات 8.44 کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned}\frac{1}{Z} &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega C_m} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\ &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L - \frac{j}{\omega C_m} \right)}{j\omega L - \frac{j}{\omega C}} \\ &= \frac{j\omega C' \left( \frac{jL}{\omega} \right) \left( \omega^2 - \frac{1}{LC_m} \right)}{\left( \frac{jL}{\omega} \right) \left( \omega^2 - \frac{1}{LC} \right)} \\ &= \frac{j\omega C' \left( \omega^2 - \frac{1}{LC_m} \right)}{\left( \omega^2 - \frac{1}{LC} \right)}\end{aligned}$$

جہاں  $j = \frac{1}{j}$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

قلم کے دو سروں سے دیکھتے ہوئے  $L$  کے ساتھ  $C$  سلسلہ وار جڑا معلوم ہوتا ہے جبکہ  $L$  کے دو سروں سے دیکھتے ہوئے  $L$  کے ساتھ  $C_m$  متوازی جڑا معلوم ہوتا ہے۔  $\omega_s^2 = \frac{1}{LC}$  اور اس کے ساتھ سلسلہ وار جڑے کپیسٹر  $C$  کی سلسلہ وار قدرتی 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 جا سکتا 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

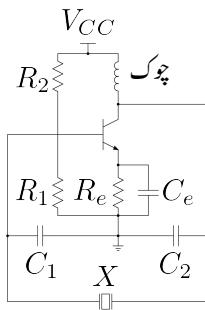
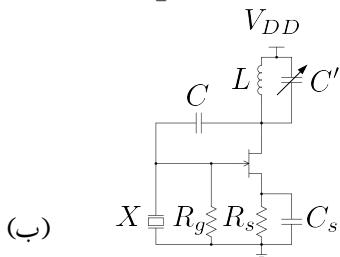
$$(8.45) \quad Z = \frac{-j \left( \omega^2 - \omega_s^2 \right)}{\omega C' \left( \omega^2 - \omega_m^2 \right)}$$

اس مساوات کو شکل 8.15 پ میں گراف کیا گیا ہے۔ حقیقت میں  $C'$  کی قیمت  $C$  کے قیمت سے کئی 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 قیتوں میں 1% سے بھی کم فرق ہوتا ہے۔ مساوات 8.45 میں دیا برقرار رکاوٹ  $\omega_s < \omega < \omega_m$  کے حدود میں بطور امالة جبکہ  $\omega_s < \omega_m$  یا  $\omega > \omega_m$  کے حدود میں بطور کپیسٹر کردار ادا کرتا ہے۔

مندرجہ بالا تذکرے کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ کالپٹس مرتعش میں امالہ کی جگہ قلم استعمال کیا جاسکتا ہے۔ شکل 8.14 میں ایسا کرتے ہوئے شکل 8.16 الف کا کالپٹس قلمی مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ قلم صرف  $\omega_s < \omega_m$  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 قلمی مرتعش<sup>22</sup> کی تعداد صرف قلم کی قدرتی ملکی تعدد پر مخصر 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 تعداد  $\omega_s$  اور  $\omega_m$  کے درمیان اس جگہ برقرار رکھے گا جہاں مساوات 8.45 سے حاصل قلم کی برتری رکاوٹ (یعنی L) کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 8.41 سے بھی یہی تعداد حاصل ہو۔ قلمی مرتعش کے استعمال کا مقصد ایک حتی تعداد حاصل کرنا ہے جو قلم کو  $\omega_m \approx \omega_s$  حدود میں استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے۔

شکل 8.16 ب میں قلمی ہارٹلے مرتعش دکھایا گیا ہے۔ C' کو نظر انداز کرتے اور قلم کو امالہ تصور کرتے ہوئے L، C اور قلم ہارٹلے مرتعش کی جانی پہچانی شکل میں جڑے ہیں۔ C' کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ درکار تعداد پر متوازی جڑے L اور C (جنہیں عام فہم میں LC ٹینک<sup>23</sup> کہا جاتا ہے) کا جموعہ امالہ کا کردار ادا کرے۔ عموماً C' قابل تبدیل کپسیٹر ہوتا ہے جس کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے مرتعش کی تعداد باریکی سے تابو کی جاتی ہے۔ چونکہ متوازی جڑے LC کی برتری رکاوٹ ان کے قدرتی متوازی تعداد پر لامحدود ہوتی ہے لہذا LC ٹینک کی قدرتی متوازی تعداد کو مرتعش کے تعداد کے قریب رکھتے ہوئے nJFET کے ڈرین پر بہت زیادہ برتری رکاوٹ حاصل کیا جاتا ہے جس سے بنیادی ایک پلیناٹر کی افزائش زیادہ حاصل ہوتی ہے اور ارتھاشی اشارے کا جیٹھے زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ اس مرتعش میں یہ ورنی کپسیٹر C کا استعمال ضروری نہیں۔ نہلیت بلند تعداد حاصل کرتے وقت اس کپسیٹر کو نسب نہیں کیا جاتا اور nJFET کی اندر ورنی کپسیٹر  $C_{gd}$  اور nJFET کے ڈرین اور گیٹ کے مابین تاروں کے مابین بلا ارادہ پائے جانے والے کپسیٹر کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

$$C = C_{gd} + C_{\text{لایاد}} \quad \text{پلیس}$$



شکل 8.16: قائمی کا پلیس اور ہارٹلے مر تعش

### سوالات

سوال 8.1: شکل 8.3 میں  $RC$  کے دو حصے ترتیب وار جوڑے گئے ہیں۔ اس میں  $\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i}$  کی مساوات حاصل کریں۔ اگر  $C = 0.01 \mu\text{F}$  اور  $\hat{V}_i = 10 \text{ kHz}$  کا زاویہ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت 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:  $RC$  مر تعش 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  $RC$  مر تعش دکھایا گیا ہے جس میں

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, \quad R_c = 3 \text{ k}\Omega, \quad R_e = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 12.5 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 50 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

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

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 9 \text{ V}, & R_c &= 3.36 \text{ k}\Omega, & R_e &= 1 \text{ k}\Omega \\ R_1 &= 6.25 \text{ k}\Omega, & R_2 &= 25 \text{ k}\Omega, & \beta &= 49 \end{aligned}$$

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  $R_m = 1 \text{ k}\Omega$  ہوتا ہے یوں  $R' = 250 \Omega$  رکھا جائے گا۔

سوال 8.5: صفحہ 835 پر شکل 8.7 میں وائن مرتعش دکھایا گیا ہے۔  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 25 \text{ k}\Omega$  کی صورت میں مرتعش کی قدرتی تعدد حاصل کریں۔

$$f_o = 100 \text{ Hz}$$

سوال 8.6: شکل 8.9 میں ٹرانزسٹر کا  $\beta = 39$  اور  $C_{bc} = 4 \text{ pF}$  اور  $C_{be} = 10 \text{ pF}$  اور  $V_A = 200 \text{ V}$  اور  $L = 200 \text{ nH}$  اور  $C = 20 \text{ nF}$  اور  $R_B = 5 \text{ k}\Omega$  ہوں تب  $f_o$  کیا ہو گا۔

جوابات:  $R'_p = 0.51 \Omega$ ،  $r_o = 200 \text{ k}\Omega$ ،  $r_{be} = 925 \Omega$ ،  $g_m = 0.04 \text{ S}$ ،  $\frac{n_2}{n_1} = 0.02564$  اور یوں  $f_o = 1.798 \text{ MHz}$  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۔

$$\text{جوابات: } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \omega_o \text{ جہاں } \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

سوال 8.8: سوال 8.7 کے کاپیس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا  $50 = \beta$  ہے۔ اگر اس میں  $C_1 = 0.01 \mu\text{F}$  رکھا جائے تب  $200 \text{ kHz}$  پر ارتعاش کرنے کے لئے اجزاء کے قیمتیں کیا ہوں گی؟

$$\text{جوابات: } L = 65 \mu\text{F}, C_2 = 0.5 \mu\text{F}$$

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،  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  ان مساوات کا مساوات 8.34 اور مساوات 8.36 کے ساتھ موازنہ کریں۔

# فرہنگ

Butterworth circle, 746  
bypass capacitor, 286, 646  
  
capacitor, 168  
carrier frequency, 111  
carrier wave, 111  
cascaded amplifier, 390  
cascode amplifier, 616, 729  
CE amplifier, 574  
Celsius, 93  
channel, 437  
charge, 216, 421, 435  
clamping circuit, 116  
class  
    A, 414  
    AB, 414  
    B, 414  
    C, 415  
    D, 415  
clipper, 118  
CMOS, 462  
CMRR, 577  
collector, 213  
Colpitts oscillator, 847  
common base, 400  
common collector, 400  
common emitter, 400  
common mode voltage, 6, 556  
common mode voltage gain, 576  
comparator, 77  
complex plane, 744  
conductance, 148

AC load line, 141  
active component, 213  
active region, 277  
adder, 42, 44  
ageing, 585  
AM demodulator, 110  
AM modulator, 111  
AM signal, 112  
amplifier  
    difference, 3  
    instrumentation, 52  
    inverting, 16, 19  
    non-inverting, 31, 34  
anti-log, 122  
atomic model, 148  
atomic number, 148  
avalanche, 170  
avalanche breakdown, 171  
  
band, 646, 703  
band pass filter, 785  
band stop filter, 785  
Barkhausen criteria, 824  
base, 213  
bit, 66  
blocking voltage, 165  
Bode plot, 653, 665  
Boltzmann constant, 92  
break down voltage, 170  
breakdown region, 98  
buffer, 35  
Butterworth, 743

- high frequency model, 184
- square law, 200
- distortion, 486
- divider, 123
- doping, 148
- drift, 156, 159
- drift current, 159
- drift speed, 159
- drift velocity, 159
  
- Early voltage, 277, 488
- ecg, 53
- electric field intensity, 159
- electrical noise, 176
- electron gas, 153
- electron mobility, 160, 449
- emission coefficient, 92
- emitter, 213
- emitter coupled logic, 566
- emitter follower, 403
- enhancement nMOSFET, 440
  
- feedback circuit
  - negative, 28
  - positive, 28
- feedback signal, 26, 766
- feedback system, 765
- field effect transistor, 213
- filter
  - band pass, 742
  - band stop, 742
  - Butterworth, 746
- forward biased, 95, 98, 102
- free electron, 149
- free hole, 149, 154
- full wave rectifier, 108
  
- gain, 18, 220
- gain bandwidth product, 705
- gate
  - AND, 127
  - OR, 127
  
- conductivity, 161
- constant current source, 519, 583
- coupling capacitor, 295, 646
- covalent bond, 148, 175
- crystal, 148
- crystal oscillator, 857
- current gain, 219, 220
- current mirror, 520, 585
- current sink, 583
- current source, 583, 636
- cut-in voltage, 95
- cut-off frequency
  - high, 645
  - low, 645
  
- DAC, 65
- damping constant, 743
- darlington pair, 255
- dB, 665
- DC bias point, 128
- DC load line, 129
- depended voltage source, 8
- dependent current source, 299
- depletion nMOSFET, 459
- depletion region, 164
- difference pair, 555
- differential input resistance, 572
- differential mode voltage, 6
- differential voltage gain, 3
- differentiator, 38
- diffusion, 156
- diffusion capacitance, 173
- diffusion constant
  - electrons, 158
  - holes, 158
- diffusion current, 156
- diffusion current density, 158
- digital circuits, 503
- diode, 91
  - cut off, 167
  - germanium, 95

- Miller capacitor, 729
- Miller theorem, 694, 842
- Miller's capacitor, 697
- minority
  - electrons, 149
  - hole, 149
- mirror, 481
- mobile
  - charges, 153
  - electron, 149
  - hole, 149
- model, 8, 11, 177
- models, 488
- modulating frequency, 111
- modulating wave, 111
- multiplier, 123
- n-type semiconductor, 152
- natural frequency
  - undamped, 743
- NOT gate, 316, 503
- number density, 150
- ohmic contact, 175
- OPAMP, 51
- optical cable, 177
- optical communication, 177
- optocoupler, 176
- 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, 179
- piezoelectric crystal, 854
- pinch off, 443
- pole, 660
- generation rate, 149
- gradient, 129
- half wave rectifier
  - negative, 105
  - positive, 104
- Hartley oscillator, 847
- heat sink, 543
- holding current, 425
- hole gas, 155
- hole mobility, 449
- ideal diode, 181
- immobile
  - charges, 153
- injected electrons, 216
- injected holes, 216
- input bias current, 72, 581
- input offset current, 581
- input offset voltage, 68, 578
- integrator, 39, 41
- inversion, 439
- inversion layer, 439
- inverter, 423, 542
- iteration method, 131
- Kelvin, 92
- Laplace transform, 647
- latching current, 424
- LED, 176
- level shifter, 598
- load line, 477
  - AC, 288
  - DC, 286
- log amplifier, 121, 420
- loop gain, 779
- Maclaurin's series, 183
- majority
  - electrons, 152, 153
  - holes, 155

- hole, 149
  - resistance, 100, 204
  - voltage, 92
  - thermometer, 99
  - threshold voltage, 439
  - thyristor, 424
  - transconductance, 321, 325
  - transconductance gain, 25, 321
  - transducer, 35
  - transistor, 213
  - transportation, 156
  - tuned oscillator, 841
  - valency, 148
  - varactor diode, 175
  - voltage gain, 17, 33
  - voltage source, 115, 418
  - Widlar current source, 607
  - Wien bridge oscillator, 835
  - zener
    - diode, 171
    - knee, 185
    - voltage, 171
  - zero, 660, 744
- power
    - mosfet, 542
    - transistor, 423
  - 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, 174
    - transistor, 421
  - scr, 424
  - semiconductor, 147
  - slew rate, 62
  - small signal, 140
    - $\pi$  model, 332
    - resistance, 146
  - solar panel, 175
  - spice, 201
  - stability factors, 266
  - subtracter, 46
  - switch ON, 101
  - T model, 493
  - tank, 857
  - thermal
    - electron, 149
    - generation, 149
    - generation rate, 149

- 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، 746  
 بدلت افراکش برقی رو، 222  
 بدلتی دو، خیل بو جہ، 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 مشجع، 113، 105  
 برقی رو  
 اٹی رستا، 97  
 برقی رو چاپ اور کھنے کی حد، 424  
 برقی رو منقطع کرنے کی حد، 425  
 برقی زمین، 559  
 برقی شدت، 159  
 برکہان کا صول، 824  
 بل، 115، 114، 112، 105  
 بلند انتظامی تعداد، 691، 645  
 بلند تعداد، 653، 646  
 بوڈاخط، 665، 653  
 بہادر، 159، 156  
 بہادر برقی رو، 159  
 میں، 214، 213  
 میں مشترک، 400
- آزاد  
 ایکشان، 149  
 خول، 154، 149  
 آلاتی یہ پلیگار، 52  
 آئینہ، 481  
 ولسن، 611  
 آئینہ برقی رو، 585، 520  
 اخراجی جزو، 92  
 ارلی برقی دباؤ، 488، 277  
 افراکش، 220، 18  
 برقی دباؤ، 33، 17  
 برقی رو، 220، 219  
 موصل-من، 321  
 افراکش ضرب دائرہ کارکردگی، 705  
 افراکش دائرہ، 779  
 افراہندہ، 222  
 خط، 277  
 اقلیتی  
 ایکشان، 149  
 خول، 149  
 اکثریتی  
 ایکشان، 153، 152  
 خول، 155  
 الٹا  
 خط، 439  
 کرنا، 439  
 مائل، 102  
 الٹ لوگار ٹھنگی، 122  
 اٹی رستا برقی رو، 97  
 ایکشان ٹھنگی، 153  
 انحرافی برقی دباؤ، 578  
 انحرافی برقی رو، 581  
 اندر وی دا ظلی انحرافی برقی دباؤ، 68  
 انورث، 542، 423  
 اٹی عدد، 148  
 ایک پلیگار  
 زنجیری، 390  
 واپسی، 774  
 لیکٹر، 214، 213  
 لیکٹر جزا منطق، 566

- توی، 423  
 لیریا خی نمونه، 493  
 ٹینک، 857
- جر مینیم ڈائیڈ، 95  
 جنا، 150  
 دوبارہ، 150  
 شرح، 295  
 جماعت، 148  
 جنگ، 44, 42  
 جوڑ، 16  
 جوڑ کی پیشہ، 169
- چالو، 95  
 چالو بر قی دباؤ، 95  
 چھٹی حاصل کار، 109  
 چھٹی
- پٹی روک، 742  
 پٹی گزار، 742
- حرارتی  
 الکٹران، 149  
 بر قی دباؤ، 92  
 پیدائش، 149  
 پیدائش کی شرح، 149  
 خول، 149  
 مزاجت، 204, 100  
 حرکت پذیری  
 الکٹران، 449, 160  
 خول، 449  
 حساب الکٹرانکر، 51, 1  
 جیٹ  
 اتار کار، 110  
 سوار اشارہ، 112  
 سوار کار، 111
- خارج کا رسمیت، 583  
 خارجی اخراجی بر قی دباؤ، 578  
 خارجی مزاجت، 8  
 خطابوجھ، 477
- بے قابو بوجہ تودہ، 171  
 بے قابو بخطہ، 98  
 پاکے ریاضی نمونہ، 332  
 پٹی روک فلٹر، 785  
 پٹی کنزار فلٹر، 785  
 پست اقطائی تعداد، 654, 645  
 پست تعداد، 653, 646  
 پکاری گئی قیمت، 23  
 پورے طاقت پر دائرہ کارکردگی، 63  
 پیروکار، 403  
 پیٹی لی آله، 35
- تار  
 ہم محوری، 82  
 تابع منجع دباؤ، 8  
 تابع منجع دباؤ، 299  
 تراش، 118  
 تعدد
- سوار، 111  
 سواری، 111  
 تدریتی، 832  
 قصر دو بلند اقطائی، 703  
 تعدادی اثاثت، 216, 150  
 تفریقی  
 افرائش، 571  
 افرائش بر قی دباؤ، 8, 3  
 ایکلیپٹاکر، 3  
 بر قی اشارہ، 3  
 بر قی دباؤ، 6  
 جوڑا، 555  
 تفریق اشارہ، 88  
 تفریق کار، 38  
 تفہیم کار، 123  
 تفہیری مستقل، 743  
 کلکل کار، 41, 39  
 تودہ، 170  
 تھرمائیٹر، 99  
 تھونڈ دور، 35
- ٹرانزیستر، 213

- پلی رود، 288  
 یکمیتی، 286  
 یک سمتی رو، 129  
 خط مماس، 146  
 خطی، 3  
 خم دار، 135  
 خول گیس، 155  
 داب بر قلم، 854  
 داخلی، 200  
 اخیرنی بر قلم دباؤ، 628.578  
 تفریق مزاحمت، 572  
 داخل کار میچ ردو، 583  
 داخلی بر قلم رکاوٹ، 53  
 داخلی مزاحمت، 791، 788.8  
 داخلی میلان بر قلم دباؤ، 72  
 دائرہ کار کردی، 703.646  
 دبوچ، 443  
 درجہ، 414  
 الف، 414  
 الف-ب، 414  
 ب، 414  
 پ، 415  
 ت، 415  
 در میانی تعداد، 646  
 دوبارہ، 150  
 جلنے کی شرح، 150  
 دورانیہ، 87  
 اترائی، 87  
 چڑائی، 87  
 دوری عرصہ، 87  
 دہرانے کا طریقہ، 131  
 دہر کی نظام اعداد، 66  
 دبلیز بر قلم دباؤ، 439  
 ڈار لکھن جوڑی، 255  
 ڈار یوڑ، 91  
 بلند تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونے،  
 جرمینیم، 95  
 زیز، 171  
 شاگی، 174  
 شسی، 175  
 فوٹو، 175  
 قانون مرلح، 200  
 مقتطع، 166  
 نوری، 176  
 ورکٹر، 175  
 ڈایوڈ قانون مرلح شناسنہ، 201  
 ڈھوان، 129  
 ڈیسی میل، 665  
 ذراخ بیان، 199  
 رخ  
 سیدھا، 91  
 راہ، 437  
 رفتار بیاہ، 159  
 رفتار پاں، 62  
 رکاوٹی بر قلم دباؤ، 165  
 ریاضی  
 نمونہ، 177  
 ریاضی نمونہ، 8  
 488.11، 8  
 پائے، 332  
 لی، 493  
 سیدھے خطوط، 179  
 زنجیری ایکسلپیٹنائزر، 390  
 زیز  
 اش، 170  
 بر قلم دباؤ، 171  
 ڈایوڈ، 171  
 گھٹنا، 185  
 ساکن بار، 153  
 پائٹ، 298.201  
 سر دکار، 543.249  
 سطح تبدیل کار، 598  
 سلسہ  
 طاقت، 199  
 مکلارن، 567، 183

- عددی سے مماثل کار، 65  
عکس، 272  
عمر سیدگی، 585  
غیر افرا نہ، 223  
برتی دیا، 223  
خط، 284, 277  
غیر عال، 213  
غیر مطلوب مراجحت، 699
- فلٹر
- بڑورت، 746  
پٹی روک، 785, 742  
پٹی گزار، 785, 742  
فوٹو ڈائیڈ، 175  
فیٹ، 435  
قابل بکھنیا، 424  
قانون مرلح، 200  
قدر تی تعدد، 832  
غیر تقسیمی، 743  
قصرو بندان گنائی تعدد، 703  
قصری پیٹر، 286  
قطب، 660  
قلم، 148  
قلمی مرتعش، 857  
توی
- ٹرانزیستر، 423  
ماسفیٹ، 542  
توی بر قیات، 176
- کالپیٹس مرتعش، 847  
کامل حسابی ایکلیپس، 11  
کامل ڈائیڈ، 181  
کپیٹر، 168  
جھنی، 646, 295  
قصری، 646, 286  
کثافت نفوذی، 158  
کر خوف کے قوانین، 16  
گلکٹر، 214, 213  
کوارٹر، 854
- سلسلہ طاقت، 199  
سلسلہ مکاران، 183  
سمت کا کسک مکمل ہر، 108  
نصف اہر، 104  
سمتی رفتار بہا، 159  
سوار
- تعدد، 111  
مون، 111  
سواری
- تعدد، 111  
مون، 111  
سید حارث، 91  
سید حماماں، 102, 98, 95  
سید ہے خطوط کاری پیشی نمونہ، 179  
سیلیسیس، 93  
سیماں، 462
- شاگی ٹرانزیستر، 421  
شاگی ڈائیڈ، 174  
شریک گرفت بند، 175, 148, 175  
شکل بگاننا، 486  
شکنج، 116  
شمس چادر، 175  
شمس ڈائیڈ، 175  
شور، 176
- صف، 744, 660
- ضرب کار، 123  
ضیائی
- تار، 177  
ذرائع ابلاغ، 177  
ذرے، 175  
والبٹہ کار، 176
- طااقت کا غیب، 185  
طااقت کی ٹیک، 2
- عامل، 213  
عددی ادوار، 503, 316

- کلیسا کوڈ، 729  
 کلیسا کوڈ ایپلیناگر، 616  
 کلیون پیٹائش حرارت، 92  
 کیمیائی دوری جدول، 148  
 کیمیائی گرفت، 148
- مراجعہ  
 ترقی داغلی، 572  
 مراجعت میں غلطی، 23  
 مراجعت نما فنا کائن، 25  
 مراجحتی جوڑ، 175  
 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 افراکش، 576  
 مشترک بر قی دباؤ، 556، 6، 6  
 مشترک تسلی، 567  
 مکاران  
 مکمل اہر سمت کار، 108  
 ملاوٹ، 148  
 ملر کپیٹر، 729، 697  
 منج بر قی دباؤ، 113  
 منج بر قی رو، 607  
 منج دباؤ، 418، 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، 166، 167، 169  
 گھنی تعدد، 840  
 گیٹ  
 بج، 127  
 ضرب، 127  
 لاپاں بدل، 647  
 لمبین، 68، 61، 4  
 لمبینی بر قی، 92  
 لوڈ سلی، 83  
 لوگار تھی ایپلیناگر، 420، 121  
 لمبین، 82  
 ماسیٹ، 435  
 بڑھتا، 440  
 توئی، 542  
 گھنٹا، 459  
 مال برداری، 156  
 مائل  
 الہا، 97  
 پدھا، 98، 95  
 مبدل تو تانی، 35  
 متحرک ایکٹران، 149  
 متحرک بدر، 153  
 متحرک خول، 149  
 متحرک منقی بدر، 152  
 شبت ایپلیناگر، 34، 31  
 شبت داغلی سراء، 7  
 شبت یہم موصل، 154  
 شبت وابھی دوار، 28  
 مخلوط ادوار، 1  
 مخلوط سٹھ، 744  
 مداغل ایکٹران، 216  
 مداغل خول، 216  
 مرتعش  
 شیپک، 857

موح	وائڈلر منج رو، 607
سوار، 111	وائیں مرتعش، 835
سواری، 111	ورکٹر ڈاپوڈ، 175
موازنہ کار، 77	ولسن آئینہ، 611
موثر، 206	ویٹ سٹون چکو، 83
مولصلیت، 148	ویران خط، 164
متقل، 161	ہارٹے مرتعش، 847
مولصلیت-نم، 325:321	ہمسر مرتعش، 841:840
میدانی ٹرانزیشن، 435:213	ہم محوری تار، 82
میلان برتنی رو، 581	
ناقابل برداشت ایٹ برتنی دباؤ، 98	کیسان، 555
ناقابل برداشت برتنی دباؤ، 170	یک سمتی
نصف ہر	افراکش برتنی رو، 222
ثبت سمت کار، 104	خیط بوجھ، 286
منقی سمت کار، 105	نقاط کار کردگی، 128
نفوذ، 156	نقاط مائل، 128
نفوذ کا مستقل	یک سمتی رو
ایکٹر ان، 158	خیط بوجھ، 129
نحوں، 158	یک سمتی منج رو، 583
نفوذی پیشنس، 173	
نئی کار، 503:316	
نقاط کار کردگی سوارنے کے اساب، 266	
نمونہ	
ریاضی، 488:177:11:8	
ریاضی بلند تعدادی، 492	
ریاضی پائے، 332	
نوری ڈاپوڈ، 176	
نیم موصل، 148:147	
ثبت، 154	
منقی، 152	
واپسی	
اشارة، 766	
برتنی دباؤ ایکٹر ان، 774	
نظام، 765	
واپس کار، 774	
واپس کار کا مستقل، 777	
واپسی ادوار، 26	
واپسی اشارات، 26	