

# مماڭل برقىات

خالد خان يوسفزى



# عنوان

xvii

دیباچہ

xix

میری پہلی کتاب کا دیباچہ

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

## دیباچہ

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

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

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

اس کتاب کی تشكیل میں ہر موڑ پر کئی کتابوں کا سہارا لیا گیا۔ ان میں مندرجہ ذیل کا ذکر ضروری ہے۔

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

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

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

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

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

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

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

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

خالد خان یوسفی

2014 نومبر

# میری پہلی کتاب کا دیباچہ

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

پاکستان میں اعلیٰ تعلیم کا نظام انگریزی زبان میں راجح ہے۔ دنیا میں تحقیق کام کا پیشتر حصہ انگریزی زبان میں ہی چھپتا ہے۔ انگریزی زبان میں ہر موضوع پر لاتعدد کتابیں پائی جاتی ہیں جن سے طلبہ و طالبات استفادہ حاصل کر سکتے ہیں۔

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

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

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

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

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

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

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

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

خالد خان یوسفزی

28 اکتوبر 2011

## علامات

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

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

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

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

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

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

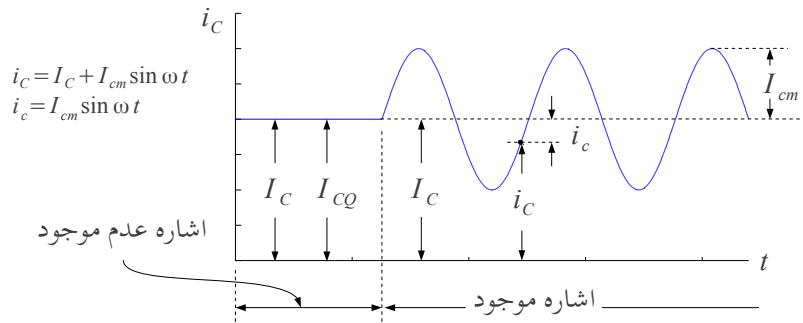
(rms) سائنس نما برقی رو کی موثر قیمت  $I_d, I_c, I_e, I_b$

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

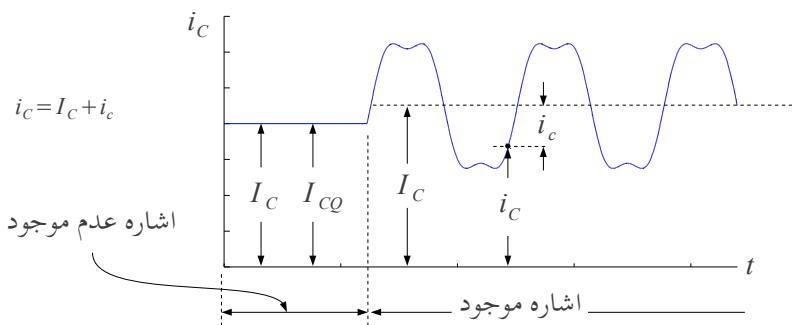
$v_D, v_{BE}, v_{CE}, v_{BC}$  لحاظی برقی دباؤ

$i_D, i_C, i_E, i_B$  لحاظی برقی رو

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



شکل 0.1: سان نمایش اشاره



شکل 0.2: غیرسان نمایش اشاره

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



# الباب 1

## حسابی ایمپلیفائر

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

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

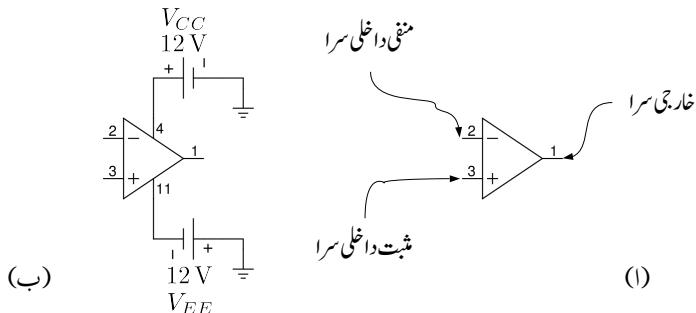
transistor<sup>1</sup>

silicon chip<sup>2</sup>

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

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

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



شکل 1.1: حسابی ایکلینیفار کی علامت

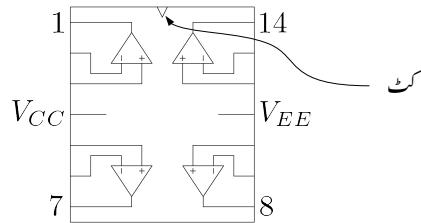
## 1.1 حسابی ایکلینیفار کے سرے یا پنیے

حسابی ایکلینیفار کی علامت شکل 1.1 الف میں دکھائی گئی ہے۔ حسابی ایکلینیفار کے عموماً تین سرے ہوتے ہیں جن میں سے دو اس کے داخلی اور ایک خارجی 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 ایکلینیفار کی علامت میں دو مزید طاقت کے سرے بھی دکھائے گئے ہیں جو حسابی ایکلینیفار کو برقی طاقت مہیا کرنے کی خاطر استعمال ہوتے ہیں۔ حسابی ایکلینیفار اُسی وقت کام کر سکتا ہے جب ان طاقت کے پنیوں پر درکار برقی طاقت مہیا کی جائے۔ شکل 1.B میں چار نمبر سرا ثابت برقی طاقت کا سرا ہے لہذا اس پر ثابت برقی دباؤ مہیا کی گئی ہے جبکہ گیارہ نمبر سرا منفی طاقت کا سرا ہے لہذا اس پر منفی برقی دباؤ کو مہیا کی گئی ہے۔ حسابی ایکلینیفار ان مہیا کردہ برقی دباؤ سے برقی طاقت حاصل کرتا ہے۔ رواۃی طور پر ثابت برقی دباؤ، برقی دباؤ کی منبع<sup>7</sup> یا طاقت کی منبع<sup>8</sup> پکارا جاتا ہے۔ یوں شکل میں  $V_{CC} = 12\text{V}$  اور  $V_{EE} = -12\text{V}$  ہیں۔ حسابی ایکلینیفار کو عموماً شکل 1.الف کی علامت سے ظاہر کرتے ہوئے طاقت پنیوں کو نہیں دکھایا جاتا۔

ثابت برقی دباؤ اور منفی برقی دباؤ عموماً منبع برقی دباؤ سے مہیا کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں اس آله کو منبع برقی دباؤ، برقی 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 ایکلینیفار پلاسٹک کی ڈبیا میں بند کرتے ہیں۔ شکل 1.2 میں ایک ہی ڈبیا میں چار حسابی ایکلینیفار دکھائے گئے ہیں۔ ڈبیا میں بند تمام حسابی ایکلینیفار کے  $V_{CC}$  آپس میں جوڑ کر چار نمبر

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



شکل 1.2: حسابی ایمپلیفائر کی ڈیبا

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

## 1.2 حسابی ایمپلیفائر کی بنیادی کارکردگی

حسابی ایمپلیفائر کی بنیادی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ اگر حسابی ایمپلیفائر کے دو داخلی سروں کے مابین تفرقہ برق اشارہ  $v_d^9$  مہیا کیا جائے تو یہ خارجی اشارے پر  $v_d$  کو  $A_d$  گناہ کر کر خارج کرے گا، یعنی خارجی اشارہ  $v_o$  اور داخلی اشارہ  $v_d$  کا تعلق مندرجہ ذیل ہے

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

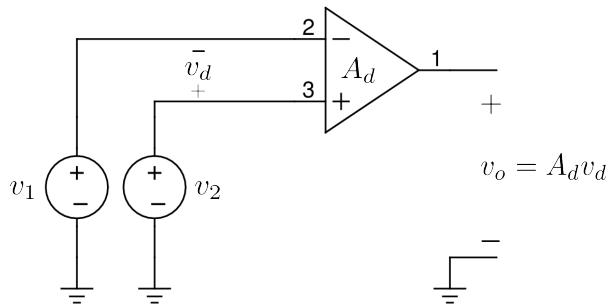
جہاں

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

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

---

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



شكل 1.3: حسابی ایمپلینیٹر کی کارکردگی

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

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

اس مساوات میں  $\Delta_+$  اور  $\Delta_-$  ایک سے تین ولٹ کو غایہ کرتے ہیں۔ اس کتاب میں جب تک کہانے جائے ہم  $\Delta_+$  اور  $\Delta_-$  کی قیمت صرف تصور کریں گے۔ یوں  $v_o$  ثبت برقی دباؤ  $V_{CC}$  سے لے کر منفی برقی دباؤ  $V_{EE}$  تک کی قیمت اختیار کر سکتا ہے۔ حصہ 1.6.1 میں اس عمل پر تذکرہ کیا جائے گا۔

اگر حسابی ایمپلینیٹر کو مہیا تفرقی اشارہ  $v_d$  کی قیمت اتنی ہو کہ مساوات 1.1 سے حاصل  $v_o$  کی قیمت مساوات 1.3 میں دیے حدود سے تجاوز کرے تو اس صورت میں حسابی ایمپلینیٹر مساوات 1.1 پر پورا نہیں اترے گا جبکہ اس کی  $v_o$  مساوات 1.3 میں دیے حدود کے اندر ہی رہے گی۔ اس صورت میں ثبت جانب بڑھتے ہوئے  $v_o$  کی قیمت  $(V_{CC} - \Delta_+)$  تک پہنچ کر رک جائے گی یا پھر منفی جانب گھٹتے ہوئے  $v_o$  کی قیمت  $(V_{CC} - \Delta_-)$  تک پہنچ کر رک جائے گی۔ اس صورت میں  $|v_d|$  کو مزید بڑھانے سے  $v_o$  کی قیمت پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ اس صورت میں حسابی ایمپلینیٹر کی کارکردگی غیر خطی ہو گی اور اس کو حسابی ایمپلینیٹر کا لبریز<sup>13</sup> ہونا کہتے ہیں۔

saturation<sup>13</sup>

## 1.2. حسابی ایکلینیکر کی نیادی کار کروگ

5

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

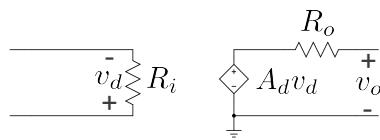
$$\begin{aligned}
 v_0 &= A_d \times v_d \\
 &= A_d \times (v_2 - v_1) \\
 &= 100000 \times (2.03 - 2.03) \\
 &= 0 \text{ V}
 \end{aligned} \tag{6}$$

یہاں آپ نے دیکھا کہ دونوں داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ مہیا کرنے سے حسابی ایمپلیفائر صفر وولٹ خارج کرتا ہے۔ دونوں داخلی سروں پر برابر مہیا کردہ برقی دباؤ کو مشترکہ برقی دباؤ<sup>14</sup> کہتے ہیں۔ حسابی ایمپلیفائر مشترکہ برقی دباؤ کو رد کرتا ہے۔

یہاں یہ بتلاتا چلوں کہ کسی بھی داخلی برقی دباؤ کو مشترکہ برقی دباؤ  $v_{CM}$  اور تفرقی برقی دباؤ<sup>15</sup>  $v_d$  میں تقسیم کیا جاسکتا ہے۔ پانچیں جزو میں  $v_1 = 2.05 \text{ V}$  اور  $v_2 = 2.03 \text{ V}$  کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ حسابی

---

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



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

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

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

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

### 1.3 حسابی ایکپلینیفار کا مساوی دور یار یاضی نمونہ

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

<sup>16</sup>  $\mu\text{V}$   
<sup>17</sup> non-inverting input  
<sup>18</sup> inverting input  
<sup>19</sup> اس شکل میں تفرقی برقی دباؤ کا ثابت سراچلی جانب ہے۔

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

حسابی ایکلیپسیفار کے صنعت کاروں کی کوشش ہوتی ہے کہ حسابی ایکلیپسیفار کے داخلی مزاحمت  $R_i$  کی قیمت زیادہ سے زیادہ جبکہ خارجی مزاحمت  $R_o$  کی قیمت کم سے کم ہو۔ اسی طرح کوشش کی جاتی ہے کہ تفوق افزائش برق دباؤ  $A_d$  کی قیمت زیادہ سے زیادہ ہو۔ جدول 1.1 میں آپ کے اندازے کی خاطر ایک عام دستیاب حسابی ایکلیپسیفار<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 ایکلیپسیفار کے ریاضی نمونے کی مقررہ مقداریں

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

ہیں۔

### 1.3.1 داخلی سروں پر برابر برقی دبادر ہتا ہے

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

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

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

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

لکھا جا سکتا ہے

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

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

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

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

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

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

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

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

تصور کیا جاتا ہے۔

## 1.3.3 داخلي مزاحمت کو لامددود تصور کیا جاتا ہے

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

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

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

## 1.3.4 تفرقی افراکش کو لامددود تصور کیا جاتا ہے

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

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

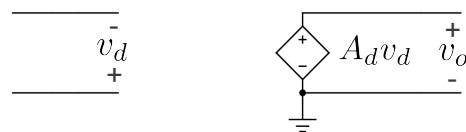
اس مساوات کو دیکھتے یہ خیال آتا ہے کہ لامددود افراکش کی صورت میں اسے استعمال کیے کیا جائے گا۔ درحقیقت حسابی ایمپلیگنر کو عموماً واپسی اشارہ<sup>23</sup> مہیا کرتے ہوئے استعمال کیا جاتا۔ اس بات کی وضاحت حصہ 1.5 میں ہو جائے گی۔

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

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

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

feedback signal<sup>23</sup>



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

## 1.4 کامل حسابی ایکلیپسیفار

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

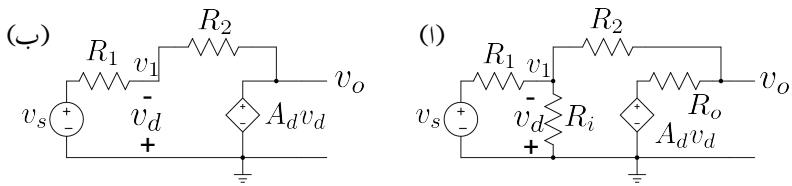
$$\begin{aligned}
 &v_2 = v_1 && \text{خطی خط} \\
 &i = 0 \\
 (1.11) \quad &R_i = \infty \\
 &R_o = 0
 \end{aligned}$$

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

مثال 1.2:

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

## الباب 1. حسابی ایمپلینیٹر



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

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

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

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

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

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

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

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

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

کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

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

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

اور یوں

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

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

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

اور یوں لکھتے ہوئے

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

یعنی

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

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

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

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

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

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

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

یہی جواب  $A_d \gg 1$  اور  $\frac{R_1}{R_2} (1 + A_d) \gg 1$  کی تینیں حسابی ایمپلیفائر کرتے ہوئے بھی حاصل کیا جاسکتا تھا۔

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

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

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

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

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

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

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

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

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

جس سے داخلی مزاحمت کی مساوات یوں حاصل ہوتی ہے۔

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

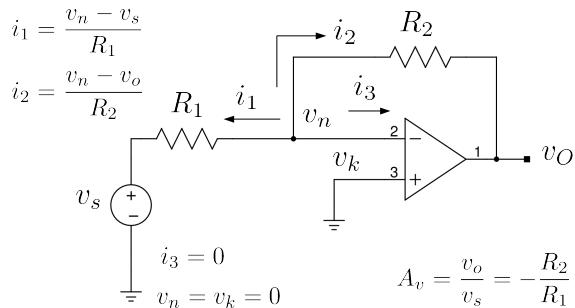

---

## 1.5 حسابی ایمپلینگر کے ادوار

حسابی ایمپلینگر کو استعمال کرتے خارجی اشارہ کا کچھ حصہ لے کر اسے دوبارہ داخلی اشارہ کے طور استعمال کیا جاتا ہے۔ ایسے ادوار کو واپسی ادوار کہتے ہیں اور ایسے واپس کردہ اشارے کو واپسی اشارہ<sup>26</sup> کہتے ہیں۔ اس بات کی وضاحت جلد ہو گی۔

---

feedback signal<sup>26</sup>



شکل 1.7: منفی ایکپلینیٹر

## 1.5.1 منفی ایکپلینیٹر

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

ایسے ادوار حل کرنے کی خاطر ہم حسابی ایکپلینیٹر کے داخلی سروں پر کو خوف کرے 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۔ کرخوف 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 ایکپلینیٹر کے داخلی سرے پر برقی رو کی قیمت صفر ہوتی ہے۔ اس مثال میں اس برقی رو کو  $i_3$  کہا گیا ہے لہذا

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

---

inverting amplifier<sup>27</sup>  
Kirchoff's laws<sup>28</sup>  
node<sup>29</sup>  
Kirchoff's current law<sup>30</sup>

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

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

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

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

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

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

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

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

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

اس مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے۔

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

یہ مساوات شکل 1.7 میں دیے منفی ایمپلیفائر کے خارجی اشارہ  $v_o$  اور مہیا کردہ داخلی اشارہ  $v_s$  کا تعلق بیان کرتا ہے۔ اس مساوات میں  $v_o$  اور  $v_s$  کے کسر کو منفی ایمپلیفائر کے برقی دباو کی 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 دکھائے منفی ایمپلیفائر میں  $R_1 = 1\text{k}\Omega$  اور  $R_2 = 10\text{k}\Omega$  تصور کریں۔ اس منفی ایمپلیفائر کو باری باری مندرجہ ذیل بر قی اشارات بطور  $v_s$  مہیا کیا جاتا ہے۔ ان تمام کے لئے حسابی دور کا خارجی اشارہ  $v_o$  حاصل کریں۔ حل کرتے وقت  $V_{EE} = -15\text{V}$  اور  $V_{CC} = 15\text{V}$  تصور کریں۔

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

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

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

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

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

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

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

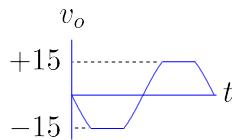
$$v_o = -10 \times 0.2 = -2\text{ V} \quad .1$$

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

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

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

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

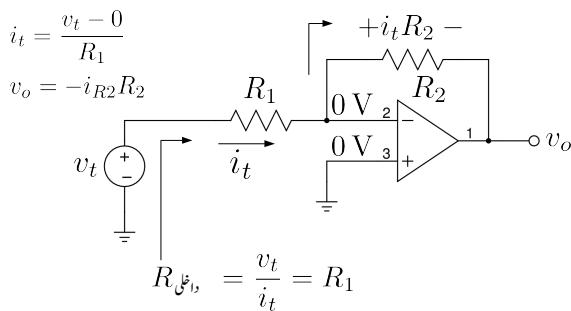


شکل 1.8: حسابی ایکلینیکر کے لبریز ہونے سے خارجی اشارہ تراشنا جاتا ہے

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

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

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



نکل 1.9: منقی حساب ایکلینیکر کی داخلی مزاحت

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ہو گا جس سے منفی حسابی ایکپلینیٹر کی جانی پہچانی مساوات

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

حاصل ہوتی ہے۔

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

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

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

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

اور

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

$$i_4 = i_2 + i_3 \quad \text{یعنی} \quad i_4 = i_2 + i_3$$

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

ہو گا جو مزاحمت  $R_4$  میں سے گرتے ہوئے اس پر  $i_4 R_4$  برقرار رکھنے کا بدل پیدا کرے گا۔ یوں

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

$v_1$  کی قیمت کے استعمال سے

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

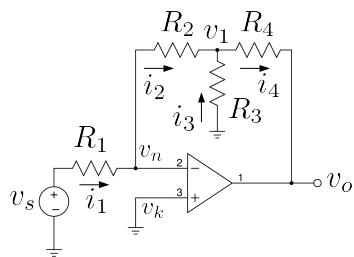
یعنی

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

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



شکل 1.10: مفہی حسابی ایکلیپسیناٹر کا داخلي مزاحمت بڑھایا گیا ہے

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

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

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

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

مزاحت  $R$  کی قیمت 5% بڑھنے سے  $\frac{5}{100}R = 0.05R$  کم ہونے سے  $(1 - 0.05)R = 0.95R$  ہو جائے گی۔ اسی طرح  $R$  کی قیمت 5% کم ہونے سے  $(1 + 0.05)R = 1.05R$  ہو جائے گی۔ ان دو قیمتوں کو ہم  $R(1 + \epsilon)$  اور  $R(1 - \epsilon)$  لکھ سکتے ہیں جہاں  $\epsilon = 0.05$  کے برابر ہے۔

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

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

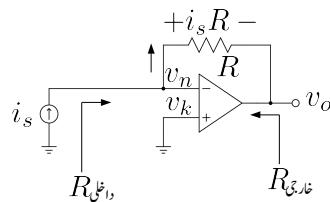
$$A_{\text{نیز}} = -\frac{1 - \epsilon}{1 + \epsilon} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) = -\frac{0.95}{1.05} \left( \frac{47000}{1000} \right) = -42.524$$

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

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

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

زیادہ یا کم ممکن ہے۔



شکل 1.11: حسابی مزاحمت نما ایکلینیکر

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

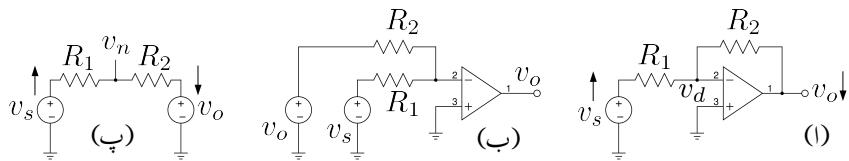
خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر کامل حسابی ایکلینیکر کا دور جسے شکل 1.5 میں دکھایا گیا ہے کو زیر استعمال لاتے ہیں۔  $v_d = 0$  ہونے کی صورت میں اس کے خارجی جانب صفر اور ہم حاصل ہوتا ہے لہذا

$$R_{\text{خارجی}} = 0 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

transconductance gain<sup>37</sup>



شکل 1.12: حسابی منفی ایکلیپسیناٹر

زمین پر ہے المذا

$$v_o = -i_s R$$

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

ہو گا۔

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

ایسے ادوار جن میں خارجی اشارہ کو بطور داخلی اشارہ استعمال کیا گیا ہو کو واپسی 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 ایکلیپسیناٹر واپسی ادوار کی ایک مثال ہے۔

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

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

feedback 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  $v_d = 0$  یعنی  $v_k = v_n$  حاصل ہو۔ چونکہ منفی حسابی ایکلیپسیفار میں  $v_k = 0$  ہے لہذا حسابی ایکلیپسیفار  $v_o$  کو یوں رکھے گا کہ  $v_n = 0$  حاصل ہو۔ شکل 1.12 پ میں  $v_n$  کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس مساوات پر  $v_n = 0$  کی شرط لاگو کریں۔ ایسا کرنے سے مساوات 1.27 ہی حاصل ہوتے ہیں۔

---

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

حل: ان داخلی اشارات پر

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

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

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

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

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

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

حاصل ہوتا ہے اور یوں

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

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

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

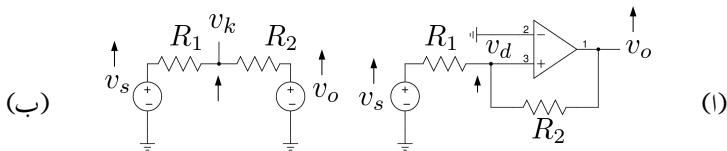
حاصل ہوتے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ  $v_0$  اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب  $v_k - v_n$  یعنی  $v_d$  کی قیمت صفر حاصل ہو۔ وہ واپسی دور جس کا خارجی اشارہ، دور کے داخلی اشارے کے الٹ کام کرے کو منفی واپسی 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 ایمپلیفائر کے ثبت داخلی سرے پر مہیا کیا گیا ہے۔ یوں  $v_s$  بڑھانے سے  $v_d$  بڑھے گا اور یوں  $v_0$  بھی ثبت جانب بڑھے گا۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے کہ  $v_s$  اور  $v_0$  دونوں بڑھنے سے  $v_k$  صرف بڑھتے ہیں۔ اگر  $v_0$  کو بطور واپسی اشارہ داخلی سرے پر مہیا نہ کیا جاتا تب بھی  $v_s$  بڑھانے سے  $v_k$  اور  $v_d$  بڑھتے لیکن  $v_0$  کا بطور واپسی اشارہ استعمال کرنے کی وجہ سے  $v_k$  اور  $v_d$  مزید زیادہ بڑھتے ہیں۔ ایسے ادوار جن میں واپسی اشارہ اور داخلی اشارہ ایک ہی جانب کو حرکت کریں کو مثبت واپسی ادوار<sup>41</sup> کہتے ہیں۔ مثبت واپسی ادوار کا خارجی اشارہ عموماً کامل ثبت یا کامل منفی جانب غیر خطی خطی میں رہتا ہے مساوئے ان لمحات کے جب یہ منفی سے ثبت یا مثبت سے منفی جانب حرکت کر رہا ہو۔ آئیں شکل 1.13 کو مثال بناتے ہوئے مثبت واپسی ادوار حل کرنا دیکھتے ہیں۔ تصور کریں کہ  $v_0 = 0$  اور  $v_s = 0$  صفر ہیں۔ یوں شکل الف میں

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

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



شکل 1.13: ثابت و اپسی دور کی مثال

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بھی صفر رہے گا۔ جیسا کہ ہم اب دیکھیں گے کہ اس حال میں ثابت و اپسی دور نہیں غیر مسلک حال میں ہے۔ تصور کریں کہ کسی وجہ سے  $v_s$  کی قیمت بڑھ کر  $v_s = \Delta v$  ہو جاتی ہے۔ حسابی ایکلینیکر کے رد عمل سے پہلے  $v_o = 0$  ہی رہے گا اور یوں

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ثابت و اپسی دور کی پہچان یہ ہے کہ اس کا خارجی اشارہ جب بھی حرکت کرے تو یہ اسی جانب حرکت کرتا ہے جس جانب دور کا داخلی اشارہ ( بغیر واپس آئے ) حرکت کرے۔

مثال 1.11: شکل 1.13 میں

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

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

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

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

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

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

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

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

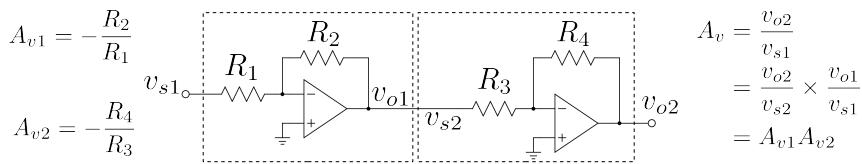
اسی طرح اگر  $v_o = -12 \text{ V}$  ہے تو خارجی اشارہ اس وقت ثبت جانب حرکت کرے گا جب

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

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

ہو۔  $v_s > 1.333 \text{ V}$

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



شکل 1.14: زنجیری حسابی 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۔

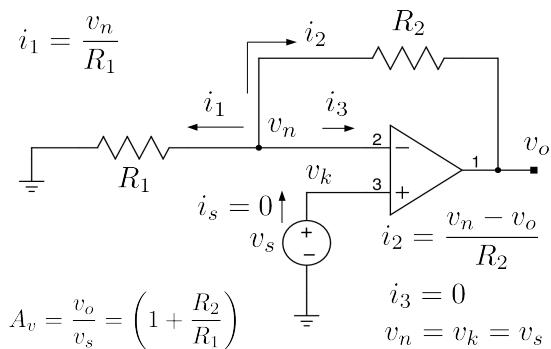
$$(1.30) \quad A_v = \frac{v_{o2}}{v_{s1}} = A_{v1} A_{v2}$$

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 رو،  $i_1$ ،  $i_2$  اور  $i_3$  لکھتے

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



شکل 1.15: ثابت ایکلپسیفار

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

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

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

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

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

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

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

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

اس مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے۔

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

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

voltage 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 ایمپلینفار کی افراکش حاصل کرتے ہیں۔

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

یوں

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

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

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

اس مثال میں داخلی اشارہ ثابت ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ ثابت ہے جبکہ داخلی اشارہ منفی ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ بھی منفی ہے۔ یوں ثابت ایمپلینفار داخلی اشارہ کو بغیر الثانی بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ اسی لئے اسے ثابت ایمپلینفار<sup>44</sup> کہتے ہیں۔

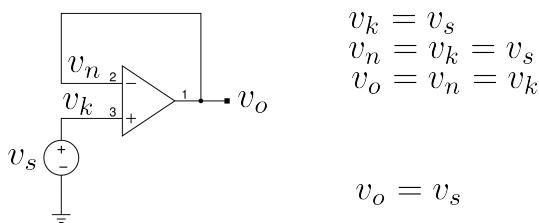
### 1.5.3 مختتم کار

ثابت ایمپلینفار کی افراکش یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

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

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

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



شکل 1.16: مسحکم کار

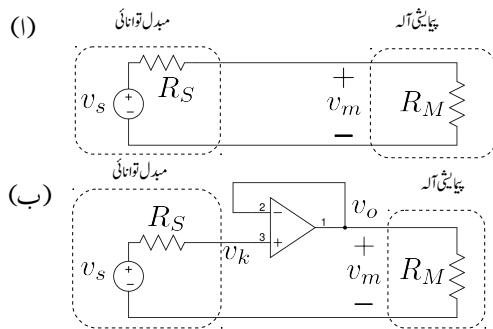
ہو گی۔ ایسا دور جسے مستحکم کار<sup>45</sup> کہتے ہیں کو شکل 1.16 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کی افزائش ایک کے برابر جبکہ داخلی مزاحمت لاحدہ ہے۔ اس دور کو یوں بھی سمجھا جا سکتا ہے کہ ثابت داخلی سرے پر برتنی دباؤ  $v_s$  ہے۔ یوں منفی داخلی سرے پر بھی اتنا ہی برتنی دباؤ ہو گا مگر یہ سرا اور خارجی سر آپس میں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

طبعی متغیرات<sup>46</sup> مثلاً کمیت، حرارت وغیرہ کی بر قیاتی پیمائش سے پہلے انہیں عموماً مبدل توانائی<sup>47</sup> کے مدد سے برتنی اشارات میں تبدیل کیا جاتا ہے اور ان برتنی 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 منبع برتنی دباؤ اور ایک عدد مزاحمت کی شکل دی جاتی ہے۔ مبدل توانائی کا تھونن دور شکل 1.17 الف میں باہمی جانب نقطہ دار لکیر میں گھیرا دکھایا گیا ہے جہاں  $v_s$  اس کی تھونن برتنی دباؤ اور  $R_S$  اس کی تھونن مزاحمت ہے۔ پیمائشی آلہ داخلی سروں پر کسی قسم کا برتنی اشارہ خارج نہیں کرتا بلکہ ان سروں پر یہ صرف اشارہ حاصل کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے لہذا اس کے داخلی جانب کا تھونن دور صرف ایک عدد مزاحمت  $R_M$  پر مبنی ہوتا ہے جیسے شکل۔الف میں داخلی جانب دکھایا گیا ہے۔ شکل۔الف میں مبدل توانائی کے خارجی سروں کو پیمائشی آلہ کے داخلی سروں کے ساتھ جوڑا گیا ہے تا کہ مبدل توانائی کا اشارہ  $v_s$  ناپا جاسکے۔ پیمائشی آلہ داخلی سروں پر لاگو برتنی دباؤ  $v_m$  ناپتا ہے۔ شکل۔الف میں

---

non-inverting 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: مسچم کارکی مدد سے حاس اشارہ کی پیمائش

پیمائشی آله کے داخلی سروں پر

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

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

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

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

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

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

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پیمائشی آله کی داخلی مزاحمت مبدل تو انائی پر بوجھ ڈالتی ہے جس سے مبدل کے بیرونی سروں پر میر اشارے کی قیمت میں کمی رونما ہوتی ہے۔ یوں بوجھ کو ہلاکرنے کی خاطر  $R_M$  کی قیمت بڑھانی ہو گی۔ اس مثال میں مبدل تو انائی کو پیمائشی آله بطور برق بوجھ<sup>50</sup> نظر آتا ہے۔ یہ بوجھ جتنا کم ہو اتنا بہتر ہو گا۔

اس مسئلے کو مستحکم کار کی مدد سے بآسانی حل کیا جاسکتا ہے۔ شکل 1.17 ب میں مبدل تو انائی اور پیاپیشی آله کے وسط میں مستحکم کار نسب کیا گیا ہے۔ چونکہ حسابی ایکلپیٹیفار کا داخلی مزاحمت لامحدود ہوتا ہے اور اس کی داخلی برقی رو صفر ہوتی ہے لہذا اس دور میں مزاحمت  $R_S$  میں اُبھم کے قانون کے تحت صفر برقی دباؤ گھٹھے گا اور یوں  $v_k = v_s$  اور  $v_s = v_0$  ہو گا۔ چونکہ مزاحمت  $R_M$  کو بھی برقی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے لہذا  $v_m = v_0 = v_s$  ہو گا۔

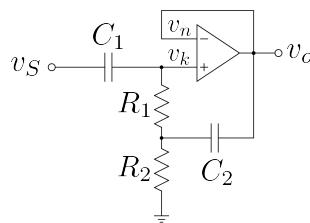
مستحکم کار کا کمال یہ ہے کہ یہ برقی بوجھ  $R_M$  کو از خود اٹھا لیتا ہے اور اس کا بوجھ مبدل تو انائی پر نہیں ڈالتا۔ یوں یہ حساس اشارات کو مستحکم کرتا ہے۔

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

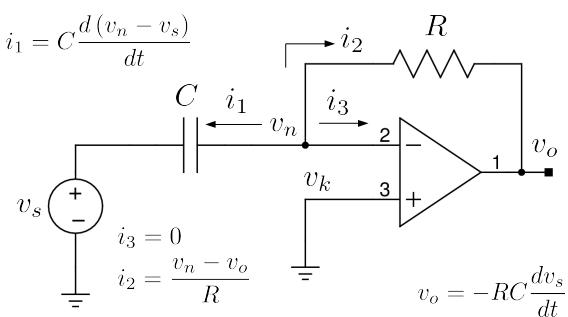
### 1.5.3.1 بدلتی رو مستحکم کار

عموماً اشارے کے یک سمتی حصے کو روکتے ہوئے اس کے بدلتے حصے کو مستحکم بنانے کی ضرورت ہوتی ہے۔ ایسی صورت میں بدلتا رو مستحکم کار جسے شکل 1.18 میں دکھایا گیا ہے استعمال کیا جائے گا۔  $C_1$  اور  $C_2$  کی تیزی اتنی رکھی جاتی ہے کہ درکار تعدد پر نہیں قصر دور تصور کیا جاسکے۔ مزاحمت  $R_1$  اور  $R_2$  حسابی ایکلپیٹیفار کے ثبت داخلی سرے کے داخلی میلان برقی رو<sup>51</sup> کے لئے راستہ فراہم کرتے ہیں۔  $C_1$  داخلی اشارے کے بدلتے جزو کو حسابی ایکلپیٹیفار کے ثبت داخلی سرے تک پہنچنے کا راستہ فراہم کرتے ہوئے یک سمتی جزو کو روکتا ہے۔  $C_2$  کے عدم موجودگی میں داخلی اشارے کو بدلتا داخلی مزاحمت  $R_1 + R_2$  نظر آتا جبکہ مستحکم کار سے موقع کی جاتی ہے کہ اس کا داخلی مزاحمت بہت زیادہ ہو۔ آئین دیکھیں کہ  $C_2$  کی شمولیت سے داخلی مزاحمت کیسے بڑھتی ہے۔  $v_S$  کا بدلتا جزو  $v_s$  ثبت داخلی سرے پر پہنچتا ہے۔ یوں  $v_n = v_s$  ہو گا جس سے  $v_n = v_k = v_s$  اور  $v_0 = v_s$  ہو گا۔ درکار تعدد پر قصر دور ہو گا اور یوں  $R_1$  اور  $R_2$  کے جوڑ پر بھی  $v_s$  اشارہ پایا جائے گا۔ اب دوبارہ داخلی جانب سے سوچیں۔ حسابی ایکلپیٹیفار کا ثبت داخلی سر از خود کوئی برقی رو گزرنے نہیں دیتا۔ چونکہ مزاحمت  $R_1$  کے دونوں سروں پر  $v$  برقی دباؤ پایا جاتا ہے لہذا اس میں گزرنی برقی رو بھی صفر ہے۔ یوں  $v_s$  سے کسی قسم کا برقی رو حاصل نہیں کیا جاتا جو کہ مقطع صورت کی نشانی ہے۔ یوں بدلتا مستحکم کار درکار تعدد پر لامحدود داخلی مزاحمت پیش کرتے ہوئے حساس اشارے پر بالکل بوجھ نہیں ڈالتا۔

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



شکل 1.18: بدلتارڈ میکم کار



شکل 1.19: تفرق کار

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

#### 1.5.4 تفرق کار

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

<sup>52</sup> differentiator

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

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

جبکہ جوڑ  $v_k$  کے لئے لکھ سکتے ہیں۔

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

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

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

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

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

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

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

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

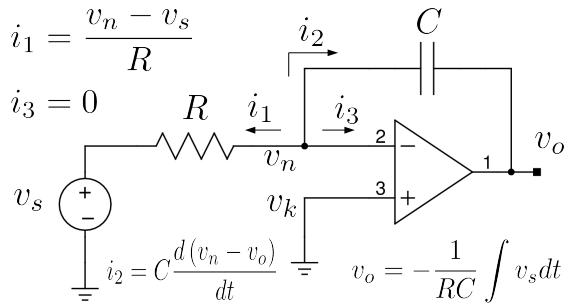
$$(1.42) \quad v_o = -RC \frac{dv_s}{dt}$$

اس مساوات کے تحت یہ دور مہیا کردہ اشارہ  $v_s$  کے تفرق کے نسبت سے خارجی اشارہ  $v_o$  پیدا کرتا ہے۔ اسی سے اس دور کو تفرق 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 جاسکتا 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: کار

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

اور

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

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

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

اس کا تکملہ لیتے ہیں

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

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 کرنے 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۔

---

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

- 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>

---

• داخلی اشارے کو یوں لکھتے ہوئے

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

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

---



---

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

حل:

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

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

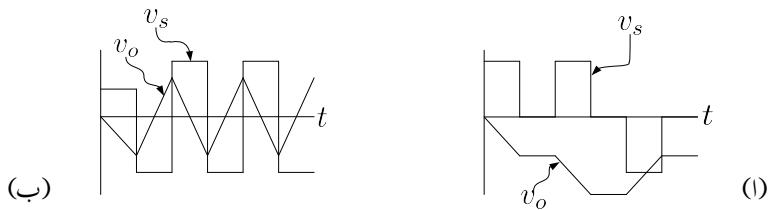
---

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

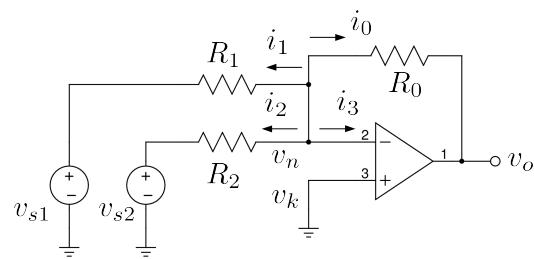
### 1.5.6 جمع کار

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

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



شکل 1.21: ٹکل کار کی کارکردگی کے مثال



شکل 1.22: ٹکل کار

## الباب 1. حسابی ایمپلینگر

مراحت  $R_1$  کے ذریعہ حسابی ایمپلینگر کے  $v_n$  سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ اسی طرح اشارہ  $v_{s2}$  مراحت  $R_2$  کے ذریعہ حسابی ایمپلینگر کے  $v_n$  سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ مزید اشارات کو بھی اسی ترکیب سے جوڑا جاسکتا ہے۔ شکل میں دکھائی گئی بر قی روکے لئے یوں لکھ سکتے ہیں۔

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

اسی طرح جوڑ  $v_k$  کے لئے لکھ سکتے ہیں

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

جوڑ  $v_n$  پر کر خوف کے قانون برائے بر قی رو استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

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

لیتے ہوئے  $v_n = 0$        $v_n = v_k$

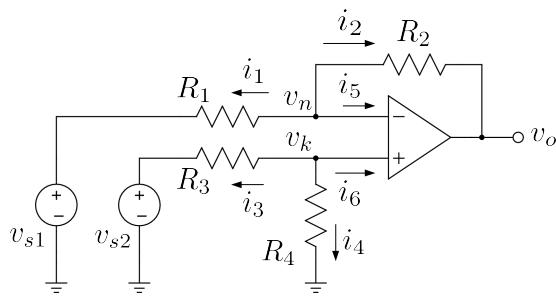
حاصل ہوتا ہے جسے

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

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

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

اس صورت میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مخفی علامت کے علاوہ،  $v_o$  دونوں اشارات کا مجموع ہے۔ اسی لئے اس دور کو جمع کار<sup>59</sup> کہتے ہیں۔



شکل 1.23: منفی کار

## منفی کار 1.5.7

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

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

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

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

اسی طرح جو  $v_k$  پر کر خوف کا قانون برائے برقی رو لاگو کرتے ہوئے اسے یوں حل کر سکتے ہیں۔

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

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

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

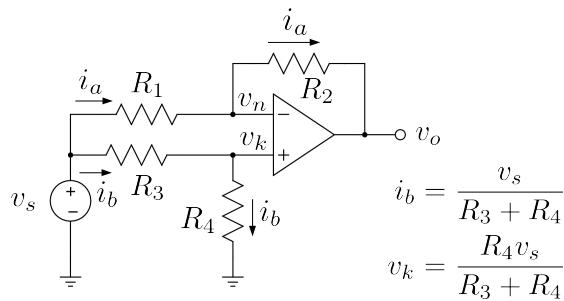
حاصل ہوتا ہے۔ یہ دور کی عمومی مساوات ہے۔ اگر دور میں  $R_1 = R_3 = R_a$  جبکہ  $R_2 = R_4 = R_b$  ہوں تو اس مساوات سے

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

حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $R_a$  اور  $R_b$  کی قیمتیں برابر ہوں تو اس صورت میں دور دونوں اشارات کو منفی کرے گا۔ اسی لئے اس دور کو منفی کار<sup>60</sup> کہتے ہیں۔ اگر  $R_a$  اور  $R_b$  برابر نہ ہوں تو دور دونوں اشارات میں فرق کو بڑھانے یا گھٹانے کی صلاحیت بھی رکھتا ہے

---

subtractor<sup>60</sup>



شکل 1.24: منفی کار کا مشترکہ داخلی مزاحمت

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

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

$$R_{مشترک} = \frac{v_s}{i_a + i_b}$$

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

$$v_0 = 0$$

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

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

حاصل ہوتے ہیں۔ لہذا

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

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

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

اور یوں

$$R_{\text{داخلی}} = R$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

$$R_{\text{داخلی}} = R$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

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

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

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

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

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

کے برابر ہیں۔ یوں

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح ان میں برقی رو

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

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

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

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

مثال 1.16: منفی کار کے تمام مزاحمت برابر ہونے کی صورت میں دونوں داخلي سروں پر مشترکہ داخلي 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  $\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} < \frac{R_3}{R_4}$  اور  $R_3 > R_2 R_3 / R_1$  کی قیمت کم سے کم ہو۔ اسی طرح  $R_1 > R_2 R_3 / R_4$  ہو۔ اسی طرح  $R_4 = 7.14 \text{ k}\Omega$  اور  $R_3 = 6.46 \text{ k}\Omega$  کی قیمت کم سے کم ہو یعنی جب  $R_1 = 7.14 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 6.46 \text{ k}\Omega$  ہوں گے۔ ان قیمتوں کے استعمال سے خراب سے خراب تر مشترکہ افزائش

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

حاصل ہوتی ہے۔

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

حل: گزشتہ مثال میں

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

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

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

آپ نے حسابی ایمپلیفائر پر مبنی کئی ادوار دیکھے۔ یہ ادوار جمع، منفی، تفرق اور تکملہ ہیں جیسے حسابی اعمال سر انجام دیتے ہیں یا پھر اشارات کی افزائش کرتے ہیں۔ انہیں خوبیوں کی بدولت ہم اسے حسابی ایمپلیفائر پکارتے ہیں۔<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  $v_n = v_k$

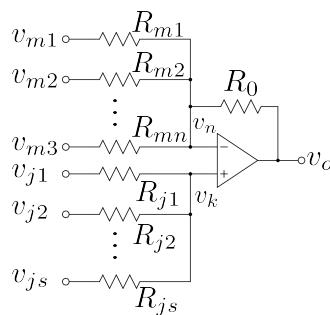
$$(1.55) \quad v_0 = \left( 1 + \frac{R_0}{R_m} \right) \left( \frac{R_j}{R_{j1}} v_{j1} + \frac{R_j}{R_{j2}} v_{j2} \dots \right.$$

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

### 1.5.9 آلاتی ایمپلیفائر

حسابی ایمپلیفائر پر تبصرہ کرتے ہوئے آلاتی ایمپلیفائر<sup>62</sup> کا ذکر کرنا لازم ہے۔ آلاتی ایمپلیفائر باریک اور حساس اشارات کے حصول کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ موجودہ دور میں ہر قسم کے طبعی متغیرات کو بر قی 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 برق قلب نگار<sup>63</sup> سے مخوبی واقف ہوں گے جو دل کے کارکردگی کے اشارات کھینچتا ہے۔ برق قلب نگار کو آلاتی ایمپلیفیاٹر کے مدد سے ہی بنایا جاتا ہے۔<sup>64</sup>

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

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

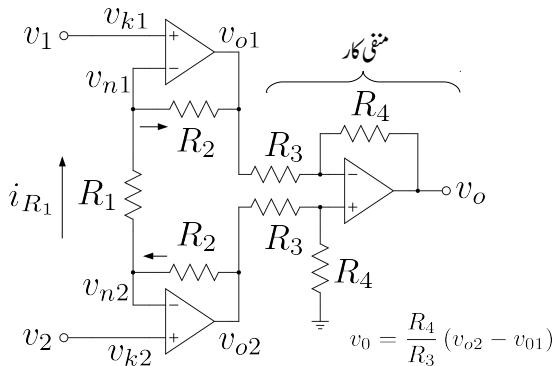
$$(1.57) \quad i_{R_1} = \frac{v_2 - v_1}{R_1}$$

ہو گی۔

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

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

<sup>64</sup> input impedance



شکل 1.26: آلاتی ایکلیفائر

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

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

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

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

جو کہ آلاتی ایکلیفائر کی درکار مساوات ہے۔

## مثال 1.18: ایک آلاتی ایکلیپسیفار میں

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

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

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

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

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

حل:

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

$$v_{\text{مشترک}} = 4 \text{ V}$$

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

ہیں۔ یوں انہیں

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

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

لکھا جاسکتا ہے۔

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

### اس طرح مشترکہ اشارہ رد کرنے کی صلاحیت

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

حاصل ہوتا ہے۔

---

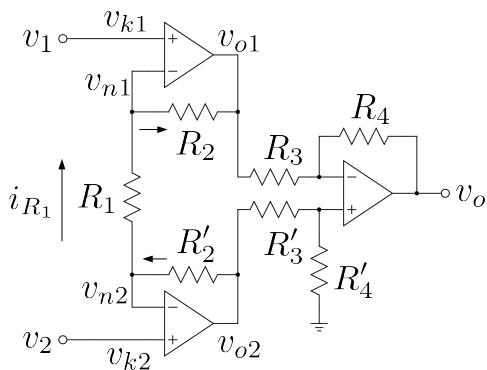
اس مثال میں آلاتی ایمپلیفائر نے مشترکہ اشارے کو مکمل رد کرتے ہوئے تفرق اشارے کو 201 گنا بڑھایا۔ یہاں اس بات پر توجہ دیتے ہوئے ذہن نشین کریں کہ مزاجتوں کے قیمتیں جس طرح بھی رکھی جائیں  $v_{02}$  اور  $v_{01}$  میں کسی صورت بھی مشترکہ اشارہ بڑھتا نہیں۔ یہ جوں کا توں ان دو خارجی سروں پر پایا جاتا ہے۔ آلاتی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

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

---

### مثال 1.19:

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



شکل 1.27: آلاتی ایمپلیکیٹر کی مثال

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

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

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

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

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

حل:

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

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

$$v_1 = v_c - \frac{v_2}{2}$$

لیتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

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

$$\begin{aligned}
 i_{R1} &= \frac{v_{n2} - v_{n1}}{R_1} = \frac{v_2 - v_1}{R_1} \\
 v_{o2} &= v_{n2} + i_{R1} R'_2 = \left(1 + \frac{R'_2}{R_1}\right) v_2 - \frac{R'_2}{R_1} v_1 \\
 &= \left(1 + \frac{R'_2}{R_1}\right) \left(v_c + \frac{v_d}{2}\right) - \frac{R'_2}{R_1} \left(v_c - \frac{v_2}{2}\right) \\
 (1.60) \quad &= v_c + \left(\frac{1}{2} + \frac{R'_2}{R_1}\right) v_d \\
 v_{o1} &= v_{n1} - i_{R1} R_2 = -\frac{R_2}{R_1} v_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_1 \\
 &= -\frac{R_2}{R_1} \left(v_c + \frac{v_d}{2}\right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(v_c - \frac{v_2}{2}\right) \\
 &= v_c - \left(\frac{1}{2} + \frac{R_2}{R_1}\right) v_d
 \end{aligned}$$

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

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

اس میں مساوات 1.60 کا استعمال کرتے ہوئے

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

جہاں

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

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

- ہیں۔

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ہوں۔ ان سے

$$CMRR_{کمتر} = 1030$$

حاصل ہوتا ہے۔

کرنے سے  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  •

$$CMRR_{کمتر} = 9852$$

ہو جاتا ہے۔

• ان نئے قیتوں سے

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

اور

$$CMRR_{کم} = 814$$

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

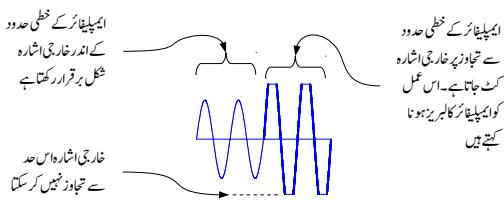
## 1.6 حسابی ایکپلیفائر کا ناتھ پن

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

### 1.6.1 حسابی ایکپلیفائر کا لبریز ہونا

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

<sup>66</sup>saturation



شکل 1.28: حسابی ایکپلیفار کا بیریزہ ہوتا

### 1.6.2 حسابی ایکپلیفار کی رفتار چال

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

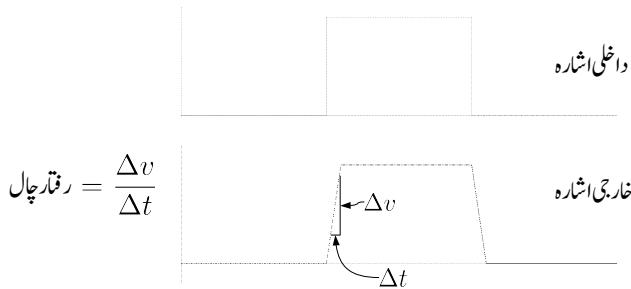
$$(1.61) \quad \text{رفتار چال} = \left| \frac{\Delta v}{\Delta t} \right|$$

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

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

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

slew rate<sup>67</sup>



شکل 1.29: حسابی ایمپلیکیٹر کا رفتار چال

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

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

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

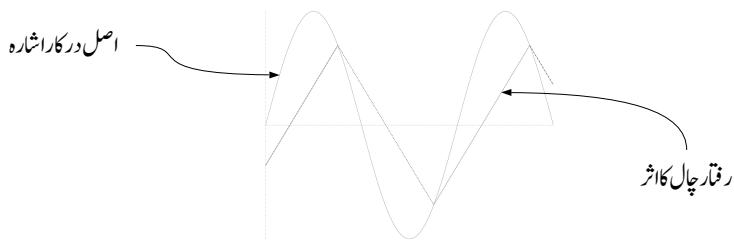
جہاں  $V_p$  حسابی ایمپلیکیٹر کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ خارجی بر قی دباؤ ہے۔ کم بر قی دباؤ خارج کرتے ہوئے اس تعدد کی قیمت بڑھ جاتی ہے۔ یوں  $V_0$  بر قی دباؤ خارج کرنے ہوئے

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

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

مثال 1.20: ایک حسابی ایمپلیکیٹر جس کی رفتار چال  $\frac{V}{\mu s} = 100$  ہے کا مستلزم کار بنایا جاتا ہے جسے نہایت کم دورانیے والے 5V چوٹی کے موٹا مستطیلی پتے 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 سینکڑ میں سو ولٹ حاصل کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ پانچ ولٹ حاصل کرنے کے لئے یوں 50ns درکار ہیں۔ داخلی اشارے کی چوٹی کم سے کم 50ns کے لئے برقرار رہے گی تو مستحکم کار کا خارجی اشارہ بھی پانچ ولٹ تک پہنچ جائے گا۔
- اس صورت میں جیسے ہی خارجی اشارہ پانچ ولٹ پر پہنچتا ہے اسی لحدے داخلی اشارہ صفر ولٹ ہو جاتا ہے اور یوں حسابی ایکلینیکر کا خارجی اشارہ  $\frac{V}{\mu s} = 100$  کے رفتار سے اب 5V سے 0V کی جانب روانہ ہوتا ہے۔ یوں خارجی اشارہ تکونی شکل کا ہو گا جو متواتر 50ns لیتے ہوئے 5V تک اور اسی طرح 50ns لیتے ہوئے 0V کے درمیان ارتقاش کرتا رہے گا۔

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

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

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

ہے۔ یوں

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

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

---

## 1.7 عددی اشارے سے مماثل اشارے کا حصول

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

$$v_k = 0$$

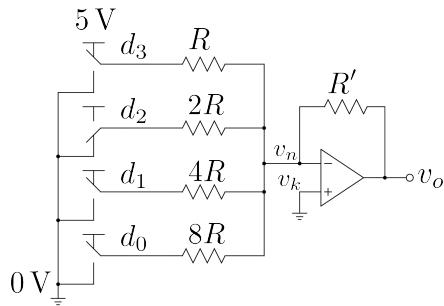
$$\frac{v_n - d_3}{R} + \frac{v_n - d_2}{2R} + \frac{v_n - d_1}{4R} + \frac{v_n - d_0}{8R} + \frac{v_n - v_o}{R'} = 0$$

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

جسے یوں بہتر طریقے سے لکھا جا سکتا ہے۔

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


---



شکل 1.31: چار بیت کا عددی سے مماثل کار

عددی سے مماثل کار 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۔  $d_0$  تا  $d_3$  کو لکھتے ہوئے چار بیٹ<sup>74</sup> کا دہرا عدد حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل میں دکھائی صورت

$$d_3 d_2 d_1 d_0 = 1011_2$$

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

اگر تمام داخلی دبڑیے ہندسے سے صفر کر دیے جائیں تو مساوات 1.65 کے مطابق عددی سے مماثل کار  $v_o = 5V$  خارج کرے گا جبکہ اگر تمام داخلی دبڑے 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 مندرج بلا مساوات کے مطابق عددی سے مماثل کار  $v_0 = -5V$  خارج کرے گا۔ چونکہ  $d_0 = d_3 = 1$  کے چار ہندسوں پر مبنی دہرا عدد سولہ  $16_{10} = 1010_2$  مختلف قیمتیں ظاہر کر سکتا ہے لہذا عددی سے مماثل کار صفر وولٹ تا ممکنی پانچ وولٹ سولہ مختلف قیمتیں خارج کر سکتا ہے۔

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

---

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

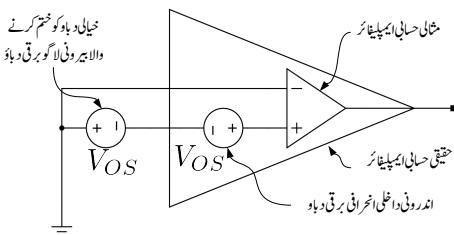
حل:

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


---

### 1.7.1 یک سمتی اندر و بیرونی داخلی انحرافی بر قی دباؤ کا مسئلہ

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



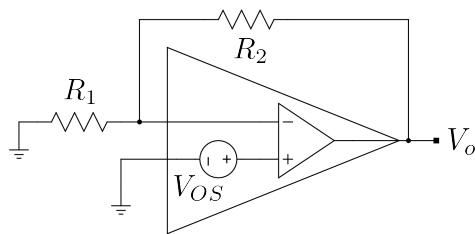
شکل 1.32: داخلی انحرافی برقی دباؤ اور اس کا خاتمه

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

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

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

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



شکل 1.33: داخلی انحرافی برقی دباؤ کی بیانی

ایمپلینیٹر کے لئے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

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

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

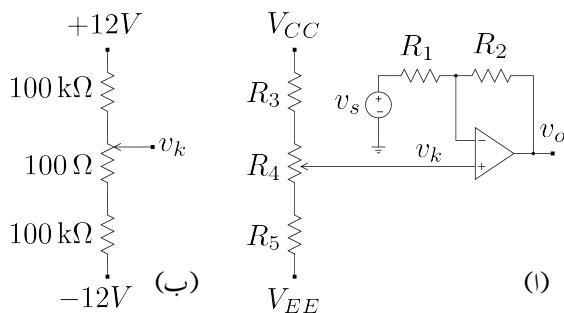
$$(1.67) \quad V_{OS} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o$$

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

مثال 1.23: اگر شکل 1.34 الف میں

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

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



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

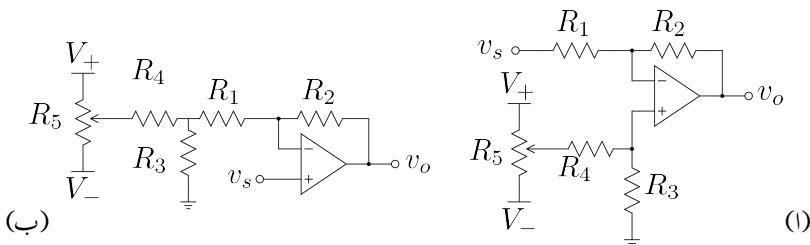
حل: چونکہ داخلی انحرافی بر قی دباؤ کی قیمت معلوم ہونے کے باوجود اس کا رخ معلوم نہیں ہوتا لہذا ہمیں ان مزاحمت کو یوں منتخب کرنا ہو گا کہ  $R_4$  تبدیل کرتے ہوئے ہم  $2 \text{mV} - 2 \text{mV} = 4 \text{mV}$  یعنی کل  $R_4$  کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔

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

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

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

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



شکل 1.35: داخلي انحرافی برقی دباؤ سے پاک ایکپلینیٹر

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

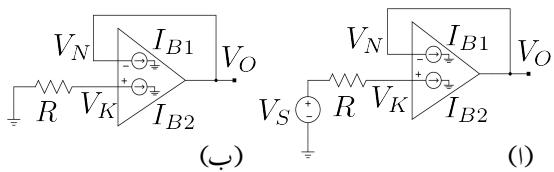
$$\begin{aligned} \frac{v_k - V_{CC}}{R_3 + R_4} + \frac{v_k - V_{EE}}{R_5} &= 0 \\ \frac{v_k - 12}{100000 + 100} + \frac{v_k + 12}{100000} &= 0 \\ v_k &= -5.99 \text{ mV} \end{aligned}$$

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

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

### 1.7.2 داخلي برقی روکامنٹ

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



شکل 1.36: داخلی برقی روکامنٹ

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

حسابی ایمپلیفائر کی اندر و فی ساخت کی وجہ سے اس کے داخلی سروں پر یک سمتی برقی رو در کار ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ دونوں داخلی سروں پر برقی رو کا رخ ایک ہی سمت میں ہوتا ہے۔ اگر کسی ایک قسم کے ایمپلیفائر میں برقی رو کا رخ داخلی سروں پر اندر کی جانب ہو تو کسی دوسرے قسم کے ایمپلیفائر میں دونوں یک سمتی داخلی برقی رو کا رخ باہر کی جانب ہو سکتا ہے۔ اس داخلی برقی رو جسے داخلی میلان برقی رو<sup>78</sup> کہتے ہیں کے مقدار کا دار و مدار ایمپلیفائر کی ساخت پر ہوتا ہے۔ شکل 1.36 الف میں مستعمل کار دکھایا گیا ہے جہاں حسابی ایمپلیفائر کے داخلی برقی رو  $I_{B1}$  اور  $I_{B2}$  کو منع مستقل برقی رو<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۔ مستعمل کار کی خاصیت یہ ہے کہ یہ داخلی اشارہ کو بغیر تبدیلی خارج کرتا ہے۔ یوں ہم توقع رکھتے ہیں کہ  $V_S = 0$  کی صورت میں  $V_O = 0$  ہو گا مگر ایسا نہیں ہوتا۔ شکل الف پر غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ داخلی برقی رو کی وجہ سے

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

حاصل ہوتا ہے۔  $V_N = V_K$  ہونے سے

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

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

---

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

شکل 1.37 میں معمکن کار کو ذرا تبدیل کرتے ہوئے اس میں مزاحمت  $R_1$  شامل کیا گیا ہے۔ معمکن کار کی کار کر دگی ایسا کرنے سے ہر گز متاثر نہیں ہوتی۔ اس دور میں بھی

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

اور

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

حاصل ہوتا ہے۔ البتہ  $R_1$  پر اوہم کے قانون سے

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

لکھا جاسکتا ہے جس سے

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

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

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

دور میں

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

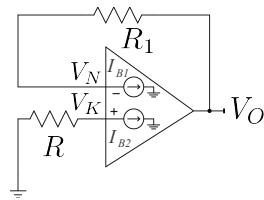
لینے سے  $V_O = 0$  حاصل ہوتا ہے یعنی

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

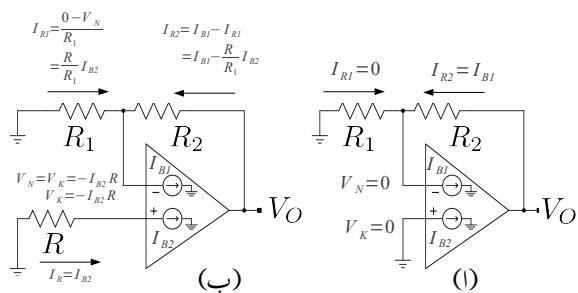
پس ہم نے دیکھا کہ دور میں دونوں دخول پر یک سنتی برقی رو کے لئے برابر مزاحمت نسب کرنے سے داخلی میلان برق رو کا مسئلہ حل ہو جاتا ہے۔

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

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



شکل 1.37: داخلي برقي روکے مسئلہ کا حل



شکل 1.38: متفی ایمپلینٹر میں مسئلہ داخلي برقي روکے اور اس کا حل

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

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

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

مثال 1.24: متفی ایمپلینٹر میں مسئلہ داخلي برقي دباو کی نشاندہی کریں اور اس سے پچھے کا حل دریافت کریں۔

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

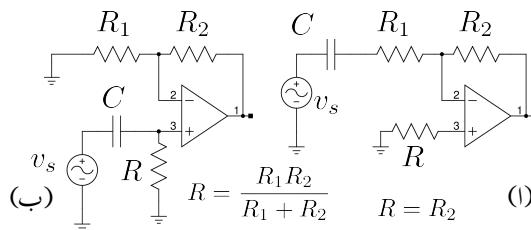
$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

لیتے ہوئے

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

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

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



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

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

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

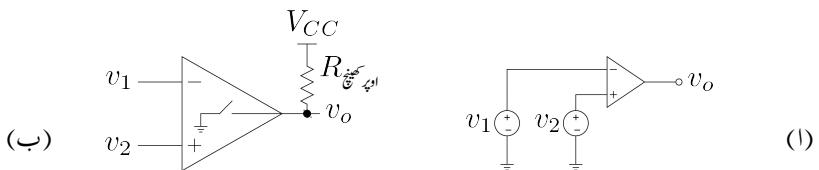
نسب کر کے اس داخلی سرے کے یک سمی میلان برقی رو کو زمین تک راستہ فراہم کیا جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ مسئلہ داخلی میلان برقی رو کو بھی حل کیا جاتا ہے۔ یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ ثابت داخلی سرے اور زمین کے درمیان مزاحمت  $R$  نسب کرنے سے اس داخلی سرے کا داخلی مزاحمت کم ہوتا ہے جو کہ عموماً قابل برداشت نہیں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

## 1.8 موازنہ کار

شکل 1.40 الف کے حسابی ایکپلینیٹر میں  $v_1 > v_2$  کی صورت میں  $v_o$  کم مثبت یعنی  $V_{CC}$  پر ہو گا جبکہ  $v_1 < v_2$  کی صورت میں  $v_o$  کم مثبت یعنی  $V_{EE}$  پر ہو گا۔ حسابی ایکپلینیٹر داخلی اشارات کا موازنہ کرتے ہوئے  $V_{CC}$  یا  $V_{EE}$  خارج کرتا ہے۔ یہ عمل نہیں اہم ہے اور اس عمل کی رفتار تیز تر درکار ہوتی ہے۔ موازنہ کار<sup>80</sup> ایسا مختلط دور ہے جسے خاص اسی مقصد کے لئے تخلیق دیا گیا ہے۔

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

<sup>80</sup> comparator

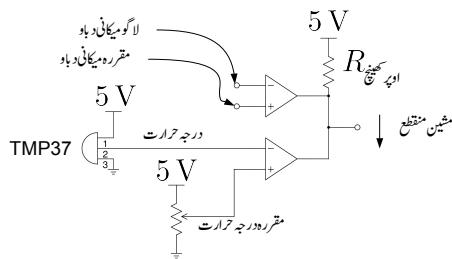


موازنہ کار کی کارکردگی کو شکل اف میں دکھایا گیا ہے جہاں اس کے ممکنہ خارجی صورت منقطع اور  $0\text{V}$  ہیں۔  $v_1 > v_2$  کی صورت میں سوچ منقطع رہتا ہے جبکہ  $v_1 < v_2$  کی صورت میں سوچ چالو ہو کر خارجی سرے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑتا ہے۔ خارجی سرے اور  $V_{CC}$  کے درمیان مزاحمت اپر سمجھی  $R$  جوڑنے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

آئیں موازنہ کار کے استعمال کی ایک مثال دیکھیں۔

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

شکل 1.41 میں دو موازنہ کار متوازی جوڑے گئے ہیں۔ نچلے موازنہ کار کے منقی داخلی سرے پر <sup>81</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 متناسب برقی دباؤ خارج کرتا ہے۔ اسی مخلوط دور پر  $0^\circ\text{C}$  اور  $100^\circ\text{C}$  پر یہ  $1\text{V}$  خارج کرتا ہے۔ اس کو  $5\text{V}$  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  $0\text{V}$  تا  $5\text{V}$  برقی دباؤ دیا جاسکتا ہے جسے شکل میں مقررہ درجہ حرارت کہا گیا ہے۔ مقررہ درجہ حرارت کو  $0.5\text{V}$  پر رکھا گیا ہے۔  $50^\circ\text{C}$  پر  $0.5\text{V}$  اشارے پائی گئی ہے۔



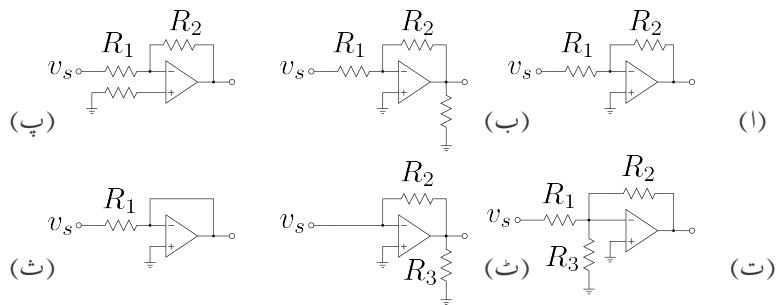
شکل 1.41: موازنہ کار کی مثال

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

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

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

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



شکل 1.42: حسابی مفہی ایکلینیک کے سوالات

## سوالات

سوال 1.1: شکل 1.42 میں

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

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

ہیں۔

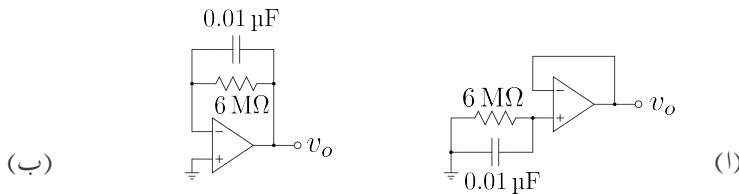
- کامل حسابی ایکلینیک تصور کرتے ہوئے ان تمام ادوار کے داخلی مزاج مت اور خارجی اشارے حاصل کریں۔
- غیر کامل حسابی ایکلینیک تصور کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ غیر کامل حسابی ایکلینیک کے جزو

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

ہیں۔

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

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



شکل 1.43: حسابی ایکپلینیفار کے میلان برقی روکا حصول

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

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

**جوابات:**  $R_1 = 400 k\Omega$ ,  $R_2 = 10 M\Omega$ ,  $R_{\text{داخلي}} = 400 k\Omega$

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

**جوابات:**  $R_1 = R_2 = 200 k\Omega$ ,  $R_{\text{داخلي}} = 200 k\Omega$

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

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

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

- ایک حسابی ایکپلینیفار جس کی میلان برقی رو  $100 nA$  کے لگ بھگ ہے کی مکمل درست میلان برقی رو حاصل کرنے کی خاطر شکل کو استعمال کیا جاتا ہے۔ قبل ناپ خارجی اشارہ حاصل کرنے کی خاطر مزاحمت کی وہ تیمت تجویز کریں جس پر  $v_o = 1.5 V$  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 انجنئرنگ کے آخری سال میں آلاتی ایکلینیکر کو استعمال کرتے ہوئے برقی قلب نگار<sup>82</sup> بنانے کا منصوبہ بنایا۔ پہلے مرحلے میں انہوں نے شکل 1.26 میں  $\Omega = 250$ ,  $R_1 = 2.5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2.5 \text{ k}\Omega$  اور  $R_3 = R_4 = 39 \text{ k}\Omega$  رکھ کر دوائیں ہاتھ کی کلامی کو  $v_1$  جبکہ باہیں ہاتھ کی کلامی کو  $v_2$  کے ساتھ جوڑا۔ ایسا کرنے کی خاطر ہم محوری تار<sup>83</sup> استعمال کرنے لگے جن کی بیرونی تامیبے کی چادر کو دور کے برقی زمین کے ساتھ جوڑا گیا تاکہ تار میں حساس اشارات پر بیرونی ناپسندیدہ برقی شور کے اثرات کم سے کم کرنے جاسکیں۔ دیاں ٹھنڈے بھی برقی زمین کے ساتھ جوڑا گیا جس سے  $50 \text{ Hz}$  کا برقی شور نہیں کم ہو جاتا ہے۔ حساس اشارات میں واپڈا کے  $50 \text{ Hz}$  کا شور عموماً پایا جاتا ہے جس سے پہنچا ضروری ہوتا ہے۔

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

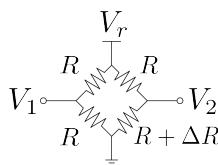
- اصل اشارہ  $v_1 - v_2$  کی قیمت دریافت کریں۔
- دل کا کون سا طرف دھڑکتے وقت ثبت برقی دباد پر تھا۔

سوال 1.6: برقی قلب نگار میں برقی شور کے مسئلہ پر تحقیق کرنے کی خاطر عفت نے سائنس نما داخلي اشارے کے حیطے کو سو گنا بڑھانے کی خاطر شکل 1.7 میں دکھائے مخفی حسابی ایکلینیکر استعمال کیا جس میں  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$  رکھے گئے۔ بغیر زیادہ غور کئے لہر بین<sup>84</sup> پر دیکھا گیا کہ  $0.1 \text{ V}$  کا اشارہ بڑھاتے وقت دور نہیں حد مگر سے کام کرتے ہوئے  $10 \text{ V}$  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۔ لہر بین 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 ایکلینیکر کے ثبت داخلي سرے پر کتنی مزاحمت 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

- ثبت 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  $10 \text{ mV}$  کا فرق پیدا ہو رہا تھا۔ میلان برق روکی قیمت حاصل کریں۔
- توقع کی جاتی ہے کہ بقایا  $v_o = 0.19 \text{ V}$  داخلی انحرافی برق دباؤ کی وجہ سے ہے۔ استعمال کئے گئے حسابی ایکپلیفائر کی داخلی انحرافی برقی دباؤ  $V_{OS}$  حاصل کریں۔

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

سوال 1.7: مال لادنے سے پہلے اور لادنے کے بعد ٹرک کا وزن کرتے ہوئے لدمے گئے مال کا وزن حاصل کیا جاتا ہے۔ ٹرک کا وزن ناپنے کی خاطر لوڈ سیل<sup>85</sup> استعمال کیا جاتا ہے جو در حقیقت 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 مزاحمت تبدیل ہو کر  $R + \Delta R$  ہو جاتی ہے۔ ویٹ سٹون چکور سے اشارات  $V_1$  اور  $V_2$  حاصل کرتے ہوئے آلاتی ایکپلیفائر کو مہیا کئے جاتے ہیں جو ان میں نہیں باریک فرق  $V_2 - V_1$  کو پڑھا کر خارج کرتا ہے۔ ویٹ سٹون چکور کو آلاتی ایکپلیفائر کے ساتھ جوڑ کر خارجی اشارہ  $v_o$  کی مساوات حاصل کریں۔ آلاتی ایکپلیفائر کو صفحہ 54 پر شکل 1.5.9 میں دکھایا گیا ہے۔

جواب: ویٹ سٹون چکور کا

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

load cell<sup>85</sup>

Wheatstone bridge<sup>86</sup>

ویٹ سٹون چکور کا نام پارس ویٹ سٹون سے منسوب ہے جنہوں نے اس کا استعمال عام بنایا

کے برابر ہے۔ اس کو آلاتی ایکپلینیٹر کی اندازش سے ضرب دیتے ہوئے

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

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

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

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

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

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

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

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

جوابات:  $-12 mV, -200 \mu V$

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

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

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

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

- $A_d = 10000 \frac{V}{V}$  کی صورت میں  $R_2 = 9 k\Omega$  رکھتے ہوئے  $R_1$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر  $A_v$  بالکل برابر  $50 \frac{V}{V}$  ہو۔ اگر ایکپلینیفار میں  $R_1 = 180 \Omega$  پہلے سے نسب ہو تو  $R_1$  کے متوازی کتنی مزاحمت جوڑنے سے بالکل صحیح درکار  $R_1$  حاصل ہوتی ہے۔

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

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

جواب:  $s = 0.882 s^{-1}$ ۔ ان جوابات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ داخلی اشارے کی عدم موجودگی یعنی  $v_s = 0$  کی صورت میں تکمل کارڈ صفر ولٹ خارج نہیں کرتا بلکہ خارجی اشارہ تکمیل شبت یا تکمیل منفی جانب پہنچنے کی کوشش کرتا ہے۔  $RC$  کی قیمت بڑھا کر  $v_o$  کی رفتار آہستہ کرتے ہوئے اس عمل کو دیکھنے کی وضاحت دوسری جزو میں کی گئی۔

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

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

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

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

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

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

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

جواب: تمام مزاحمت برابر قیمت کے رکھیں۔

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

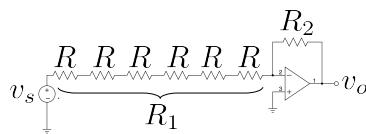
$$v_{s2} = V_t \cos \omega_t t + V_d \cos \omega_d t$$

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

اشارات حاصل ہوتے ہیں۔ حل تجویز کریں۔

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

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



شکل 1.45: بلند برتنی دباؤ کے اشارے کا حصول

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

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

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

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

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۔

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

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

سوال 1.20: صفحہ 53 پر جمع و منفی کار دکھایا گیا ہے۔ جمع و منفی کار کے ثابت داخلی سروں سے جڑے  $v_{j1}$  تا  $v_{js}$  کو قصر دور کرتے ہوئے مزاحمت  $R_{js}$  کے داخلی سرے برتنی 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  $v_{oj} + v_{om}$  کے برابر ہو گا۔ اس طرح مساوات 1.55 حاصل کریں۔

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

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

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

جوابات:  $R$ ،  $2R$ ،  $R$ ، اور  $R$

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

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

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

کے داخلی اشارات منفی کار کو مہیا کئے جاتے ہیں جہاں  $v_m$  کو مشترکہ 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 تقسیم تفرقہ افزائش کو مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت<sup>95</sup> CMRR کہتے ہیں۔ ثابت کریں کہ

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

common mode signal<sup>93</sup>  
differential mode signal<sup>94</sup>  
common mode rejection ratio CMRR<sup>95</sup>

کے برابر ہے۔

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

سوال 1.24 کی صورت میں اگر مزاحموں کے قیتوں میں  $\pm 5\%$  غلطی کی گنجائش ہو تب مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت کی قیمت کیا حاصل ہو گی۔  $\pm 0.1\%$  کی صورت میں جواب کیا ہو گا۔

جوابات: 110, 5500

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

جواب:  $|V_p| > 0.2625V$

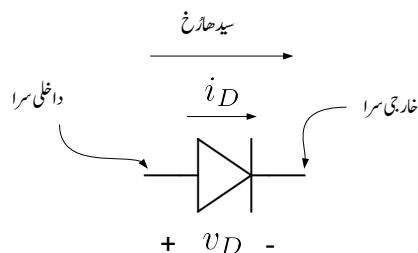


## الباب 2

### ڈائیوڈ

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

diode<sup>1</sup>



شکل 2.1: ڈائیوڈ کی علامت

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

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

اس مساوات میں حرارتی برق دباؤ  $V_T$  کو

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

لکھتے ہوئے مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے

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

جہاں

$I_S$  لبریزی برق رو<sup>3</sup>

$q$  ایکٹران کا برق بار<sup>4</sup> C

$k$  بولٹمن<sup>5</sup> کا مستقل J/K

$T$  کیلوون پیاکش 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 دوسروں والے ڈائیوڈ کا  $n = 2$  ہوتا ہے۔ اس کتاب میں  $n = 1$  تصور کیا جائے گا۔

لیتے ہوئے  $n = 1$

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

thermal 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 الینے کے درجہ حرارت یعنی  $100^{\circ}\text{C}$  پر<sup>8</sup>
2. پانی منجد ہونے کے درجہ حرارت یعنی  $0^{\circ}\text{C}$  پر
3. تسمیہ 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 سمنی گرید یا ڈگری سیلیسیس  $^{\circ}\text{C}$  میں ہے کو کیلوین K حرارتی پیکاش میں تبدیل کرتے ہیں۔ چونکہ  $K = ^{\circ}\text{C} + 273$  ہوتا ہے لہذا  $V_T$  کی قیمت  $373\text{K}$  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 منجد ہوتا ہے۔ اس حرارت پر

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

یعنی  $23.6\text{mV}$  کے برابر ہے۔

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

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

یعنی  $25.9\text{mV}$  ہے۔

---

Celsius<sup>8</sup>

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)

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


---



---

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

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

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

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

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

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

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

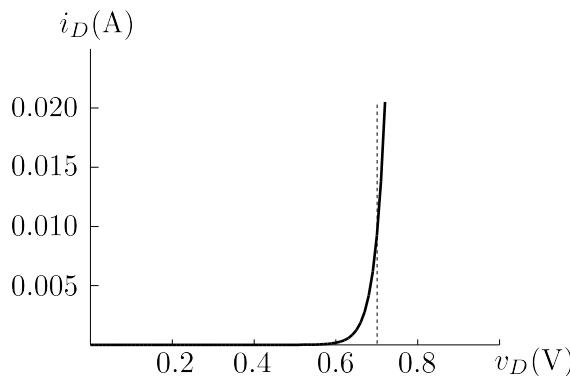
$$v_D = V_T \ln \left( \frac{i_D}{I_S} + 1 \right) = 0.025 \times \ln \left( \frac{100 \times 10^{-3}}{5.1 \times 10^{-15}} + 1 \right) = 0.765 \text{ V} .3$$


---

مثال میں دئے ڈائیوڈ سے گزرتے 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 نہیت اہم اور عمومی نتیجہ ہے جسے استعمال کرتے ہم عام طور ایک ایسے سلیکان ڈائیوڈ جس میں سیدھے رُخ برقی رو کا بہاؤ ہو، کے دو سروں کے مابین برقی دباؤ کو  $0.7 \text{ V}$  ہی تصور کرتے ہیں یعنی

(2.6)

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



شکل 2.2: سیدھے مائل ڈائیوڈ کا خط

یہاں بتاتا چلوں کہ سیدھے مائل جرمینیم 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 ایمپسیر میں دکھایا گیا ہے۔ اس گراف سے واضح ہے کہ  $0V > v_D > 0.5V$  کے احاطے میں ڈائیوڈ سے گزرتی بر قی رو قابل نظر انداز ہے۔ اگرچہ جب بھی  $v_D > 0V$  ہو ڈائیوڈ کو سیدھا 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 برقی دباؤ<sup>11</sup> کہتے ہیں۔ چالو ڈائیوڈ کی مساوات میں چونکہ

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

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

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

شکل 2.2 میں 0.7 V پر نقطہ دار لکیر لگا کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی بر قی دباؤ  $v_D$  تقریباً 0.7 V ولٹ رہتی ہے۔ ڈائیوڈ پر سیدھے رخ بر قی دباؤ کو سیدھے رخ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کا گھٹنا تو

---

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

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

---

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

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

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

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

: حل

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

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

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


---



---

مثال 2.4:  $I_S$  کی قیمت درجہ حرارت بڑھنے سے 15% فی کیلون بڑھتی ہے۔  $5^\circ\text{C}$  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  $1.15^2 I_S$  ہو جائے گی۔ یوں  $5^\circ\text{C}$  بڑھنے سے  $1.15 \times 1.15 I_S$  15%

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

ہو جائے گا۔

---

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

---

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

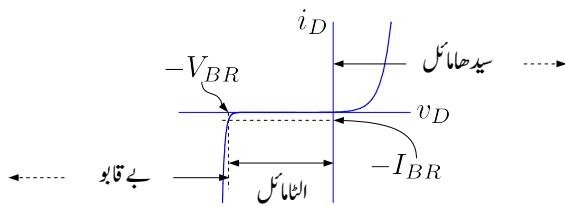
جواب:  $2^{20} \times I_S \approx 1 \text{ nA}$

---

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

الٹی رخ برقی رو کا پیشتر حصہ ڈائیوڈ میں الشے رخ رستا برقی 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 دگنا ہو جاتی ہے جبکہ الشے رخ رستا برقی رو کی قیمت  $10^{\circ}\text{C}$  بڑھنے سے دگنا ہوتی ہے۔

جب ڈائیوڈ پر بیرونی لاگو برقی دباؤ ڈائیوڈ میں الٹی رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرے ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ الشے مائل<sup>13</sup> کیا گیا ہے اور اسی طرح بیرونی لاگو برقی دباؤ ڈائیوڈ میں سیدھے رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرے تب



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

ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ سیدھا 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 الٹے مائل خطے دکھائے گئے ہیں۔ اس شکل میں بے قابو خطے<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، الٹے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی کو یہ پوری طرح صحیح بیان نہیں کرتا اور ڈائیوڈ کے بے قابو خطے کو سراسر خطراکر جاتا ہے۔ بے قابو خطے پر آگے تبصرہ کیا جائے گا۔ یہاں صرف اتنا بتانا ضروری ہے کہ اگر ڈائیوڈ پر الٹے رخ برقی دباؤ لا گو کر کے اسے الثماں کیا جائے تو ڈائیوڈ اس برقی رو و دباؤ کو برداشت کرتا ہے اور الٹے رخ برقی رو نہیں گزرنے دیتا۔ اگر اس الثماں کرنے والے برقی دباؤ کو بندر تج بڑھائی جائے تو آخر کار یہ ڈائیوڈ کے برداشت کے حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈائیوڈ یک دم الٹے رخ بے قابو برقی رو گزارنے دے گا۔ جس برقی رو پر ایسا ہوا سے ڈائیوڈ کی ناقابل برداشت الٹ برقی رو<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 رو مختلف ہوتی ہے اور یہ چند ولٹ سے ہزاروں ولٹ تک ممکن ہے۔

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

• سیدھا مائل  $0 < v_D$

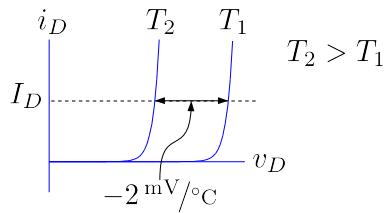
reverse leakage current<sup>12</sup>

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 بال مقابل درجہ حرارت

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

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

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

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 اندرونی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔
- گرم ہونے کے بعد ڈائیوڈ میں برقی طاقت کا ضیاء حاصل کریں۔
- فی واحد طاقت کے ضیاء سے درجہ حرارت میں اضافے کو ڈائیوڈ کا حرارقی مزاحمت<sup>21</sup> کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کا حرارقی مزاحمت حاصل کریں۔

حل:

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

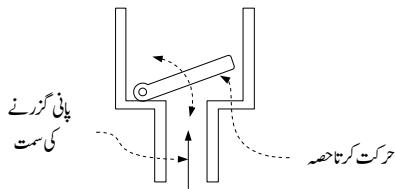
## 2.1 کامل ڈائیوڈ

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

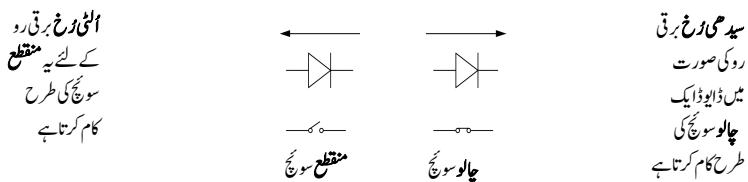
ڈائیوڈ کی کارکردگی دل کے والو<sup>23</sup> کی مانند ہے۔ دل کا والو خون کو صرف ایک جانب گزرنے دیتا ہے۔ اسی طرح ڈائیوڈ برقی رو کو صرف سیدھے رخ گزرنے دیتا ہے۔ شکل 2.5 میں پانی کے پائپ پر نسب والو دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی شکل سے ہی واضح ہے۔

برقی نقطہ نظر سے کامل ڈائیوڈ کو ایک ایسا خود کار برقی سوئچ<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>

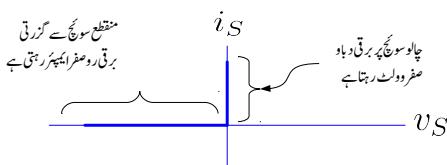


شکل 2.5: پانی کے پائپ پر نسب دالو

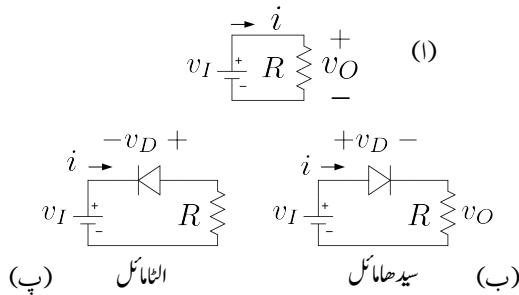


شکل 2.6: ڈائیوڈ بطور برقی سوچ

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

switch OFF<sup>25</sup>

شکل 2.7: ڈائیوڈ سوچ کا خط



شكل 2.8: سیدھاماں کل ڈائیوڈ اور الشاماں کل ڈائیوڈ

ڈالپوڈ کے چند ادوار 2.2

شکل 2.8 میں تین ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف میں برقی دباؤ ۱۷، گھٹری کی سمت میں برقی رو ن پیدا کرتا ہے جسے تیر کے نشان سے ظاہر کیا گیا ہے۔ شکل ب اور شکل پ میں مزاحمت کے ساتھ سسلہ وار ڈائیوڈ بھی نسب کر دئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ڈائیوڈ یوں جوڑا گیا ہے کہ برقی رو ن کی سمت شکل 2.1 میں دکھائے ڈائیوڈ کے سیدھے رخ کی جانب ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو ن کی سمت ڈائیوڈ کی الٹ رخ کی جانب ہے۔ یوں شکل ب میں برقی رو ن کا اگر ممکن ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو ن کا گزنا ممکن ہے۔ شکل ب میں برقی دباؤ ۱۷ ڈائیوڈ کو مائل کرتا ہے کہ یہ برقی رو کو سیدھے رخ گزرنے دے۔ ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ سیدھے رخ مائل کیا گیا ہے یا کہ ڈائیوڈ سیدھا مائل<sup>26</sup> کیا گیا ہے۔ اس کے بر عکس شکل پ میں برقی دباؤ ۱۷ ڈائیوڈ میں الٹ رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرتا ہے۔ اس صورت میں ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ الٹئے رخ مائل کیا گیا ہے یا کہ ڈائیوڈ الٹا مائل<sup>27</sup> کیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کے سیدھے مائل حال کو چالو حال جبکہ اس کے الٹ مائل حال کو منقطع حال بھی کہتے ہیں۔ شکل ب کے لئے کر خوف کی مساوات برابر برقی دباؤ لکھتے ہیں۔

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

forward 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۔ ڈائوڈ 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۔

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

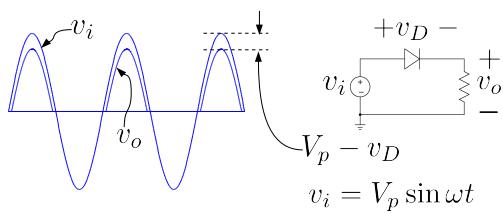
$$i = \frac{v_I}{R} = \frac{1.2}{1000} = 1.2\text{ mA} .2$$

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 اہر مثبت سمت کاری

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

#### 2.3.1 نصف اہر سمت کاری

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

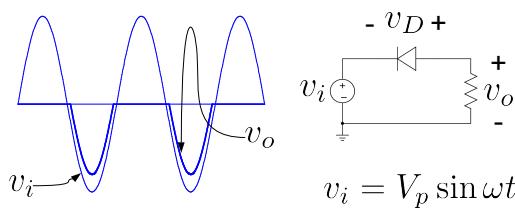
$$v_o = v_i - v_D \approx V_p \sin \omega t - 0.7$$

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

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

---

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



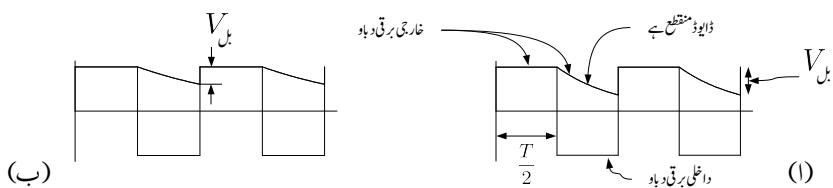
شکل 2.10: نصف لہر منفی سمت کار

نصف سمت کار جسے عام فہم میں آدھا ریکٹیفائئر<sup>30</sup> کہتے ہیں ایک اختیالی 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 اُلانٹا مائل کرتے ہیں۔ یوں خارجی برقی دباؤ میں داخلی برقی دباؤ کے صرف منفی حصے موجود ہوتے ہیں۔ اس دور کو نصف لہر منفی سمت کار<sup>33</sup> کہتے ہیں۔

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

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

half wave rectifier<sup>30</sup>voltage source<sup>31</sup>موہاں کو نہ رکھنے والے بیٹری چارجر سے بخوبی آکا ہوں گے جو نکل بیٹری بھرنے کے لئے ان کی ضرورت پڑتی ہے۔<sup>32</sup>half wave negative rectifier<sup>33</sup>ripple<sup>34</sup>time period<sup>35</sup>



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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

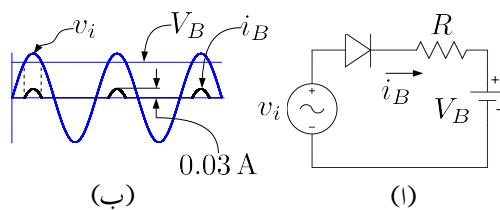
$$14 = 15e^{-\frac{0.01}{100C}}$$

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

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

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

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



شکل 2.12: بیٹری چارج

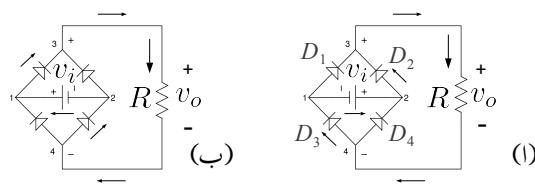
اور  $v_i = 15 \sin \omega t$  ہے جہاں  $\omega = 100\pi$  کے برابر ہے۔ اس بیٹری چارج کی برقی رو  $i_B$  حاصل کر کے گراف کریں۔ مزاجمت  $R$  برقی رو کی چوٹی کو ڈائیوڈ اور بیٹری کے قابل برداشت حد سے نیچے رکھتا ہے۔ حل: داخلی برقی دباؤ  $v_i$  کی قیمت مسلسل تبدیل ہوتا ہے۔ جب تک  $v_i$  کی قیمت بیٹری کے برقی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

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

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

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

voltage supply<sup>36</sup>



شکل 2.13: مکمل لہر سمت کار

## 2.3.2 مکمل لہر سمت کاری

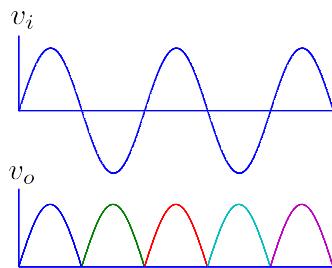
شکل 2.13 میں مکمل لہر سمت کار<sup>37</sup> دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں چار ڈائیوڈ مریع کی شکل میں جوڑے گئے ہیں اور دور کو  $v_i$  بطور بدلتا داخلی برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے۔ دور کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر شکل 2.14 الف پر توجہ رکھیں۔  $v_i$  کی قیمت ثابت ہونے کی صورت میں منبع برقی دباؤ کے ثبت (+) سرے سے برقی رو باہر کی جانب ہو گی۔ چونکہ برقی رو ڈائیوڈ میں الٹی جانب نہیں گزر سکتی المذا یہ ڈائیوڈ  $D_2$  سے گزرے گی جبکہ اس دوران ڈائیوڈ  $D_4$  منقطع حال رہے گا۔ برقی رو  $D_2$  سے خارج ہو کر چونکہ  $D_1$  میں الٹی جانب نہیں گزر سکتی المذا یہ مزاحمت  $R$  میں داخل ہو گی۔

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

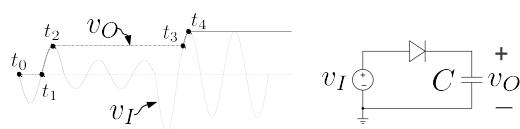
اب دیکھتے ہیں کہ منبع برقی دباؤ کے برقی دباؤ کی قیمت منفی ہونے کی صورت میں کیا ہوتا ہے۔ یہ صورت حال شکل 2.13 - ب میں دکھائی گئی ہے۔ اس صورت میں برقی رو ڈائیوڈ  $D_1$  اور  $D_4$  سے گزرنے گی جبکہ  $D_2$  اور  $D_3$  منقطع رہیں گے۔ برقی رو اب بھی مزاحمت میں گزشتہ سمت میں ہی گزرنے گی۔

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

full wave rectifier<sup>37</sup>



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



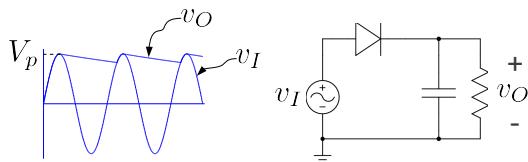
شکل 2.15: چوٹی حاصل کار

## 2.4 چوٹی حاصل کار

شکل 2.15 میں چوٹی حاصل کار<sup>38</sup> دکھایا گیا ہے۔ اس دور کو ثابت آدھے لہر سمت کار میں ڈائیوڈ کے خارجی جانب مزاحمت کی جگہ کپیسٹر نسب کر کے حاصل کیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کے 0.7V گھنے کو نظر انداز کرتے ہوئے چوٹی حاصل کار کی کار کردگی کچھ یوں ہے۔ وقت  $t = 0$  پر  $v_I$  چالو کیا جاتا ہے۔ لمحہ  $t_0$  یعنی  $t = 0$  پر داخلی برقی دباؤ ڈائیوڈ کو الٹ مائل کرتے ہوئے منقطع رکھتا ہے اور یوں اس دوران  $v_O$  صفر رہے گا۔  $t_1$  سے لمحہ  $t_2$  تک داخلی برقی دباؤ ڈائیوڈ کو الٹ مائل کرتے ہوئے منقطع رکھتا ہے اور یوں اس دوران  $v_O$  صفر رہے گا۔  $t_3$  سے لمحہ  $t_4$  تک خارجی برقی دباؤ  $v_O$  خوش اسلوبی سے داخلی برقی دباؤ  $v_I$  کی پیروی کرتے ہوئے کپیسٹر کو بھرتا ہے۔ اس دوران دور میں برقی روکی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

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

<sup>38</sup> peak detector  
<sup>39</sup>  $t_0$  وغیرہ کو نقطوں سے ظاہر کیا گیا ہے



شکل 2.16: حیطہ اتار کار

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

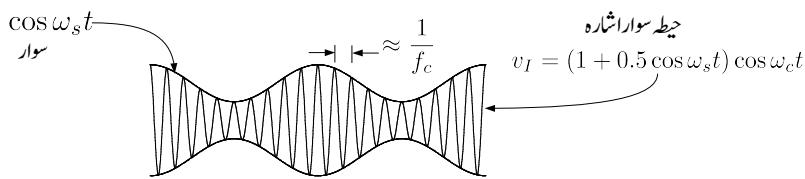
اس تجزیہ سے واضح ہے کہ یہ دور داخلی اشارہ کی چوٹی حاصل کر کے اس پر برقرار رہتا ہے۔ اسی لئے اسے ثابت چوٹی حاصل کار کہتے ہیں۔ اگر اس دور میں ڈائیوڈ ائٹ رخ لگایا جائے تو خارجی اشارہ  $v_O$  منفی چوٹی حاصل کرے گا اور یوں اس دور کو منفی چوٹی حاصل کار کہا جائے گا۔

## 2.5 حیطہ اتار کار

ثبت 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 گزرنا ممکن ہو جاتا ہے۔ ڈائیوڈ کو منقطع تصور کریں تو ہمارے پاس بار سے بھرا شدہ کپیسٹر C اور اس کے متوازی جڑا مزاحمت R رہ جاتا ہے۔ کپیسٹر کا بار اسی مزاحمت کے راستے خارج ہو کر اس پر برقی دباؤ گھٹتا ہے۔ ایسا مندرجہ ذیل مساوات کے تحت ہوتا ہے۔

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

AM demodulator<sup>40</sup>



شکل 2.17: جیٹ سوار اشارہ

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

کسی بھی اشارہ یعنی اطلاع  $v_s$  کو ایک جگہ سے دوسرا جگہ منتقل کرنے کی خاطر اسے بلند تعداد کے سائن۔ نما اشارہ  $v_c$  کے جیٹے پر جیٹہ سوار کار<sup>41</sup> کی مدد سے سوار کیا جاتا ہے۔ منتقلی کے مقام پر پہنچنے کے بعد جیٹہ سوار اشارے سے جیٹہ اتار کار کی مدد سے اصل اشارہ یعنی اطلاع  $v_s$  کو دوبارہ حاصل کیا جاتا ہے۔  $v_c$  کے جیٹے پر سوار کرنے سے مراد  $v_c$  کے جیٹے کو  $v_s$  کے مطابق تبدیل کرنے کو کہتے ہیں۔ اشارہ  $v_s$  کو سوار 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 بناتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ جیٹہ سوار اشارہ حاصل کرنے کی خاطر  $v_s$  اور  $v_c$  کو جیٹہ سوار کار سے گزارا جاتا ہے جس سے

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

---

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

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

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس دوران بر قی دباؤ میں تبدیلی

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

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

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

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

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

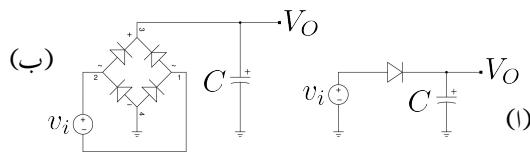
ہے جس کی زیادہ سے زیادہ قیمت  $\omega_s t = \frac{n\pi}{2}$  پر حاصل ہوتی ہے جہاں  $n = 1, 3, 5, \dots$  یہ قیمت

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

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

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

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



شکل 2.18: متع برقی دباؤ

## 2.6 متع برقی دباؤ

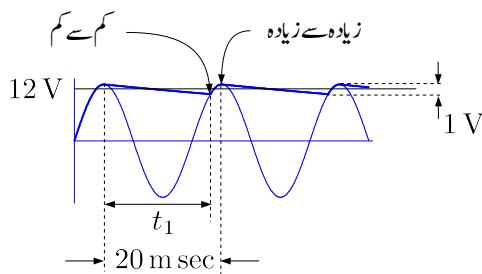
سمت کار کے خارجی جانب زیادہ قیمت کا کپیسٹر نسب کر کے منبع برقی دباؤ<sup>48</sup> حاصل ہوتا ہے جیسا شکل 2.18 اف میں دکھایا گیا ہے۔ اس پر کپیسٹر کے متوازی برقی بوجھ لادا جاتا ہے جسے عموماً  $R_L$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ منبع برقی دباؤ یعنی طاقت کے منبع کو گھریلو بجلی یا صنعتی بجلی فراہم کرتے ہوئے یک سمیت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

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

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

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

power supply<sup>48</sup>



شکل 2.19: مثال متع برقی دباؤ

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

اس مسئلے کو دو طریقوں سے حل کرتے ہیں۔ پہلے مثال 2.7 کی طرح حل کرتے ہیں۔ کپیسٹر نکاسی کا دورانیہ میں ملی سینکڑ ہے۔ اس دورانیہ میں کپیسٹر پر برقی دباؤ  $12.5 \text{ V}$  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 سے 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  $\frac{11.5}{6000} = 1.9167 \text{ mA}$  اور کم سے کم برقی دباؤ پر  $\frac{12.5}{6000} = 2.08333 \text{ mA}$  کا برقی رو گزرنے گا۔

برقی دباؤ کے تبدیلی سے برقی رو کے تبدیلی کو نظر انداز کرتے ہوئے اس کی اوست قیمت لی جاتی ہے۔ یوں ہم تصور کرتے ہیں کہ  $R_L$  میں  $2 \text{ mA}$  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۔ یوں

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

لکھا جا سکتا ہے جس سے

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

کپیسٹر کی قیمت بڑھانے سے منبع کے خارجی برقی دباؤ میں بل کم کیا جا سکتا ہے۔ حقیقت میں ڈائیوڈ میں برقی دباؤ کا گھٹاؤ اور داٹھی بدلتے برقی دباؤ میں تبدیلی ہمارے قابو میں نہیں ہوتے لہذا اس طرح کی منبع برقی دباؤ سے قطعی یک سستی برقی دباؤ کا حصول ممکن نہیں ہوتا۔ جہاں درکار یک سستی برقی دباؤ کی قیمت چند ولٹ زیادہ یا کم قبل برداشت ہو وہاں اس طرح کی منبع استعمال کی جاسکتی ہے۔ یک سستی برقی دباؤ کی قیمت زیادہ یا کم ہونے کے باوجود برقی دباؤ میں 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 منبع برقی دباؤ درکار ہے جس میں بل  $\pm 0.1\text{V}$  سے کم ہونا ضروری ہے۔ کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ اس قسم کی منبع برقی 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 منبع برقی دباؤ میں درکار کپسیٹر کی قیمت شکل الف کے حوالے سے آدمی ہو گی کیوں کہ اس میں ایک ڈائیوڈ یعنی آدھے سمت کار کی جگہ مراعع ڈائیوڈ یعنی مکمل سمت کار استعمال کیا گیا ہے۔ مکمل سمت کار میں کپسیٹر ہر  $10 \text{ ms}$  بھرا جائے گا۔ مثال 2.9 کو شکل 2.18 ب کے لئے حل کرتے ہوئے  $t_1 = 10 \text{ ms}$  لیا جائے گا جس سے  $C = 20 \mu\text{F}$  حاصل ہوتا ہے۔

کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی برقی دباؤ کی زیادہ سے زیادہ قیمت  $V_p$  جبکہ اس میں کل بل  $\Delta V$  لکھتے ہوئے

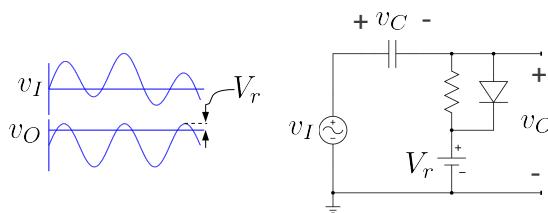
$$(2.14) \quad V_{\text{یکمیتی}} = V_p - \frac{\Delta V}{2}$$

حاصل ہو گا۔

### 2.6.1 برقیاتی شکنجه

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

آپ جانتے ہیں کہ بدلتی رو مقناطیس پیدا کرتی ہے اور بدلتی مقناطیسی میدان برقی دباؤ کو جنم دیتا ہے۔ یوں اگر باریک اشاراتی تاروں کے قریب عام استعمال کے گھریلو یا صنعتی بجلی کے تار گزریں تو ان میں بدلتی برقی رو باریک اشاراتی تاروں میں برقی دباؤ پیدا کرتا ہے جس سے اشارہ کا جیٹہ متاثر ہوتا ہے۔ شکل 2.20 میں اشارہ  $v_1$  کا جیٹہ یوں متاثر ہوا دکھایا گیا ہے۔ یہ اشارہ دراصل سائنس شکل کا تھا لیکن یہاں تک پہنچتے پہنچتے اس کا یہ حال ہو چکا ہے۔ شکل 2.20 میں دکھایا دور اشارہ کے ثبت جیٹہ کو  $V_r$  کی قیمت پر زبردستی رکھتا ہے جس سے اشارہ کی اصل صورت رو نما ہو جاتی ہے۔ گویا یہ دور اشارہ کے جیٹہ کو شکنجه میں پکڑے رکھتا ہے۔ اسی سے اس دور کا نام برقیاتی شکنجه<sup>52</sup> نکلا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف شکنجه کہتے ہیں اس دور کی کارکردگی پچھلے حصہ میں دکھائے دور کی طرح



شکل 2.20: نتیجہ

ہے۔ اسے سمجھنے کی خاطر ڈائیوڈ کو کامل ڈائیوڈ اور مزاحمت  $R$  کو لامحدود تصور کریں۔ یہ بھی تصور کریں کہ داخلی اشارہ  $v_I$  کے جیٹے  $v_p$  کی مقدار خارجی جانب جڑے بیٹری کی برقی دباؤ  $V_r$  سے زیادہ ہے۔

خارجی جانب کی برقی دباؤ  $v_O$  پر غور کرتے معلوم ہوتا ہے کہ یہ کسی صورت  $V_r$  سے تجاوز نہیں کر سکتا کیوں کہ جب بھی  $v_O$  کی مقدار  $V_r$  سے تجاوز کرے، ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو جائے گا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی صورت میں  $v_O$  اور  $V_r$  برابر رہیں گے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت سیدھے مائل ڈائیوڈ کی صورت میں

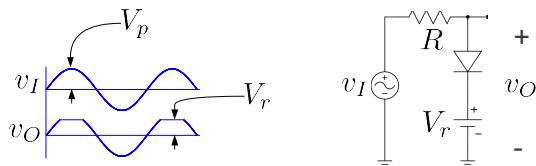
$$v_I = v_C + v_D + V_r$$

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

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

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

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



شکل 2.21: ایک طرف کا تراش

## 2.7 بر قیانی تراش

ٹکنیج کے دور میں کپیسٹر کی بجائے مزاحمت استعمال کرنے سے بر قیانی تراش<sup>53</sup> کا دور حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.21 میں دکھایا گیا ہے۔ بر قیانی تراش یا تراش ایک ایسا دور ہے جو اشارہ کے چوٹی کو ایک خاص حد سے تجاوز نہیں کرنے دیتا بلکہ اسے کاٹ دیتا ہے۔ دکھایا دوں صرف ایک جانب کی چوٹی کاٹتا ہے لہذا اس کو ایک طرف کا تراش کہا جائے گا۔ جب تک داخلی برقی دباؤ کی قیمت  $V_r$  سے کم ہو ڈائیوڈ الٹ مائل یعنی منقطع رہتا ہے۔ اس صورت میں خارجی برقی دباؤ داخلی برقی دباؤ کے برابر ہے گا یعنی ہو گا اور مزاحمت  $R$  میں برقی روکی مقدار صفر ایمپیسٹر رہے گی۔ جیسے ہی داخلی برقی دباؤ کی قیمت  $V_r$  سے تجاوز کر جائے ڈائیوڈ ہامائل ہو جاتا ہے۔ جتنی دیر  $v_I > V_r$  رہے اتنی دیر کے لئے ڈائیوڈ کو چالو سوچ سمجھا جا سکتا ہے اور یوں اس دوران خارجی برقی دباؤ کی قیمت  $V_r$  رہے گی۔ اس دوران مزاحمت اور ڈائیوڈ دونوں میں برقی روکی مقدار

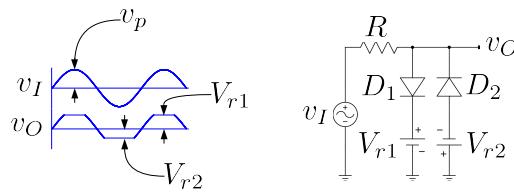
$$i_R = \frac{v_I - V_r}{R}$$

ہو گی۔

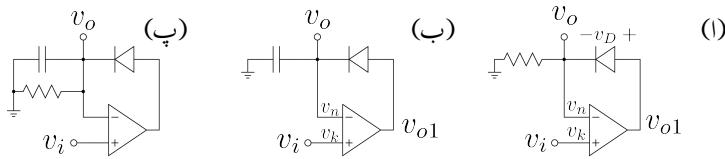
آپ نے دیکھا کہ یہ دور داخلی برقی دباؤ کو  $V_r$  پر تراشتا ہے۔ اس دور میں دو ڈائیوڈ کے استعمال سے دو اطراف کا تراش حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.22 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں جب تک  $v_I$  کی قیمت ثابت ہو ڈائیوڈ  $D_2$  الٹ مائل رہتا ہے۔ یوں ثابت داخلی برقی دباؤ کے لئے یہ دور بالکل پچھلے دئے گئے ایک طرف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

منقی داخلی برقی دباؤ کی صورت میں ڈائیوڈ  $D_1$  الٹ مائل رہتا ہے اور یہ دور داخلی اشارہ کے منقی 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 اطراف کا تراش



شکل 2.23: کامل ادوار

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

### 2.8.1 کامل نصف لہر سمت کار

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

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

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

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

### 2.8.2 کامل چوٹی حاصل کار

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

داخلی اشارہ اپنے چوٹی تک پہنچنے کے بعد کم ہونا شروع ہوتا ہے۔ حسابی ایکلیفیاٹ کا خارجی اشارہ  $v_{01}$  کم ہو کر کوشش کرتا ہے کہ  $v_n = v_k = V_p$  رکھ سکے۔ البتہ ڈائیوڈ کے خارجی جانب نسب کپیسٹر پر  $V_p$  برقی دباو پایا جاتا ہے اور  $v_{01}$  کی قیمت جیسے ہی  $V_p$  سے کم ہوتا ہے اسی لحہ ڈائیوڈ مالک ہو کر منقطع ہو جاتا ہے۔ ڈائیوڈ منقطع ہونے سے کپیسٹر پر بار کے نکاسی کا کوئی راستہ نہیں رہتا اور یوں اس پر برقرار  $V_p$  برقی دباو رہتا ہے۔ اس طرح  $v_0 = V_p$  رہتا ہے۔

آپ نے دیکھا کہ کپیسٹر پر داخلی اشارے کے چوٹی کے بالکل برابر برقی دباو حاصل ہوتا ہے جسے بطور خارجی اشارہ  $v_0$  لیا جاتا ہے۔ صرف ڈائیوڈ پر مبنی چوٹی حاصل کار میں کپیسٹر پر داخلی اشارے کے چوٹی سے  $v_D$  برابر کم برقی دباو پایا جاتا ہے جبکہ موجودہ دور حقیقی چوٹی حاصل کرتا ہے۔

## 2.8.3 کامل حیطہ اتار کار

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

## 2.8.4 ڈائیوڈ لگ ایکلیفیاٹر

حسابی منقی ایکلیفیاٹر میں مزاجمت کی جگہ ڈائیوڈ نسب کرنے سے شکل 2.24 الف کا لاگ ایکلیفیاٹر<sup>54</sup> حاصل ہوتا ہے۔ ثبت  $v_i$  کی صورت میں  $v_0$  منقی ہو گا جس سے  $D_1$  سیدھا مائل جبکہ  $D_2$  اللائمل ہو گا۔ اسی طرح منقی  $v_i$  کی صورت میں  $v_0$  ثابت ہو گا جس سے  $D_1$  اللائمل جبکہ  $D_2$  سیدھا مائل ہو گا۔ یوں کسی بھی وقت ایک ڈائیوڈ منقطع رہتا ہے جبکہ دوسرا سیدھا مائل رہتا ہے۔ اگرچہ حقیقت میں منقی متغیر کا لاگ نہیں پایا جاتا اور یوں دور میں صرف  $D_1$  ہونا چاہئے تھا لیکن عموماً دو ڈائیوڈ استعمال کئے جاتے ہیں۔ یوں داخلی اشارہ ثبت یا منقی ممکن ہوتا ہے۔

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

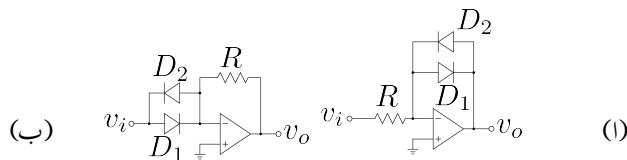
$$\frac{v_n - v_i}{R} + i_D = 0$$

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

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

حاصل ہوتا ہے جہاں ڈائیوڈ پر بر قی دباؤ کو  $v_o - v_n$  لیا گیا ہے۔ دونوں جانب قدرتی لاگ لیتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

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



شکل 2.24: لگ ایمپلینیٹر

شکل ب میں قدری الٹ-لاگ ایمپلینیٹر<sup>56</sup> دکھایا گیا ہے۔ حسابی ایمپلینیٹر کے دونوں مداخل کو برتنی زمین تصور کرتے ہوئے ثابت  $v_i$  کی صورت میں ڈائیوڈ  $D_1$  سیدھا مائل ہوتے ہوئے

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

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

برتنی رو گزارے گا جو حسابی ایمپلینیٹر کے منقی مداخل پر مزاحمت کی جانب مڑ جائے گا۔ یوں

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

$$v_o = -I_S R e^{\frac{v_i}{V_T}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ دور داخلی اشارے کا قدری الٹ-لاگ حاصل کرتا ہے۔

### 2.8.5 ضرب کار

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

---

log amplifier<sup>54</sup>  
natural log<sup>55</sup>  
natural anti-log<sup>56</sup>  
multiplier<sup>57</sup>

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

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

اسی طرح جمع کار کے مساوات سے

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

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

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

اور الٹ-لاگ کے مساوات سے

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

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

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

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

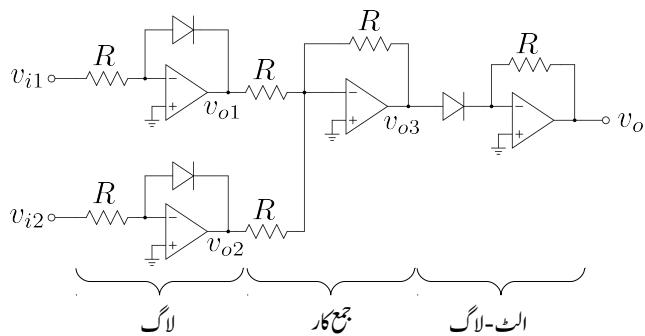
شکل میں جمع کار کی منفی کار کے استعمال سے تقسیم کار<sup>58</sup> حاصل ہوتا ہے۔

### 2.8.6 کامل مکمل نہر سمت کار

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

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

$$v_0 = -v_i$$



شکل 2.25: ضرب کار

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

منفی  $v_i$  کی صورت میں  $v_{o1}$  مثبت ہو جائے گا جس سے  $D_2$  اٹھا 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 اور یوں

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

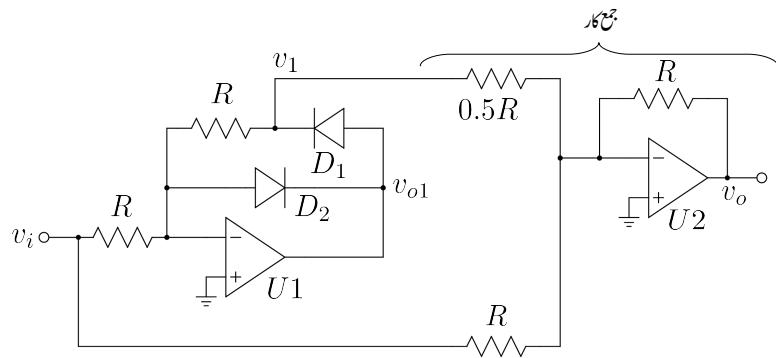
اور یوں

$$v_1 = -v_i$$

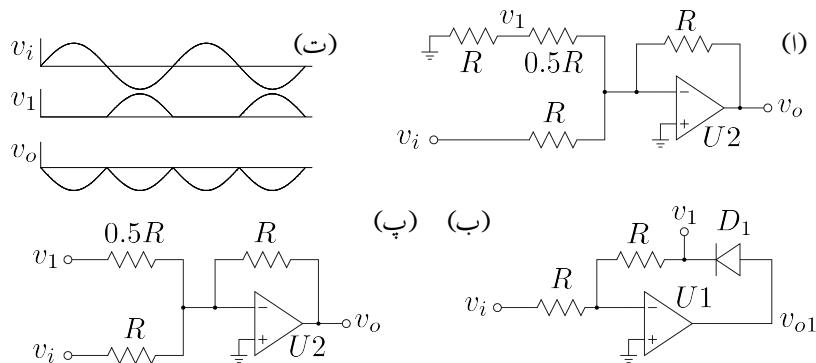
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_{o1} = v_1 + v_D$  ہو گا جہاں  $v_D$  سیدھے مائل ڈائیوڈ  $D_1$  پر برقرار دباو ہے۔  $v_1$  کے استعمال سے جمع کار کو شکل 2.27 پ کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے جس سے

$$v_o = -v_i - 2v_1$$

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



شکل 2.26: کامل اہر سٹ کار



شکل 2.27: کامل اہر سٹ کار کر کردگی

متنقی جمع		
V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>O</sub>
0	0	0
0	5	5
5	0	5
5	5	5

شکل 2.28: متنقی جمع

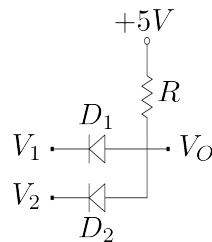
## 2.9 ڈائیوڈ کے متنقی ادوار

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

اس دور میں دو ڈائیوڈ استعمال کئے گئے ہیں۔ دور کے دو غیر تابع داخلی بر قی دباؤ (اشارات) کو V<sub>1</sub> اور V<sub>2</sub> جبکہ خارجی بر قی دباؤ کو V<sub>O</sub> کہا گیا ہے۔ یہ ایک مخصوص دور ہے جس کے داخلی بر قی دباؤ کے دو ہی ممکنہ قیمتیں ہیں۔ یہ تو یا صفر وولٹ (0 V) اور یا پھر پانچ وولٹ (5 V) ہو سکتے ہیں۔ یوں داخلی جانب چار ممکنہ صورتیں پائی جاتی ہیں جنہیں شکل میں بطور جدول دکھایا گیا ہے۔ آئیں باری باری ان چار صورتوں پر غور کریں۔

پہلی صورت میں دونوں داخلی بر قی دباؤ صفر وولٹ ہیں یعنی V<sub>1</sub> = 0 اور V<sub>2</sub> = 0 ہیں۔ یہ جدول کی پہلی صف میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت میں واضح ہے کہ دور میں بر قی رو ممکن نہیں۔ یوں خارجی جانب نسب مزاحمت

متنقی ضرب		
V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>O</sub>
0	0	0
0	5	0
5	0	0
5	5	5



شکل 2.29: متنقی ضرب

میں برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے اس کے سروں کے مابین برقی دباؤ بھی صفر وولٹ ہو گا۔ جدول کی پہلی صفحہ میں دیکھ جانب V<sub>O</sub> کی صفحہ میں 0 اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

دوسری صورت V<sub>1</sub> صفر وولٹ جبکہ V<sub>2</sub> پانچ وولٹ کے برابر ہے یعنی V<sub>1</sub> = 0 V جبکہ V<sub>2</sub> = 5 V ہے۔ اس صورت کو جدول کے دوسری صفحہ میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں ڈائیوڈ D<sub>2</sub> سیدھا مائل جبکہ D<sub>1</sub> الٹ مائل ہے۔ یوں D<sub>2</sub> کو چالو سوچ جبکہ D<sub>1</sub> کو منقطع سوچ تصور کر کے یہ واضح ہے کہ خارجی برقی دباؤ پانچ وولٹ ہے یعنی V<sub>O</sub> = 5 V ہے۔

اسی طرح جدول کی تیری صفحہ کے حوالے سے D<sub>1</sub> سیدھا مائل جبکہ D<sub>2</sub> الٹ مائل ہو گا اور یوں V<sub>O</sub> = 5 ہو گا۔ جدول کی آخری صفحہ میں دونوں ڈائیوڈ ہے مائل ہوں گے اور یوں V<sub>O</sub> = 5 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 بڑھانی جا سکتی ہے۔

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

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

OR 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 نہایت کارآمد ثابت ہوں گے۔ ڈائیوڈ کے ادوار میں اسے متعارف کرنے سے ان خط کا سمجھنا نسبتاً آسان ہوتا ہے۔

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

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

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

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

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

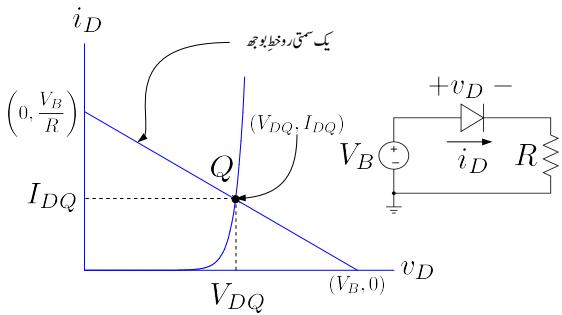
ان دو مساوات کو کئی طریقوں سے حل کر کے  $i_D$  اور  $v_D$  اصل کئے جاسکتے ہیں۔ آئیں انہیں حل کرنے کے چند طریقے دیکھیں۔

### 2.10.1 گراف کا طریقہ

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

شکل 2.30 میں مساوات 2.15 کے خط کو یک سمتی رو خطِ بوچہ<sup>64</sup><sup>65</sup> کہا گیا ہے۔ اس نام کو چھوٹا کر کے اسے خطِ بوچہ بھی کہتے ہیں۔ آئیں اس خط پر غور کرتے ہیں۔ خطِ بوچہ کی ڈھلوان<sup>65</sup>

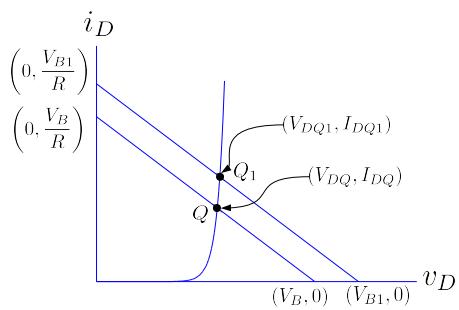
$$\frac{\Delta i_D}{\Delta v_D} = -\frac{1}{R}$$

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

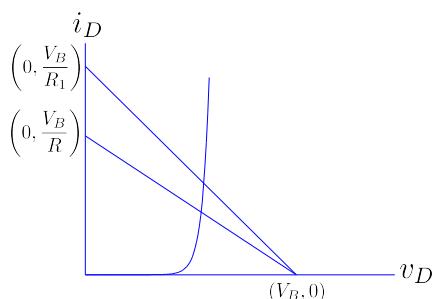
یوں اگر مزاحمت برقرار رکھتے ہوئے دور میں داخلی برقی دباؤ  $V_B$  کی قیمت بڑھا کر  $V_{B1}$  کر دی جائے تو خطِ بوچہ افقي محور کو موجودہ جگہ سے قدیر دائیں جانب  $(V_{B1}, 0)$  پر ٹکرائے گا اور عمودی محور کو  $\left(0, \frac{V_{B1}}{R}\right)$  پر ٹکرائے گا۔

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

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



شکل 2.31: داخلي برقي داوك خط بو جھ پاشر



شکل 2.32: مراجعت کي تبدیلی کا خط بو جھ پاشر

## 2.10.2 دہرانے کا طریقہ

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

---

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

حل: مساوات 2.16 سے

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

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

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

ڈائیوڈ پر  $V_{D_0}$  برقی رو اس صورت ہوتا جب اس میں  $I_{D_0}$  برقی رو گزرتی جگہ ہم دیکھ سکتے ہیں کہ اصل دور میں برقی رو  $I_{D_1}$  کے قریب ہو گی اور یوں  $I_{D_1}$  کے نسبت سے حاصل شدہ برقی رو  $V_{D_1}$  اصل قیمت کے زیادہ قریب برقی رو ہو گا۔ یوں اگر  $V_{D_1}$  استعمال کرتے ہوئے یہ سارا سلسلہ دوبارہ دہرا یا جائے یعنی مساوات 2.15 میں  $V_{D_1}$  استعمال کرتے ہوئے  $I_{D_2}$  حاصل کیا جائے تو حاصل برقی رو مزید بہتر جواب ہو گا اور اگر مساوات 2.16 میں  $I_{D_2}$  استعمال کرتے ہوئے  $V_{D_2}$  حاصل کیا جائے تو یہ  $V_{D_1}$  سے بہتر جواب ہو گا۔ اس

iteration method<sup>66</sup>

طریقے کو اس وقت تک دھرا جاتا ہے جب تک حاصل قیمتوں میں تبدیلی قابل نظر انداز ہو جائے۔ آئین دھرانے کے اس طریقے کو استعمال کریں۔

مساوات 2.15 میں  $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$  استعمال کرنے سے

$$I_{D_1} = \frac{V_B - V_{D_0}}{R} = \frac{15 - 0.6}{15000} = 0.96 \text{ mA}$$

اور مساوات 2.16 میں  $I_{D_1}$  کے استعمال سے

$$V_{D_1} = V_T \ln \frac{I_{D_1}}{I_S} = 0.025 \times \ln \left( \frac{0.96 \times 10^{-3}}{7.550269 \times 10^{-14}} \right) = 0.58165077 \text{ V}$$

یہ برقی دباؤ گزشته اخذ کردہ قیمت سے زیادہ درست قیمت ہے لہذا اس کو استعمال کرتے ہوئے ہم ایک مرتبہ پھر مساوات 2.15 حل کرتے ہیں۔

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

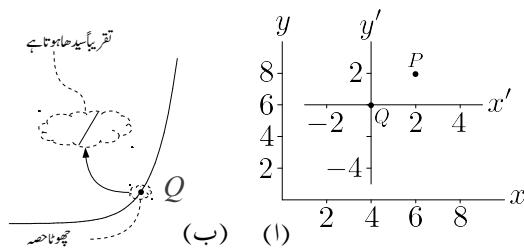
یہ جواب بالکل درست تب ہوتا اگر 0.9612233 mA پر ڈائیوڈ کا برقی دباؤ 0.58165077 V ہوتا مگر ایسا نہیں ہے لہذا ہمیں ایک مرتبہ پھر ڈائیوڈ کے برقی دباؤ کا بہتر اندازہ لگانا ہو گا۔ یوں  $I_{D_2}$  کو 0.9612233 mA اور ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کو  $V_{D_2}$  لیتے ہوئے۔

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

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

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

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



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

## 2.11 کار تیسی محمد اور ترسیم

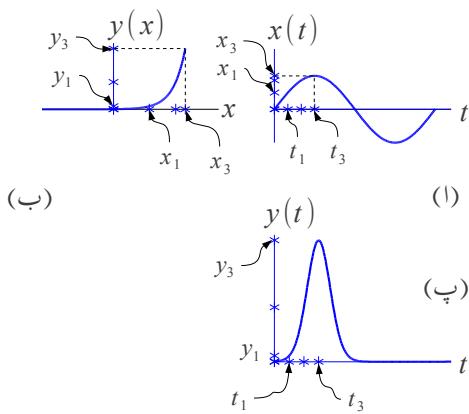
اس حصے میں کار تیسی محمد اور ترسیم پر غور کیا جائے گا جس کی اس کتاب میں کئی جگہ ضرورت پیش آئے گی۔ اگرچہ اس حصے کو کتاب کے آخر میں ضمیمہ کے طور رکھنا چاہئے تھا مگر اس کی اہمیت کو دیکھتے ہوئے میں نے اسے اس باب کا حصہ بنایا ہے۔ طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ اس حصے کو بخوبی سمجھیں۔

## 2.11.1 محمد کی منتقلی

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

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

شکل 2.33 ب میں یہ حقیقت دکھایا گیا ہے کہ کسی بھی خط کے چھوٹے سے حصے کو سیدھا تصور کیا جا سکتا ہے۔ اگر کبھی آپ کسی خط کا چھوٹا حصہ لیں اور آپ کو لگے کہ یہ چھوٹا حصہ سیدھا تصور کرنے کے قابل نہیں ہے تو اس سے مزید چھوٹا حصہ لیجئے۔ اس شکل میں چھوٹے بلبلے میں گھیرے خط کو بڑھے بلبلے میں بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے جہاں اس کا سیدھا پن صاف واضح ہے۔



شکل 2.34: وقت کے ساتھ بدلتے متغیرات کی مثال

## 2.11.3 گراف سے قیمت حاصل کرنے کا عمل

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

جدول 2.1: گراف سے حاصل کی گئی قیمتیں						
x	0	1	2	3	4	
y	0	0.03	0.12	0.44	1.49	4.99

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

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

$$\Delta t_2 = t_3 - t_2$$

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

$$\Delta t_5 = t_6 - t_5$$

اور کسی اور دو قریبی نقاط کے درمیان فاصلہ مثلاً

$$\Delta t_8 = t_9 - t_8$$

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

جدول 2.2: $x(t)$ بال مقابل $t$ کا جدول					
$t_0$	$t_1$	$t_2$	$\dots$	$t_n$	
$x_0$	$x_1$	$x_2$	$\dots$	$x_n$	

جدول 2.2 میں دئے  $x$  پر شکل 2.34 ب سے  $y$  کے قیمتیں حاصل کریں۔ یوں حاصل  $y_0, y_1, y_2, \dots, y_n$  کو استعمال کرتے ہوئے (2.3) کا جدول  $y(t)$  بال مقابل  $t$  کی طرح گراف کریں۔

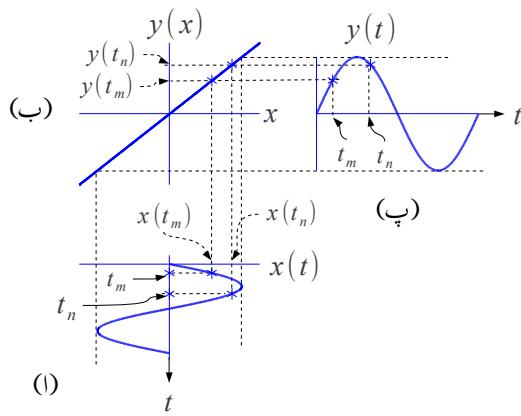
جدول 2.3: $y(t)$ بال مقابل $t$ کا جدول					
$t_0$	$t_1$	$t_2$	$\dots$	$t_n$	
$y_0$	$y_1$	$y_2$	$\dots$	$y_n$	

یہاں میں بتانا چاہوں گا کہ اس مثال میں تفاضل  $y(x)$  خم دار<sup>67</sup> تھا۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے تفاضل  $y(t)$  سے تفاضل  $x(t)$  کی حاصل کی گئی۔ اور  $y(t)$  کی شکلیں باکل مختلف ہیں۔

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

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

curved<sup>67</sup>



شكل 2.35: سیدھاتناعل 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  $y(x)$  نہایت اہمیت کا حامل ہے اور اس موقع سے فائدہ اٹھاتے ہوئے ہم اسی کو استعمال کرتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ مساوات 2.17 میں شکل 2.33 ب میں نقطہ  $Q$  پر خط کے چھوٹے سیدھے حصے کی ڈھلوان ہے یعنی  $m$

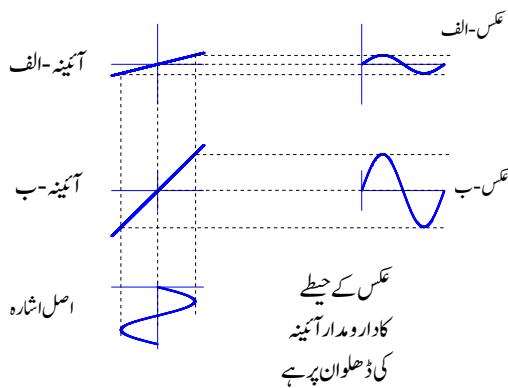
$$(2.18) \quad m = \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_Q$$

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

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

شکل ب اور شکل پ یوں بنائے جاتے ہیں کہ شکل پ کا  $y$  محدود شکل ب کے  $y$  محدود کے بالکل دائیں جانب برابر رکھا جائے اور ان کی جامات بھی برابر ہو۔ یوں شکل ب کے  $y(t_m)$  اور  $y(t_n)$  نقطوں سے شکل

<sup>68</sup> یہ یہ خط کی مساوات  $y = mx + c$  ہے جہاں  $c$  وہ نقطہ ہے جہاں خط  $y$  محور کو کھاتا ہے۔ سیدھاتناعل  $(0, 0)$  سے گزرنے کی صورت میں  $c = 0$  ہو گا اور یوں سیدھے خط کی مساوات  $y = mx$  ہو گی۔



شکل 2.36: عکس کا حیطہ بال مقابل آئینے کی ڈھلوان

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

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

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

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

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

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

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

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

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

اسی طرح مساوات 2.18 کو یوں لکھا جائے گا

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

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

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

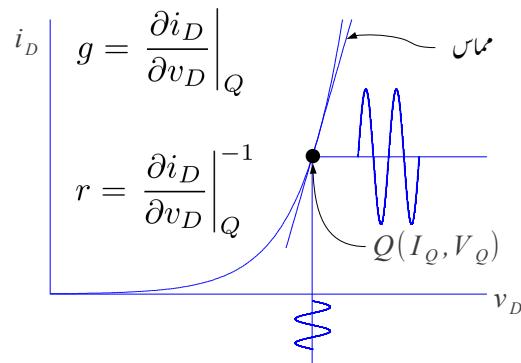
## 2.12 باریک اشاراتی تجزیہ

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

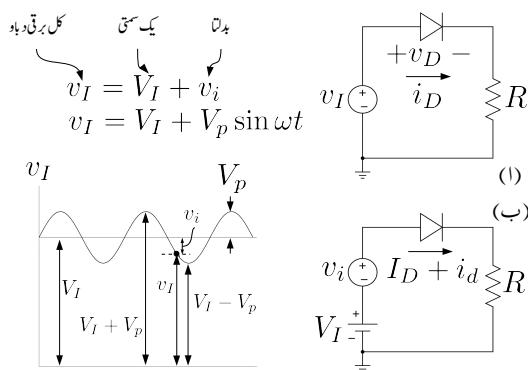
$$(2.23) \quad v_I = V_I + v_i$$

## 2.12. باریک اشاراتی تجزیہ

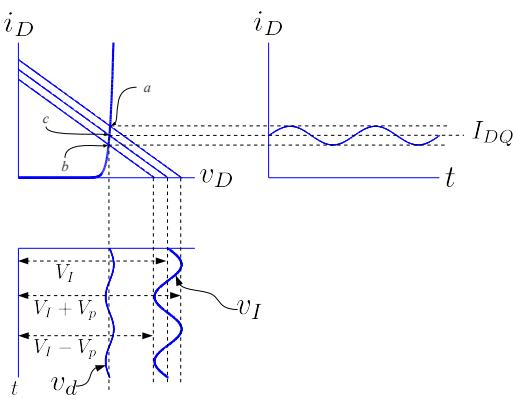
139



شکل 2.37: باریک اشاراتی موصیت اور باریک اشاراتی مزاحمت



شکل 2.38: باریک اشارہ



شکل 2.39: ڈائیوڈ پر باریک اشارات

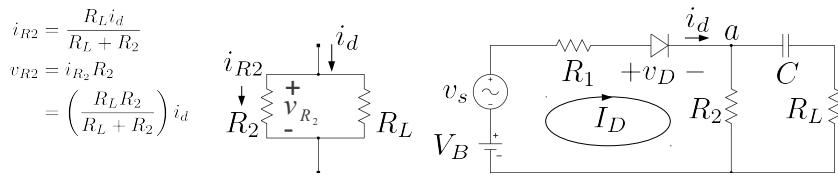
باریک اشارہ<sup>71</sup> سے مراد وہ بدلتا اشارہ ہے جس کا جیٹ دور میں پائے جانے والے یک سمی برقی دباؤ یا یک سمی برقی رو کی قیتوں سے نہیت کم ہو (یعنی  $V_I < < v_i$  )۔

شکل 2.31 میں تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ کا خط 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 مائل (slope) حاصل کئے جاتے ہیں۔

شکل 2.39 میں  $0 = \omega t_0 = 90$  اور  $\omega t_0 = 270$  پر داخلی برقی دباؤ  $V_I$  اسٹعمال کرتے بوجھ گراف کئے گئے ہیں۔

شکل 2.38 کے داخلی برقی دباؤ کے گراف کو گھڑی کی سمت 90 کے زاویہ گھما کر شکل 2.39 میں بنایا گیا ہے۔ یوں تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ سے 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: ڈائوڈ کے دور میں کپیسٹر کے استعمال سے بدلتی رو، خطِ بوجہ پیدا ہوتا ہے

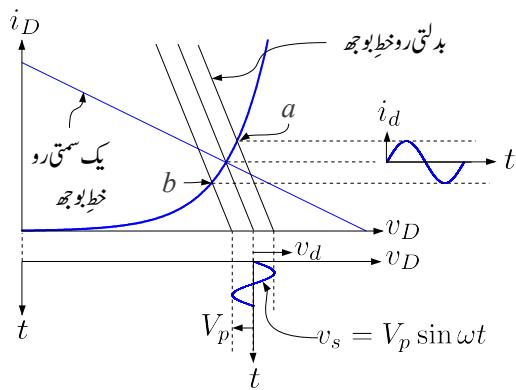
## 2.12.1 بدلتی رو، خطِ بوجہ

حصہ 2.10 میں یک سمی خلیہ کی گفتگو کی گئی۔ اسی کو آگے بڑھاتے ہوئے بدلتی رو، خطِ بوجہ<sup>72</sup> کو یہاں پیش کیا جائے گا جس کا اگلے باہم میں کلیدی کردار ہو گا۔ شکل 2.40 میں دکھائے ڈائوڈ کے دور میں کپیسٹر بھی استعمال کیا گیا ہے۔ تصور کریں کہ باریک اشارہ  $v_s$  کے تعداد پر کپیسٹر کو قصر دور (یعنی  $0 \rightarrow |X_C|$ ) تصور کیا جاسکتا ہے۔ چونکہ کپیسٹر میں سے یک سمی 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 جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے سے یک سمی دور حاصل ہوتا ہے جس کے یک سمی خلیہ کی ڈھلوان  $\frac{1}{R_1+R_2}$  ہو گی اور  $R_L$  کا اس میں کوئی کردار نہیں ہو گا۔

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



شکل 2.41: بدلتی رو خط بوجھ

اس طرح پہلے یک سمتی رو خط بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس سے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے۔ نقطہ مائل سے گزرتا بدلتی رو، خط بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس کی ڈھلوان بدلتے اشارہ کی بوجھ سے حاصل کی جاتی ہے۔ بدلتے اشارہ کے موجودگی میں بدلتی رو، خط بوجھ ڈائیوڈ کے خط پر نقطہ Q کے قریب تریب رہتے ہوئے a اور b کے درمیان چال قدی کرتا ہے۔ یہاں بھی نقطہ کارکردگی پر باریک اشارات کے لئے ڈائیوڈ کے خط کو سیدھا تصور کرتے ہوئے محدود بنائے جاسکتے ہیں جن سے  $v_d$  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 ہائی دائرے میں صرف یک سمتی برتنی رو  $I_D$  گزرتے گی جس سے مزاحمت  $R_2$  پر برتنی دباؤ  $I_D R_2$  پیدا ہو گا۔ یہی برتنی دباؤ جو  $a$  پر پہلا جائے گا۔  $R_L$  اور کپیسٹر C آپس میں سلسلہ دار جڑے ہیں۔ یوں ان کی برتنی رکاوٹ  $R_L + \frac{1}{j\omega C}$  ہے۔ یہ برتنی رکاوٹ  $R_2$  کے متوازی جڑی ہے۔  $R_L$  اور کپیسٹر مل کر برتنی رکاوٹ Z پیدا کرتے ہیں جہاں

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

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

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

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

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

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

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

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

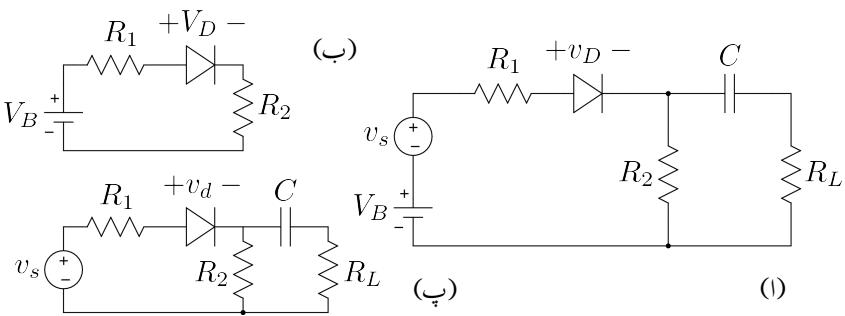
$$\begin{aligned} V_B + v_s &= I_D R_1 + v_D + (I_D + i_{R2}) R_2 \\ &= (I_D + i_d) R_1 + (V_D + v_d) + \left[ I_D + \left( \frac{R_L}{R_L + R_2} \right) i_d \right] R_2 \end{aligned}$$

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

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

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

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



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

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

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

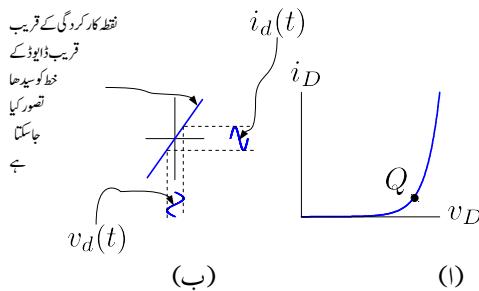
$$i_d = \frac{v_s}{R_1 + r_d + \left( \frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right)}$$

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

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

## 2.12.2 باریک اشاراتی مزاجت

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



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 برتنی دباؤ بالمقابل برتنی رو کا خط سیدھی لکیر ہوتا ہے۔ اگر نقطہ  $c$  پر  $v_d - i_d$  کا کارتنی محدود بنایا جائے<sup>74</sup> اور گراف کو  $b$  سے  $a$  تک محدود کر دیا جائے تو اس خطے میں ڈائیوڈ کے مساوات کا گراف عام مزاحمت کا گراف معلوم ہوتا ہے۔ شکل 2.43 اف کے نقطہ کارکردگی  $Q$  کے قریب قریب رہتے ہوئے ڈائیوڈ کے خط کو سیدھا تصور کرتے ہوئے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ یوں ان دونکتوں کے مابین ڈائیوڈ کو مزاحمت  $r_d$  تصور کیا جاسکتا ہے جیسا

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

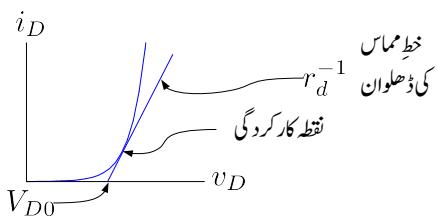
شکل 2.43 میں وسیع اشاراتی محدود  $(i_d - v_d)$  جبکہ شکل 2.43 ب میں باریک اشاراتی محدود  $r_d$  استعمال کئے گئے ہیں۔ شکل ب میں یہ بھی دیکھتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  کو استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی برتنی دباؤ  $v_d(t)$  پر اس کے باریک اشاراتی برتنی رو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

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

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

<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 محدود کی متعلقی پر بحث کی گئی۔



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

$r_d$  کو ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی 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 تفرقہ<sup>77</sup> لیں گے۔ اس تفرقہ کی قیمت نقطہ  $i_D = I_{DQ}$  پر حاصل کر کے نقطہ کارکردگی پر مزاحمت  $r_d$  حاصل کی جائے گی یعنی

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

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

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

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

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

---

small signal resistance<sup>75</sup>  
tangent<sup>76</sup>  
differentiation<sup>77</sup>

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

$$(2.35) \quad r_d = \left( \frac{di_D}{dv_D} \right)^{-1} \Big|_{I_{DQ}} = \frac{V_T}{I_{DQ}}$$


---

مثال 2.11: ایک ڈائیوڈ جس کا  $i_D = 25 \mu\text{A}$  اور  $I_S = 9.32 \times 10^{-14} \text{ A}$  کے برابر ہو کی کی برقی رود پر باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔

حل: مساوات 2.35 کے تحت پر  $i_D = 15mA$

$$(2.36) \quad r_d = \frac{25 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-3}} = 1.667 \Omega$$

اور  $i_D = 25 \mu\text{A}$

$$(2.37) \quad r_d = \frac{25 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-6}} = 1000 \Omega$$


---

## 2.13 طبیعت نیم موصل اشیاء

ڈائیوڈ نیم موصل 78 مواد سے بنائے جاتے ہیں۔ اس حصہ میں نیم موصل اشیاء کی طبیعت پر غور کیا جائے گا۔ اگرچہ بر قیاتی پر زہ جات جرمینیم یا سلیکان دونوں سے بنائے جاسکتے ہیں، حقیقت میں سلیکان کی عدمہ خوبیوں کی بدولت بر قیاتی پر زہ جات زیادہ تر سلیکان سے بنایا جاتا ہے۔ اسی وجہ سے اس کتاب میں صرف سلیکان پر بات کی جائے گی۔

semiconductor<sup>78</sup>

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 ایٹمی نمونہ ایٹمی 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<sup>89</sup> بناتے ہیں۔

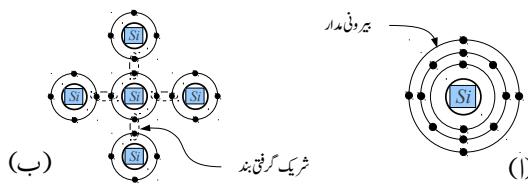
بر قیمتی پر زہ جات بنانے کی خاطر 99.9999999% فی صد خالص سیلیکان درکار ہوتا ہے جسے عموماً نو صاف سیلیکان پکارا جاتا ہے۔ اتنی خالص سیلیکان حاصل کرتا از خود فنی مہارت کی انتہا ہے۔ خالص سیلیکان غیر موصل ہوتا ہے البتہ اس میں، نہیت باریک مقدار میں، مختلف اجزاء کی ملاوٹ<sup>90</sup> سے اس کے موصلیت<sup>91</sup> 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 آسکیجن کا مرکب  $\text{SiO}_2$  ہے۔

سیلیکان کا ایشمنی عدد<sup>93</sup> یا جوپری عدد 14 ہے۔ یوں اس کے بیرونی مدار میں چار الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ اس کے بیرونی مدار میں آٹھ ایکٹران پورا کرنے کی خاطر یہ چار قربتی سیلیکان ایٹمیں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنا کر سیلیکان کا قلم<sup>94</sup> بناتا ہے۔ شکل 2.45 میں اس کی سادہ صورت دکھائی گئی ہے۔ حقیقی صفر حرارت 0K پر موجود سیلیکان کے قلم میں تمام شریک گرفتی بند برقرار رہتے ہیں اور یوں اس میں آزاد الیکٹران کے عدم موجودگی کی وجہ سے یہ غیر موصل ہوتا ہے۔ جیسے جیسے سیلیکان کا درجہ حرارت بلند کیا جائے، حرارتی توانائی کی بنا پر اس میں جگہ جگہ شریک گرفتی بند منقطع ہونا شروع ہو جاتے ہیں۔

شریک گرفتی بند میں قید الیکٹران اس بند کے ٹوٹنے سے آزاد ہو جاتا ہے۔ بند کے ٹوٹنے سے الیکٹران خارج ہو کر آزاد مقنی بار کے طور سیلیکان میں حرکت کرتا ہے اور یوں یہ قلم کی موصلیت میں کردار ادا کرتا ہے۔ اس طرح

---

periodic table <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>



فکل 2.45: سیکان ایٹم اور سیکان قلم میں شریک گرفتہ بند

شریک گرفتہ بند کی قید سے آزاد ہوا الیکٹران جواب سیکان میں آزادی سے حرکت کر سکتا ہو کو آزاد الیکٹران<sup>95</sup> یا متحرک الیکٹران<sup>96</sup> کہتے ہیں۔ اسی طرح شریک گرفتہ بند ٹوٹنے کی وجہ سے الیکٹران کے اخراج سے اس مقام پر خالی خلاء رہ جاتا ہے اور یہاں موجود سیکان کا ایٹم ثابت بار اختیار کر لیتا ہے۔ ثابت ایٹم قریب موجود شریک گرفتہ بندوں سے الیکٹران کھینچ کی کوشش کرتا ہے اور کبھی بکھار لیا کرنے میں کامیاب ہو جاتا ہے۔ یوں اس ایٹم کا بار دوسرے ایٹم کو منتقل ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس خلاء کا مقام بھی تبدیل ہو کر دوسرے ایٹم کے مقام پر منتقل ہو جاتا ہے۔ ایسا بار بار ہونے سے خلاء مسلسل جگہ تبدیل کرتا ہے۔ خلاء اور ثابت ایٹم کا مقام ایک ساتھ حرکت کرتے ہیں گویا کہ خلاء از خود ثابت بار ہو۔ یوں سیکان میں آزادی سے حرکت کرتے ثابت خلاء کو آزاد خول<sup>97</sup> یا متحرک خول<sup>98</sup> کہتے ہیں۔ آزاد خول بالکل آزاد الیکٹران کی طرح سیکان کی موصیت میں کردار ادا کرتا ہے۔ آزاد خول کا بار الیکٹران کے بار کے برابر مگر ثابت ہوتا ہے۔

حرارت سے شریک گرفتہ بند ٹوٹنے کی وجہ سے پیدا آزاد الیکٹران (متفق بار) کو حرارق الیکٹران<sup>99</sup> جبکہ اس سے پیدا آزاد خول (ثابت بار) کو حرارق خول<sup>100</sup> بھی کہتے ہیں۔ چونکہ ایک شریک گرفتہ بند ٹوٹنے سے ایک آزاد الیکٹران اور ایک آزاد خول وجود میں آتے ہیں لہذا حرارتی الیکٹران اور حرارتی خول کی تعداد ہر صورت برابر رہتی ہے۔ حرارت سے پیدا الیکٹران اور خول کو اقلیتی 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 حرارتی پیدائش<sup>103</sup> کہتے ہیں۔ حرارتی 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 سیلیکان میں بلا ترتیب حرکت کرتے ہیں اور ایسا کرتے ہوئے کبھی کبھار آپس میں دوبارہ جڑ جاتے ہیں۔ ان کے جڑنے سے ایک آزاد الیکٹران اور ایک آزاد خول کا وجود ختم ہو جاتا ہے۔ اس عمل کو دوبارہ 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۔

$$(2.38) \quad p_i^2 = n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E\sigma}{kT}}$$

جہاں

$n_i$  حرارتی الیکٹران کی تعداد فی مرلیع سنتی میٹر ہے۔

$p_i$  حرارتی خول کی تعداد فی مرلیع سنتی میٹر ہے۔

$B$  کی مقدار ہر عنصر کے لئے مختلف ہے۔ سیلیکان کے لئے اس کی قیمت  $5.4 \times 10^{31}$  ہے۔

$T$  حرارتی ہے۔ اس کی اکالی کیلوں K ہے۔

$k$  بولٹزمن کا مستقل  $8.62 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$

$E_G$  یہ شریک گرفتی بند منقطع کرنے کے لئے درکار توانائی ہے جس کی قیمت سیلیکان کے لئے  $1.12 \text{ eV}$  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

کیمیائی دوری جدول کے پانچوں جماعت میں ناٹروجن N، فاسفورس P وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان عناصر کے ایٹھوں کے بیرونی مدار میں پانچ الکیٹران پائے جاتے ہیں۔ ناٹروجن کو مثال بناتے دیکھتے ہیں کہ سیلیکان کے قلم میں ان عناصر کی، نہ لیت باریک مقدار میں، موجودگی کے کیا اثرات مرتب ہوتے ہیں۔

سیلیکان کے قلم میں سیلیکان کے ایٹھ ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سیلیکان کے قلم میں شامل کئے جانے والے ملاوی ناٹروجن کے ایٹھوں کی تعداد نہایت کم ہوتی ہے اور یوں ناٹروجن کے ایٹھوں کی موجودگی کا قلم میں ایٹھوں کے ترتیب پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شامل کئے جانے والے ملاوی ناٹروجن کے ایٹھ قلم میں ایٹھ کو سیلیکان ایٹھ کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔ شکل 2.46 میں ناٹروجن کے ایٹھ کو سیلیکان کے قلم میں بنتے دکھایا گیا ہے۔ ناٹروجن ایٹھ کے بیرونی مدار میں موجود پانچ الکیٹرانوں میں سے چار الکیٹران قلم میں قریب چار سیلیکان ایٹھوں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنانے پیں جبکہ پانچوں الکیٹران فالتوڑہ جاتا ہے۔ اس فالتوڑا الکیٹران کا ناٹروجن ایٹھ کے ساتھ کمزور بند<sup>108</sup> ہوتا ہے جسے الکیٹران کی حرارتی توانائی جلد منقطع کر کے الکیٹران کو آزاد کر دیتی ہے۔ اس طرح آزاد الکیٹران قلم میں مکمل آزادی کے ساتھ حرکت کر سکتے ہیں جس سے قلم موصل ہو جاتا ہے۔ قلم میں ناٹروجن ایٹھوں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا جاتا ہے۔ شکل 2.46 میں ایک آزاد الکیٹران<sup>109</sup> کو سیلیکان ایٹھوں کے مابین دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر شامل کئے گئے ملاوی ناٹروجن ایٹھوں کی تعدادی کشافت  $N_D$  ایٹھ فی مربع سنٹی میٹر ہوتی اس سے پیدا آزاد الکیٹرانوں کی کشافت  $n_{n0}$  تقریباً اتنی ہی ہو گی یعنی

$$(2.40) \quad n_{n0} \approx N_D$$

اس مساوات میں حرارتی آزاد الکیٹرانوں کی تعداد کو نظر انداز کیا گیا ہے جو کہ ایک جائز قدم ہے۔ نیم موصل اشیاء کی طبیعتیات سے معلوم ہوتا ہے کہ حرارتی توازن کی صورت میں آزاد الکیٹران کی کشافت  $n_{n0}$  اور آزاد خول کی کشافت  $p_{n0}$  کے ضرب کا جواب اٹل ہوتا ہے یعنی

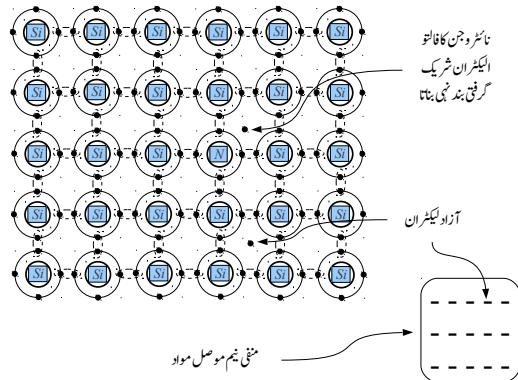
$$(2.41) \quad n_{n0} p_{n0} = n_i^2$$

جہاں کسی بھی درجہ حرارت پر  $n_i^2$  کی قیمت مساوات 2.38 سے حاصل ہو گی۔ یوں منفی نیم موصل سیلیکان میں آزاد خول کی کشافت

$$(2.42) \quad p_{n0} = \frac{n_i^2}{n_{n0}} \approx \frac{n_i^2}{N_D}$$

---

bond<sup>108</sup>  
free electron<sup>109</sup>



شکل 2.46: ناکڑو جن کی شمولیت سے منفی نیم موصل کا حصول

ہو گی۔ منفی نیم موصل میں اکثریتی الیکٹرونوں<sup>110</sup> کی کثافت شامل کئے جانے والے مادوں 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 الیکٹران کی تعداد آزاد خول کی تعداد سے کمی درجہ زیادہ ہو گی۔

اسمثال میں ناکڑو جن کی شمولیت سے سیلکان میں متحرک آزاد الیکٹران یعنی متھرک منفی بار<sup>112</sup> نے موصلیت پیدا کی۔ ایسے سیلکان کو منفی قسم کا نیم موصل یا منفی نیم موصل<sup>113</sup> کہتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل تیار کرنے کی خاطر سیلکان میں کیمیائی دوری جدول کے پانچویں جماعت کے عناصر بطور ملاوت شامل کئے جاتے ہیں۔ کسی بھی مکمل ایٹم میں پروٹون اور الیکٹران کی تعداد برابر ہوتی ہے۔ یوں ایٹم کا کل بار صفر ہوتا ہے۔ سیلکان میں ناکڑو جن بطور ملاوت شامل کرنے سے اس کا کل بار صفر ہی رہتا ہے۔ ناکڑو جن ایٹم کے فالتوں الیکٹران کی جدائی کے بعد ناکڑو جن ایٹم ثابت بار رکھتا ہے۔ یوں اگرچہ قلم کا کل بار اب بھی صفر ہی ہے لیکن جس مقام پر ناکڑو جن کا ثبت ایٹم موجود ہو اس مقام پر کل بار ثبت ہو گا اور جس مقام پر آزاد الیکٹران موجود ہو وہاں کل بار منفی ہو گا۔

قلم میں تمام ایٹم اپنی اپنی جگہ جکڑے رہتے ہیں۔ یہ اپنی اپنی جگہ جھوٹ سکتے ہیں لیکن جگہ تبدیل نہیں کر سکتے۔ ایسے ایٹموں کو ساکن تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ قلم میں جگہ جگہ ساکن ثابت بار والے ناکڑو جن ایٹم

majority 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 بار ساکن رہتے ہیں جبکہ اس میں منفی بار (آزاد الیکٹران) حرکت پذیر ہوتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل مواد میں برقی روکا بہاؤ آزاد الیکٹران کے حرکت سے ہوتا ہے۔ آزاد الیکٹران نیم موصل مواد کے وجود میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ایٹم یا مالکیوں حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد الیکٹران کو کبھی 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 کرنا بھی شکل میں دکھایا گیا ہے جہاں (-) آزاد الیکٹران کے وجود کو اجاگر کرتا ہے ناکہ کلہ برقی بار کو۔ سلیکان میں بیرونی مادہ مثلًا ناکڑ و جن کے شمولیت سے پیدا آزاد الیکٹران کو اکثریتی الیکٹران<sup>117</sup> بھی کہتے ہیں۔

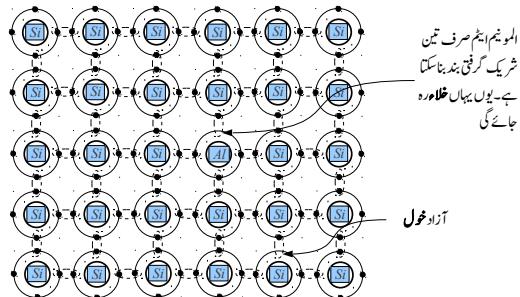
## 2.15 ثبت قسم کا نیم موصل

کیمیائی دوری جدول کے تیرے جماعت میں بوران B، المونیم Al وغیرہ پائے جاتے ہیں جن کے بیرونی مدار میں صرف تین الیکٹران ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں اس جماعت کے عناصر کی شمولیت کے اثرات دیکھنے کی خاطر المونیم کی شمولیت کو مثال بناتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں سلیکان کے ایٹم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں بطور ملاوٹ شامل کئے جانے والے المونیم ایٹوں کی تعداد نہایت کم ہونے کی بنا پر یہ قلم میں ایٹوں کے ترتیب پر اثر انداز نہیں ہوتے۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹ المونیم کے ایٹم قلم میں جگہ جگہ سلیکان ایٹم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔

شکل 2.47 میں المونیم کے ایٹم کو سلیکان کے قلم میں لیتے دکھایا گیا ہے۔ قلم میں لیتے المونیم ایٹم کے بیرونی مدار میں موجود تین الیکٹران قلم میں قریب تر تین سلیکان ایٹوں کے ساتھ شریک گرفت بند بناتے ہیں۔ المونیم ایٹم کے بیرونی مدار میں چوتھے الیکٹران کی عدم موجودگی کی بنا پر قریب چوتھے سلیکان ایٹم کے ساتھ شریک گرفت بند بنانا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں اس بند کی جگہ خلاء رہ جاتی ہے۔

---

electron gas<sup>114</sup>  
immobile charges<sup>115</sup>  
mobile charges<sup>116</sup>  
majority electrons<sup>117</sup>



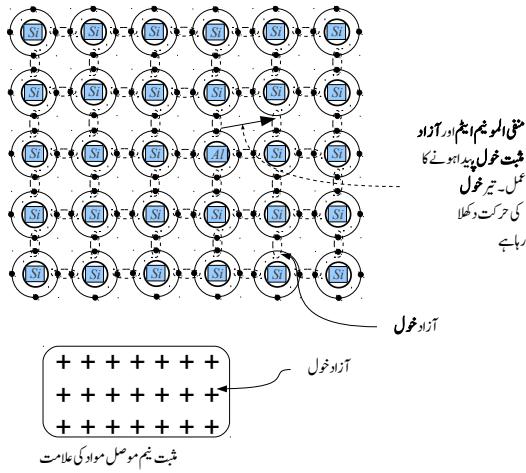
شکل 2.47: المونیم ایٹم قلم میں سیلکان ایٹم کی جگہ لیتا ہے

شکل 2.48 کو دیکھتے ہوئے آگے پڑھیں۔ حرارتی توانائی سے عین ممکن ہوتا ہے کہ اس خلاء کے قریب کوئی شریک گرفتی بند منقطع ہو جائے اور وہاں سے الیکٹران خارج ہو جائے۔ خارج شدہ الیکٹران بھیکتا بھیکتا المونیم کے قریب خلاء کو پُر کر کے یہاں شریک گرفتی بند کو جنم دیتا ہے۔ ایسا ہونے سے المونیم ایٹم منقی بار اختیار کر لیتا ہے جبکہ جہاں سے الیکٹران خارج ہوا ہو اس مقام پر ثبت آزاد خول<sup>118</sup> رہ جاتا ہے۔ اس ثبت آزاد خول کو خول الف کہتے ہوئے گفتگو آگے بڑھاتے ہیں۔ اسی طرح حرارتی توانائی نو پیدا خول الف کے قریب کسی اور شریک گرفتی بند کو منقطع کر کے یہاں سے الیکٹران خارج کرتے ہوئے خول ب پیدا کرے گا اور خارج الیکٹران خول الف تک پہنچ کر اسے پُر کر کے یہاں خول کے وجود کو ختم کر دے گا۔ اسی طرح خول پ پیدا ہونے سے خول ب پُر ہو گا وغیرہ وغیرہ یوں آزاد خول مسلسل جگہ تبدیل کرے گا جبکہ منقی المونیم ایٹم ساکن رہتا ہے۔ مسلسل حرکت پذیر ثبت خول (آزاد خول) کی بدولت قلم کی موصلیت وجود میں آتی ہے جبکہ ساکن منقی بار (المونیم ایٹم) کا قلم کی موصلیت میں کوئی کردار نہیں۔ یوں ثبت نیم موصل مواد میں بر قی روکا یہاں آزاد خول کے حرکت سے ہوتا ہے۔

چونکہ اس طرح کے قلم میں خول بطور ثبت بار کردار ادا کرتا ہے اور یہی موصلیت کو جنم دیتا ہے لہذا اس مثبت قسم کی نیم موصل مواد یا مثبت نیم موصل<sup>119</sup> کہتے ہیں۔ ثبت نیم موصل مواد کو ظاہر کرنا بھی شکل 2.48 میں دکھایا گیا ہے جہاں (+) آزاد خول کے وجود کو اجاگر کرتا ہے ناکہ کلہ بر قی بار کو۔

اس طرح آزاد خول قلم میں مکمل آزادی کے ساتھ حرکت کر سکتے ہیں جس سے قلم موصل ہو جاتا ہے۔ قلم میں المونیم ایٹوں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا جاتا ہے۔ آزاد خول نیم موصل مواد کے وجود

free hole<sup>118</sup>  
p-type semiconductor<sup>119</sup>



شکل 2.48: آزاد خول کی حرکت اور شبت نیم موصل مواد ظاہر کرنے کی علامت

میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ایٹم یا الکٹریوں حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد خول کو کبھی کچھار خول گیس<sup>120</sup> بھی کہا جاتا ہے۔ سیکان میں یہ ورنی مواد مثلاً Al کے شمولیت سے پیدا آزاد خول کو اکثریتی خول<sup>121</sup> بھی کہتے ہیں۔ شبت نیم موصل سیکان بناتے وقت اگر اس میں شامل کئے جانے والے مادوںی ایٹموں کی کثافت  $N_A$  ایٹم فی مرلخ سینیٹ میٹر ہوت اس میں حرارتی آزاد خول کو نظر انداز کرتے ہوئے اکثریتی آزاد خول کی کثافت  $p_{n0}$  بھی تقریباً اتنی ہو گی یعنی

$$(2.43) \quad p_{p0} = N_A$$

جبکہ حرارتی متوازن صورت میں اس میں آزاد الکٹرانوں کی کثافت مساوات 2.41 کے تحت

$$(2.44) \quad n_{p0} = \frac{n_i^2}{p_{p0}} \approx \frac{n_i^2}{N_A}$$

ہو گا۔ شبت نیم موصل میں اکثریتی خول<sup>122</sup> کی کثافت شامل کئے جانے والے مادوںی ایٹموں کی تعداد پر منحصر ہے جبکہ اس میں اقلیتی الکٹرانوں<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 الیکٹران 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 بہاو انہیں کی بدولت ہے۔

### 2.16.1 نفوذ

نفوذ سے مراد الیکٹران اور خول کی وہ بلا ترتیب حرکت ہے جو حرارتی توانائی کی وجہ سے پیدا ہوتی ہے۔ سلیکان میں آزاد الیکٹران (آزاد خول) کی سلیکان تعدادی کثافت کی صورت میں آزاد الیکٹران (آزاد خول) کے نفوذ سے برقی رو پیدا نہیں ہوتی البتہ اگر کسی طرح آزاد الیکٹران (یا آزاد خول) کی تعدادی کثافت ایک مقام پر زیادہ کر دی جائے تو اس صورت میں زیادہ تعدادی کثافت والے مقام سے کم تعدادی کثافت کے مقام کی جانب آزاد الیکٹرانوں (خولوں) کا بہاو ہو گا جس سے برقی رو پیدا ہو گی۔ ایسے برقی رو کو نفوذی برقی رو<sup>127</sup> کہتے ہیں۔ اس حقیقت کو شکل 2.49 کی مدد سے بہتر سمجھا جاسکتا ہے جہاں فرضی سلیکان کے ایک سلاخ میں لمبائی کے جانب آزاد الیکٹرانوں کی تعداد تبدیل ہوتے دکھائی گئی ہے۔ اسی شکل میں اس کا گراف بھی دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں آزاد الیکٹران دائیں جانب نفوذ کریں گے۔ اس طرح سلاخ میں روایتی برقی رو کی سمت بائیں جانب ہو گی۔

پانی میں رنگ نفوذ کے ذریعہ حل ہوتا ہے۔ آزاد خول کے نفوذی برقی رو کی مساوات شکل 2.50 کی مدد سے حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں سلیکان کی ثابت نیم موصل سلاخ دکھائی گئی ہے جس کارقبہ عمودی تراش A ہے۔ شکل میں نقطہ الف پر آزاد خولوں کی تعدادی کثافت  $(p)$  جبکہ اس کے قریب  $\Delta x$  فاصلہ پر نقطہ ب پر تعدادی کثافت  $p + \Delta p$  ہے۔ ان دو نقطوں پر سلاخ کے چھوٹی سی لمبائی  $\Delta x$  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

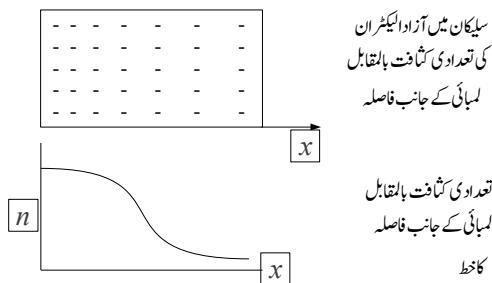
$$\frac{pA\Delta x}{2} - \frac{(p + \Delta p)A\Delta x}{2} = -\frac{\Delta pA\Delta x}{2}$$

diffusion<sup>124</sup>

drift<sup>125</sup>

transportation<sup>126</sup>

diffusion current<sup>127</sup>



شکل 2.49: تعدادی کثافت میں نامواری نفوذ پیدا کرتا ہے۔

ہو گی۔ خول کے بار کو  $q$  لکھتے ہوئے اس لکیر سے دائیں جانب گزرتے کل بار کی مقدار کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\Delta Q_p = -\frac{q \Delta p A \Delta x}{2}$$

تصور کریں کہ بادوں کی یوں منتقلی وقت  $\Delta t$  میں عمل میں آتی ہے۔ اس طرح سلاخ میں برقی رو  $I_p =$  ہو گی یعنی  $\Delta Q_p / \Delta t$

$$I_p = \frac{\Delta Q_p}{\Delta t} = -\frac{q \Delta p A \Delta x}{2 \Delta t}$$

اس برقی رو کی کثافت  $J_p$  کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.45) \quad J_p = \frac{I_p}{A} = -\frac{q \Delta p \Delta x}{2 \Delta t}$$

کسی بھی تفاضل  $y$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں  $\Delta y = \frac{dy}{dx} \Delta x$  یوں موجودہ صورت میں لکھا جا سکتا ہے۔

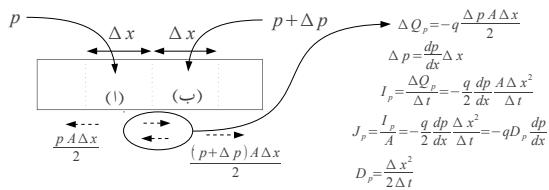
$$(2.46) \quad \Delta p = \frac{dp}{dx} \Delta x$$

ان دو مساواتوں سے حاصل ہوتا ہے

$$(2.47) \quad J_p = \frac{I_p}{A} = -q \frac{dp}{dx} \frac{\Delta x^2}{2 \Delta t}$$

اس مساوات میں

$$(2.48) \quad D_p = \frac{\Delta x^2}{2 \Delta t}$$



شکل 2.50: آزاد خول سے حاصل نفوذی بر قی رو

لکھ کر حاصل ہوتا ہے

$$(2.49) \quad J_p = -q D_p \frac{dp}{dx}$$

یہ مساوات نفوذی بر قی رو کی کثافت یا کثافتِ نفوذی رو<sup>128</sup> کو بیان کرتا ہے۔<sup>129</sup> جہاں

$J_p$  آزاد خولوں سے پیدا نفوذی بر قی رو کی کثافت<sup>130</sup> ہے۔

$q$  خول کے بر قی بدر کی مقدار یعنی  $C \times 10^{-19} \times 1.6$  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 الیکٹرانوں کے لئے نفوذی بر قی رو کی کثافت کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(2.50) \quad J_n = q D_n \frac{dn}{dx}$$

اس مساوات میں منفی کی علامت استعمال نہ کرنے سے ہی بر قی رو کی صحیح سمت حاصل ہوتی ہے۔  $D_n$  آزاد الیکٹران کے نفوذ کا مستقل<sup>132</sup> ہے جس کی قیمت سیکان کے لئے  $34 \text{ cm}^2/\text{s}$  ہے۔

diffusion current density<sup>128</sup>  
نفوذ کے دریچہ مال برداری کے اس قلیل کو اضافہ فیک آدالف (Adolf Fick) نے دریافت کیا<sup>129</sup>  
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 الکٹر ان اور آزاد خول کے حرکت کرنے کا دوسرا ذریعہ بہاو<sup>133</sup> ہے۔ بہاو سے پیدا بر قی روکو بہاو برق رو<sup>134</sup> کہتے ہیں۔

اگر سلیکان کے ایک سلاخ، جس کی لمبائی  $L$  ہو، کے دو سروں کے مابین بر قی دباؤ  $V$  مہیا کی جائے تو اس سلاخ میں برق! شدت<sup>135</sup>  $E$  پیدا ہو گی جہاں

$$E = \frac{V}{L}$$

کے برابر ہے۔ بر قی دباؤ کی شدت آزاد الکٹر ان اور آزاد خول کو اسراع دے گا۔ آزاد خول کا رفتار بر قی شدت کی سمت میں جبکہ آزاد الکٹر ان کا رفتار اس کے الٹ سمت میں بڑھے گا۔ بر قی شدت سے پیدا باروں کے رفتار کو رفتار بہاو<sup>136</sup> کہتے ہیں۔ آگے صرف آزاد الکٹر ان پر گفتگو کرتے ہیں اگرچہ یہ سب کچھ آزاد خول کے لئے بھی درست ہے۔ اس گفتگو میں آزاد الکٹر ان کو صرف الکٹر ان کہیں گے۔

الکٹر ان کی رفتار کے دو اجزاء ہیں۔ ایک جزو حرارتی رفتار ہے جبکہ دوسرا جزو بہاو کی رفتار یا رفتار بہاو ہے۔ اگر سلیکان کے سلاخ میں ہر مقام پر حرارت کیساں ہوتے اس سلاخ میں حرارتی رفتار کی او سط قیمت ہر مقام پر برابر ہو گی۔ حرارتی رفتار بلا ترتیب ہے اور یوں سمیتی حرارتی رفتار کی او سط قیمت صرف ہوتی ہے۔ لہذا اس صورت میں سمیتی حرارتی رفتار کا سلیکان میں بر قی روپیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اس کے بر عکس الکٹر ان کی سمعی رفتار 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 سمیتی رفتار بہاو کے وجہ سے ہوتی ہے۔ سمیتی رفتار بہاو پر اب گفتگو کرتے ہیں۔

بر قی شدت کی وجہ سے حرکت کرتے ہار و قائم فو قماں سا کن ایٹھوں کے ساتھ ٹکرائی کر اپنی توانائی ضائع کر دیتے ہیں اور ان کی خاتمی سمیتی رفتار بہاو<sup>138</sup> صفر ہو جاتی ہے۔ ٹکرانے کے بعد یہ ایک مرتبہ پھر بر قی شدت کی وجہ سے رفتار پڑھتے ہیں۔ یوں ٹکرانے کی وجہ سے الکٹر ان کی رفتار لگاتار نہیں بڑھتی بلکہ یہ کسی او سط رفتار سے سلیکان میں بر قی شدت کے الٹ سمت حرکت کرتے ہیں۔ اس او سط سمیتی رفتار کو او سط سمعی رفتار بہاو یا صرف سمیتی رفتار بہاو کہتے ہیں۔

---

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 اسراع  $a$  پڑے گا جسے نیوٹن<sup>139</sup> کے مساوات  $F = m_n a$  سے حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$a = -\frac{qE}{m_n}$$

اگر الیکٹران کے تکرانے کا اوسط وقفہ  $t_n$  ہو تو اتنے وقت میں ساکن حال سے چلا الیکٹران رفتار  $v_{t_n}$  اختیار کرے گا جہاں

$$v_{t_n} = a \times t_n = -\frac{qEt_n}{m_n}$$

دورانیہ  $t_n$  میں یوں الیکٹران کا اوسط رفتار اس کے آدھا ہو گا یعنی

$$v_n = \frac{v_{t_n}}{2} = -\frac{qEt_n}{2m_n}$$

اس مساوات میں لکھنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(2.51) \quad v_n = -\mu_n E$$

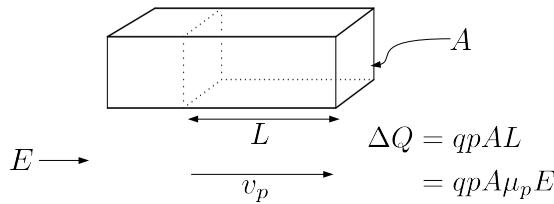
جہاں  $\mu_n$  کو الیکٹران کی حرکت پذیری<sup>140</sup> کہتے ہیں۔ اگر سمیت رفتار بہاؤ کو  $\text{cm/s}$  اور برقی شدت کو  $\text{V/cm}$  میں ناپا جائے تو سیلیکان میں الیکٹران کی حرکت پذیری  $\mu_n$  کی قیمت  $1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  ہے۔ اسی طرح آزاد خول کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.52) \quad v_p = \mu_p E$$

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 کی قیمت سے دس گناہک کم ہو سکتی ہے۔ یہاں گہرائی پر الیکٹران کی حرکت پذیری اور گہرائی پر خول کی حرکت پذیری کی بات کی گئی۔ شکل 2.51 میں ثابت نیم موصل سیلیکان کا سلانخ دکھایا گیا ہے جس میں آزاد خول کی تعدادی کثافت  $p$  فی مریع سنٹی میٹر ہے۔ اگر اس سلانخ میں برقی شدت  $E$  ہو تو اس میں آزاد خول کی سمیت رفتار بہاؤ  $v_p$  اسی سمت میں ہو گی۔ یوں ایک سینٹنڈ میں آزاد خول اس سلانخ میں  $v_p$  سنٹی میٹر کا فاصلہ طے کریں گے۔ سلانخ کے لمبائی  $L$  کا جنم  $A \times L$  ہے اور اتنے جنم میں  $p$  آزاد خول ہوں گے۔ یوں اتنے جنم میں کل آزاد بار  $\Delta Q = qpAL$  ہو گا۔ اگر  $v_p$  سنٹی میٹر

---

Newton's law<sup>139</sup>  
electron mobility<sup>140</sup>



نکل 2.51: بر قی شدت سے بر قی روکا پیدا ہونا

لمبائی کی بات کریں تو اتنے سلاخ میں موجود آزاد خول کا بار  $\Delta Q = qpAv_p$  ہو گا۔ سلاخ کے دائیں جانب سطح  $A$  سے یوں ہر سینٹ  $qpAv_p$  بار گزرسے گا اور یوں اس سلاخ میں بر قی رو  $I_p$  کی قیمت  $qpAv_p$  ہو گی۔ اس بر قی رو کی کثافت  $J_p$

$$(2.53) \quad J_p = \frac{I_p}{A} = qp v_p = qp \mu_p E \text{ ہو گا}$$

بالکل اسی طرح آزاد الکیٹران کے لئے بھی مساوات لکھی جاسکتی ہے۔ آزاد الکیٹران کے بار کو  $(-q)$  لکھتے ہوئے چونکہ اس کے لئے  $v_n = \mu_n E$  ہے لہذا آزاد الکیٹران کے لئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.54) \quad J_n = \frac{I_n}{A} = (-q)n v_n = (-q)n(-\mu_n)E = qn \mu_n E$$

آزاد الکیٹران اور آزاد خول کے موجودگی میں بر قی رو دونوں باروں کی وجہ سے پیدا ہو گی اور یوں اس صورت میں ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.55) \quad J_\sigma = qn \mu_n E + qp \mu_p E = q(n \mu_n + p \mu_p) E$$

اس مساوات میں

$$(2.56) \quad \sigma = (n \mu_n + p \mu_p)$$

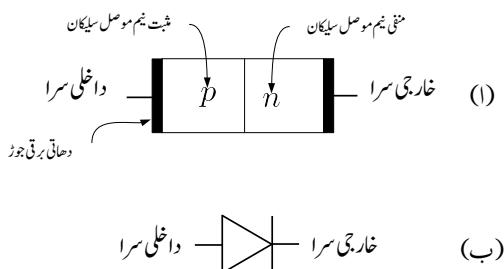
لکھنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.57) \quad J_\sigma = q\sigma E$$

یہ مساوات بر قی شدت کی بدولت بہاو سے پیدا بر قی رو کی مساوات ہے جس میں  $\sigma$  سلیکان کے موصلیت کا مستقل ہے۔ مساوات 2.57 در حقیقت قانون اوبم<sup>141</sup> ہے۔

---

conductivity<sup>141</sup>  
Ohm's law<sup>142</sup>

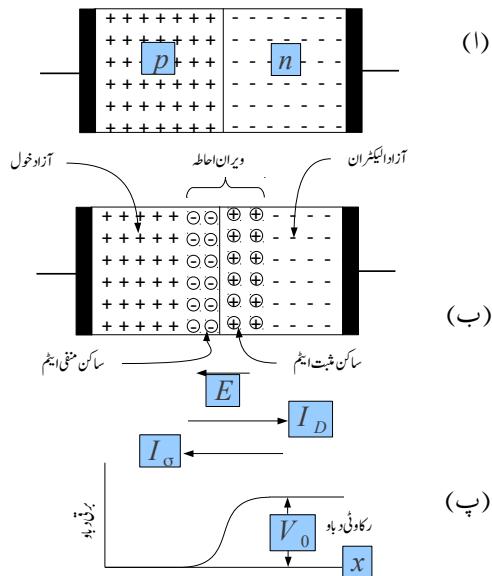


شکل 2.52: ڈائیوڈ کی بناوٹ اور اس کی علامت

## 2.17 ثبت اور منفی اقسام کے نیم موصل مواد کا ملاب

ثبت نیم موصل اور منفی نیم موصل مواد کے ملاب سے ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے۔ شکل 2.52 میں اس کی بناوٹ اور علامت دکھائی گئی ہے۔ حقیقت میں ڈائیوڈ تیار کرتے وقت سیلیکان کی ایک ہی پتڑی پر منفی اور ثبت قسم کے نیم موصل احاطے ملا کر بنائے جاتے ہیں۔ تصور کریں کہ ثبت نیم موصل اور منفی نیم موصل سیلیکان کو جوڑا جاتا ہے۔ اس وقت کا صورت حال شکل 2.52-1 میں دکھایا گیا ہے۔ نفوذ کی وجہ سے ثبت نیم موصل حصے سے آزاد خول منفی نیم موصل حصے کی جانب حرکت کریں گے اور اسی طرح منفی نیم موصل حصے سے آزاد الکیٹران ثبت نیم موصل حصے کی جانب حرکت کریں گے۔ ثبت نیم موصل حصے سے خولوں کے نکل جانے سے یہاں سرحد کے قریب ساکن منفی ایٹم نمودار یا بے پرده ہوں گے۔ اسی طرح منفی نیم موصل حصے سے الکیٹران کے نکل جانے سے یہاں سرحد کے قریب ساکن ثبت ایٹم نمودار یا بے پرده ہوں گے۔ ثبت نیم موصل حصے میں داخل الکیٹرانوں میں سے چند سرحد کے قریب آزاد خولوں سے مل کر ختم ہو جائیں گے جبکہ بقیا اس حصے میں بطور اقلیتی بار اس وقت تک بسیں گے جب تک یہ کسی خول کے ساتھ مل کر ختم نہ ہو جائیں۔ اسی طرح منفی حصے میں داخل آزاد خولوں میں سے جند یہاں آزاد الکیٹرانوں سے مل کر ختم ہو جائیں گے جبکہ بقیا اس حصے میں بطور اقلیتی بار اس وقت تک بسیں گے جب تک یہ کسی آزاد خول کے ساتھ مل کر ختم نہ ہو جائیں۔ یہ صورت حال شکل 2.53 ب میں دکھائی گئی ہے جہاں ساکن ایٹموں کو گول دائرے میں بند دکھایا گیا ہے۔ آزاد الکیٹرانوں اور آزاد خولوں کے اس حرکت سے پیدا نفوذی برقی رو  $I_D$  کو لکھتے ہیں جہاں  $I_D$  نیچے کر کے نفوذ کے مستقل  $D$  لکھنے سے اس برقی رو کی بطور نفوذی برقی رو پہچان کی گئی ہے۔ نیم موصل سیلیکان از خود بیسے بار<sup>143</sup> ہوتا ہے۔ شکل ب کے دونوں جانب بے بار نیم موصل سیلیکان ہے جبکہ

neutral<sup>143</sup>



شکل 2.53: رکاوٹی برقی دباؤ

ان کے درمیانی سرحد پر بار بردار 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 باہیں جانب منفی ایٹم موجود ہیں۔ آپ جانتے ہیں کہ ایک جانب ثبت بار اور دوسرے جانب منفی بار کا وجود برقی شدت<sup>145</sup>  $E$  پیدا کرتا ہے اور ان کے مابین برقی دباؤ<sup>146</sup>  $V_0$  پایا جاتا ہے۔ یوں ویران خطے میں برقی شدت  $E$  پایا جائے گا۔

اگر منفی نیم موصل حصے سے حرارتی توانائی کی بدولت حرکت کرتا آزاد خول<sup>147</sup> بھکتا ہوا ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اس پر برقی شدت کی وجہ سے برقی قوت  $F = qE$  عمل کرے گی جو اسے ثبت نیم موصل حصے میں دھکیل دے گی۔ اسی طرح اگر ثبت نیم موصل حصے سے آزاد خول ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اسے بھی ثبت نیم موصل حصے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔

اگر ثبت نیم موصل حصے سے آزاد الکٹران حرارتی توانائی کی بدولت حرکت کرتا ویران خطے پہنچ جائے تو اس پر برقی قوت  $F = -qE$  عمل کر کے اسے منفی نیم موصل حصے میں دھکیل دے گی۔ اسی طرح اگر منفی نیم موصل حصے سے آزاد الکٹران ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اسے بھی منفی نیم موصل حصے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ برقی شدت سے پیدا بہاؤ کا عمل ہے۔ اس عمل سے پیدا برقی رو  $I_S$  کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ اس خطے میں کسی قسم کا آزاد بار زیادہ دیر نہیں مختصر سکتا اس لئے اسے ویران خطے<sup>148</sup> کہتے ہیں۔

برقی رو  $I_S$  کی مقدار کا دارو مدار حرارتی توانائی سے حرکت کرتے ان آزاد الکٹرانوں اور آزاد خولوں پر ہے جو ویران خطے میں بھکتا جائیں۔ اس کے بر عکس برقی رو  $I_D$  کی مقدار دونوں نیم موصل خطوں میں شامل کئے گئے ملاوی ایٹموں کی تعدادی کثافت اور رکاوٹی برقی دباؤ  $V_0$  پر ہے۔ یوں  $I_D$  کی مقدار  $V_0$  بڑھنے سے کم ہوتی ہے۔

جس لمحہ ثبت اور منفی نیم موصل سیلیکان کو آپس میں جوڑا جائے اس لمحہ<sup>149</sup> صرف  $I_D$  برقی رو پائی جائے گی۔ جیسے جیسے ویران خطے کے حدود بڑھیں گے ویسے ویسے  $E$  اور  $V_0$  کی مقداریں بڑھیں گے اور یوں  $I_D$  کی مقدار بھٹھے گی جبکہ  $I_S$  کی مقدار بڑھتے ہے<sup>150</sup> گی۔ آخر کار ان دو قسموں کی برقی رو کی مقداریں برابر ہو جائیں گی (یعنی  $I_D = I_S$ ) اور نیم موصل جڑوا سیلیکان متوازن صورت اختیار کر لے گا۔

depletion region<sup>144</sup>  
electric field intensity<sup>145</sup>  
voltage<sup>146</sup>

<sup>147</sup> یاد ہے کہ نیم موصل سیلیکان میں حرارتی توانائی کی بدولت ہر وقت حرارتی بار پیدا ہوتے رہتے ہیں۔

depletion region<sup>148</sup>  
اگرچہ ویران خطے پیدا نہیں ہوا جو تالہ  $I_S$  صفر ہوتا ہے

<sup>149</sup> ایک ویران خطے پیدا نہیں ہوا جو تالہ  $I_S$  صفر ہوتا ہے۔

<sup>150</sup>  $I_S$  کی قیمت حرارتی توانائی سے حرکت کرتے آزاد باروں کے ویران خطے میں بھکتے 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 بعد 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 ایٹم کی تعداد میں کمی آئے گی جس سے  $E$  اور  $V_0$  کی قیمتیں میں کمی آئے گی۔ رکاوٹی دباؤ میں کمی  $I_D$  کے گھٹھے کو روکے گی اور ایک مرتبہ دوبارہ متوازن صورت حال پیدا ہو گا۔

شکل میں دکھایا برقی دباؤ  $V_0$  نفوذ کے عمل کو روکتا ہے۔ اسی لئے اسے رکاوٹی برقی دباؤ<sup>152</sup> کہتے ہیں۔ سیلکان 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۔

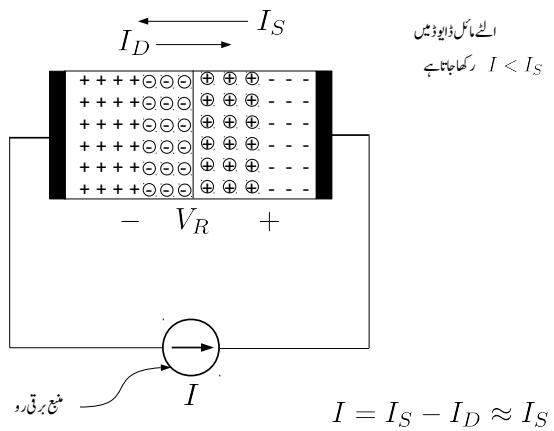
مثال 2.12: اگر ڈائیوڈ کے سروں کے مابین برقی تار جوڑی جائے تو کیا رکاوٹی برقی دباؤ کی وجہ سے برقی تار میں برقی رو پیدا ہو گی؟ حل: ہرگز نہیں۔ اگر ایسا ممکن ہوتا تو ہم ڈائیوڈ سے الگ تار تو انہی حاصل کر سکتے ہوتے جو کہ قانون برائے بقاۓ تو انہی کے خلاف ہے۔

حقیقت میں ڈائیوڈ کے سروں پر نیم موصل اور دھاتی برقی تار کے جوڑ پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباؤ کے میں برابر اور اس کے الٹ جانب ہوتا ہے۔ اس طرح یہ ورنی برقی تار میں برقی رو نہیں پیدا ہوتی۔ نیم موصل اور برقی تار کے جوڑ پر پیدا برقی دباؤ ان کے آپس میں چھوٹنے سے پیدا ہوتا ہے۔

مثال 2.13: رکاوٹی برقی دباؤ  $V_0$  کو وولٹ میٹر<sup>153</sup> سے کیسے ناپا جاتا ہے۔ حل: رکاوٹی برقی دباؤ کو وولٹ میٹر سے ناپنا ممکن نہیں۔ رکاوٹی برقی دباؤ ناپتے وقت جیسے ہی میٹر کی برقی تاریں ڈائیوڈ کے سروں کو چھوٹتے ہیں، ان

<sup>151</sup> عام حالات میں دیر ان خطے کے حد و نہایت کم تبدیل ہوتے ہیں لہذا  $I_S$  کی قیمت کو غیر تغیر پر یعنی اٹھ تصور کیا جاتا ہے۔

<sup>152</sup> blocking voltage  
<sup>153</sup> volt meter



### شكل 2.54: الشماميل ذاتيًّا

سرول پر برقی دباد پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباد کے بالکل برابر اور اس کے الٹ سمت میں ہوتا ہے۔ یوں وولٹ میٹر صفر وولٹ جواب دیتا ہے۔

2.18

اُلٹے مائل ڈائیوڈ میں برقی رو نہیں گزرتی یعنی الٹا مائل ڈائیوڈ منقطع 154 رہتا ہے۔ اس حقیقت پر اس حصہ میں غور کیا جائے گا۔ اُلٹے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی سمجھنا اس میں الٹی جانب برقی رو پر غور کرنے سے زیادہ آسان ہوتا ہے۔

اٹھے مائل ڈائیوڈ پر شکل 2.54 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں یہ رونی منبع برقی رو 155، ڈائیوڈ میں اٹھی جانب برقی رو I گزارتا ہے۔ منبع برق رو اس آلہ کو کہتے ہیں جو درکار برقی رو مہیا کر سکے۔ تصور کریں کہ I کی قیمت ڈائیوڈ کے اندر رونی بہاو سے پیدا برقی رو  $I_S$  سے کم ہے۔ عام حالات میں اٹھے مائل ڈائیوڈ میں ایسا ہی ہوتا ہے۔ حصہ 2.19 میں اس صورت یہ غور ہو گا جب I کی قیمت  $I_S$  سے تجاوز کر جائے۔

cut off<sup>154</sup>  
current source<sup>155</sup>

بیرون ڈائیوڈ، برقی رو موصل تار میں الکٹرانوں کی حرکت سے پیدا ہوتی ہے۔ برقی تار میں الکٹران برقی رو  $I$  کے الٹ جانب حرکت کرتے ہیں۔ یوں شکل میں ڈائیوڈ کے دائیں جانب یعنی اس کے منفی نیم موصل حصے سے آزاد الکٹران نکل کر برقی تار میں داخل ہوتے ہیں جس سے اس نقطے میں مزید ایٹم بے پرده یعنی بار بردار ہو کر ویران نقطے کی لمبائی بڑھاتے ہیں۔

اسی طرح شکل میں ڈائیوڈ کے بائیں جانب یعنی اس کے ثابت نیم موصل حصے میں برقی تار سے الکٹران پہنچتے ہیں۔ آزاد خول اس سرے کے جانب حرکت کر کے ان الکٹرانوں کے ساتھ مل کر ختم ہوتے ہیں۔ ثابت نیم موصل میں آزاد خولوں کے خاتمے کی وجہ سے یہاں بار بردار ایٹموں کی تعداد بڑھتی ہے اور یہاں کے ویران نقطے کا رقبہ بھی بڑھتا ہے۔

ڈائیوڈ میں ویران نقطے کے بڑھنے سے رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت میں  $V_R$  کا اضافہ ہوتا ہے جس سے نفوذی برقی رو  $I_D$  کی قیمت نہیت کم ہو جاتی ہے۔ یہ اضافی رکاوٹی برقی دباؤ یعنی  $V_R$  ڈائیوڈ کے سروں پر نمودار ہو جاتا ہے جسے ولٹ میٹر کی مدد سے ناپا جا سکتا ہے۔

### کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$(2.58) \quad I = I_S - I_D$$

اگر  $I_D$  کی قیمت نہیت کم ہو جائے، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تو اس صورت میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.59) \quad I \approx I_S$$

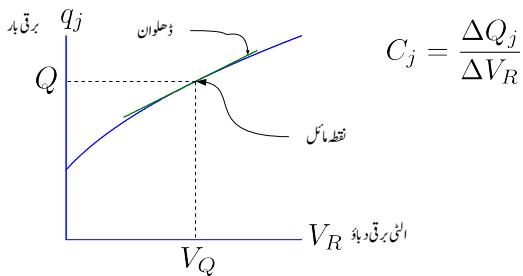
اس مساوات کے تحت الٹے مائل ڈائیوڈ میں الٹی جانب برقی رو کی قیمت  $I_S$  کے برابر ہوتی ہے۔ مساوات 2.4 بھی یہی کہتا ہے۔  $I_S$  کی قیمت نہیت کم ہوتی ہے اور اسے عموماً صفر تصور کیا جاتا ہے۔

یوں ڈائیوڈ کو الٹا مائل کرنے سے اس میں الٹی جانب لمحاتی برقی 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 الٹا مائل کیا جائے تو جب تک الٹے برقی دباؤ کی قیمت ڈائیوڈ کے برداشت کی حد سے تجاوز نہ کر جائے اس وقت تک ڈائیوڈ میں الٹی جانب صرف  $I_S$  برقی رو گزدے گی جو کہ ایک نہیت کم مقدار ہے۔ اس لئے الٹے مائل ڈائیوڈ کو منقطع<sup>159</sup> تصور کیا جاتا ہے۔

---

برداشت الٹ بحالی دورانیہ<sup>156</sup>  
reverse recovery time<sup>157</sup>  
voltage source<sup>158</sup>  
cut off<sup>159</sup>



شکل 2.55: بار بالمقابل اخابر قی دباؤ اور کپیسٹر

یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ حقیقت میں اٹھ مائل ڈائیوڈ میں  $I_S$  سے کئی گناہ زیادہ برقی رو گزرتی ہے اور اس کی قیمت درحقیقت اٹھ لاؤ برقی دباؤ پر منحصر ہوتی ہے۔ اس کی وجہ یہ ہے کہ اوپر دیا گیا نظریہ حقیقی حالات کا ایک سادہ نمونہ ہے جو اٹھ مائل صورت کی پچیدگیاں نظر انداز کرتا ہے۔ ایک ڈائیوڈ جس کی  $I_S$  کی قیمت  $10^{-15} \text{ A}$  کے برابر ہو حقیقت میں اٹھ جانب  $A^{-9}$  تک رو گزار سکتا ہے۔ چونکہ حقیقت میں اٹھ جانب گزرتی برقی رو کی قیمت بھی نہیں کم ہوتی ہے لہذا اٹھ مائل ڈائیوڈ کو مقطع ہی تصور کیا جاتا ہے۔

### 2.18.1 الشامائل ڈائیوڈ بطور کپیسٹر

آپ نے دیکھا کہ ڈائیوڈ میں جوڑ کے ایک جانب ثابت ایٹھ اور دوسری جانب منفی ایٹھ نمودار ہو جاتے ہیں۔ یوں جوڑ کے ایک جانب ویران خطے میں ثبت بار  $(+q)$  اور دوسری جانب ویران خطے میں اس کے برابر مگر منفی بار یعنی  $(-q)$  پیدا ہوتا ہے۔ ان دو اقسام کے باروں کے درمیان رکاوٹی برقی دباؤ  $V_0$  پیدا ہوتا ہے۔ اگر ڈائیوڈ پر اٹھ برقی دباؤ  $V_R$  باہر سے لاؤ کی جائے تو مزید بار بردار ایٹھ نمودار ہوتے ہیں جس سے جوڑ کے دونوں جانب بار کی مقدار بڑھ جاتی ہے اور رکاوٹی برقی دباؤ میں  $V_R$  کا اضافہ ہو جاتا ہے۔ جوڑ پر بار  $+q$  اور بیرونی برقی دباؤ  $V_R$  کا خط شکل 2.55 میں دکھایا گیا ہے۔ یہاں ایک لمحہ رک کر غور کریں کہ کیا ویران خطے کے دونوں جانب بار کے تھے اور ان کے ماہین رکاوٹی برقی دباؤ ایک کپیسٹر<sup>160</sup> نہیں بن جاتے۔ یقیناً ایسا ہتی ہے۔ آپ کپیسٹر کی مساوات

$$(2.60) \quad Q = CV$$

capacitor<sup>160</sup>

سے بخوبی آشنا ہوں گے۔ اس مساوات میں بر قی دباؤ اور بار خطي تعلق رکھتا ہے اور مساوات کا مستقل یعنی  $C$  کپیسٹر کی قیمت ہے۔ شکل 2.55 میں بر قی دباؤ اور بار کا تعلق قدر مختلف ہے۔ اس خط پر کسی بھی نقطہ پر  $C_j$  کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$(2.61) \quad C_j = \left. \frac{dq_j}{dV_R} \right|_{V_Q}$$

شکل میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی نقطہ پر کپیسٹر کی قیمت درحقیقت اس نقطہ پر خط کے ڈھلوان کے برابر ہوتا ہے۔ یوں اس خط کی مدد سے کسی بھی نقطہ پر ڈائیوڈ کی کپیسٹنس حاصل کرنے کی خاطر اس نقطہ پر مماس کا خط بنائیں اور اس خط کی ڈھلوان حاصل کریں۔ یہی ڈائیوڈ کی کپیسٹنس ہو گی۔

ڈائیوڈ کی کپیسٹنس  $C_j$  کی قیمت مساوات 2.62 سے بھی حاصل کی جاسکتی ہے۔ یہ مساوات درحقیقت شکل 2.55 کے خط کو الجبرائی طور سے حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(2.62) \quad C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_0}\right)^m}$$

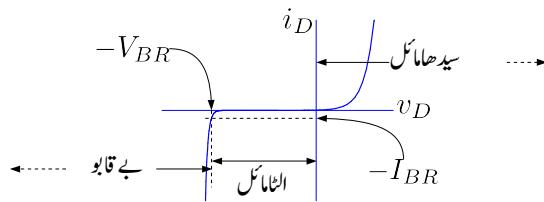
جوڑ کے ایک جانب  $n$  ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت کو جس انداز سے تبدیل کرتے ہوئے جوڑ کے دوسرے جانب  $p$  ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت حاصل کی جاتی ہے،  $m$  کی قیمت اسی پر منحصر ہوتی ہے۔  $m$  کو شرح جزو بندی کہتے ہیں۔  $m$  کی عمومی قیمت  $\frac{1}{3}$  تا  $\frac{1}{2}$  ہے۔  $C_j$  کو ڈائیوڈ کے جوڑ کی کپیسٹنس یا جوڑ کی 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۔

$$(2.63) \quad C_j = 2C_{j0}$$

---

junction capacitance<sup>161</sup>



شكل 2.56: ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی روکاخط

## 2.19 بے قابو صورت

اگر ڈائیوڈ اتنا مائل کرنے والے برقی دباؤ کو بہتر تجھ بڑھایا جائے تو آخر کار یہ ڈائیوڈ کے برداشت کی حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈائیوڈ یکدم الٹی جانب بے قابو برقی رو گزرنے دے گا۔ اس برقی دباؤ کو ناقابل برداشت برق دباؤ<sup>162</sup>  $V_{BR}$  کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ میں یکدم الٹی جانب برقی رو کا گزرناد مختلف وجوہات کی بنا پر عمل میں آ سکتا ہے۔ نیم موصل سلیکان میں باروں کے تودہ<sup>163</sup> کی وجہ سے یا پھر زینر انٹر<sup>164</sup> سے ڈائیوڈ میں یکدم بے قابو برقی رو گزار سکتا ہے۔ آئین ان دونوں کو سمجھیں۔

جب بھی اٹھے مائل ڈائیوڈ کے ویران خطے میں آزاد بار داخل ہو، اس پر برقی شدت  $E$  عمل کرتا ہے جس کی وجہ سے یہ تیزی سے ایک جانب ویران خطے سے نکل جاتا ہے۔ یوں اگر ایک آزاد الکیٹران ویران خطے میں داخل ہو تو یہاں کی برقی شدت  $E$  اس الکیٹران کو منفی نیم موصل خطے کی جانب دھکیل دیتا ہے۔ آزاد الکیٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے اور ایٹموں کے ساتھ بار بار نکراتے ہوئے ویران خطے سے باہر جانب حرکت کرتا ہے۔

اگر آزاد الکیٹران برقی شدت سے اتنی میکانی توانائی حاصل کرے کہ اس کے نکرانے سے سلیکان ایٹم ایک الکیٹران کھو بیٹھے تو اس صورت میں ویران خطے میں ایک آزاد الکیٹران جلد دوسرا آزاد الکیٹران پیدا کرے گا۔ یہ دو آزاد الکیٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے دو مزید ایٹموں سے نکراتے ہوئے دو اور آزاد الکیٹران پیدا کریں گے اور یوں آزاد الکیٹرانوں کی تعداد بے قابو بڑھے گی جس سے ڈائیوڈ میں الٹی جانب بے قابو برقی رو

break down voltage<sup>162</sup>  
avalanche<sup>163</sup>  
Zener Melvin Clarence<sup>164</sup> نے زینر ڈائیوڈ ایجاد کیا  
گارنس میل ون زینر

گز رے گی۔ یہ تمام بالکل برقی تودہ گرنے کی طرح کا عمل ہے اور اسی لئے اس عمل کو بے قابو بوجہ تودہ<sup>165</sup> کہتے ہیں۔

ڈائیوڈ کے الٹی جانب بے قابو ہونے کا دوسرا ذریعہ زینر عمل کہلاتا ہے۔ اگر اسکے مائل کرنے والے برقی دباؤ کے بڑھانے سے ویران خطے میں برقی شدت کی قیمت اتنی بڑھ جائے کہ اس کے کھنچ سے ہی الکٹران ایٹمیوں سے جدا ہو سکیں تو اس برقی دباؤ پر نیکدم الٹی جانب بے قابو برقی رو گز رے گی۔ اس طرح الٹی جانب برقی رو گزارنے والے ڈائیوڈ کو زینر ڈائیوڈ<sup>166</sup> کہتے ہیں اور اس برقی دباؤ  $V_Z$  کو زینر برقی دباؤ<sup>167</sup> کہتے ہیں۔ زینر ڈائیوڈ عموماً زینر عمل سے بے قابو حال میں ہی استعمال کئے جاتے ہیں۔ زینر ڈائیوڈ کے خط کے بے قابو حصے کی ڈھلوان انہائی زیادہ ہوتی ہے۔ زینر ڈائیوڈ اس کے علاوہ بالکل عام ڈائیوڈ کی مانند ہوتا ہے اور اسے عام ڈائیوڈ کی جگہ استعمال کیا جا سکتا ہے۔

عمومی طور پر پانچ ولٹ سے کم برقی دباؤ پر بے قابو ہونا زینر عمل کی نشانی ہوتی ہے جبکہ سات ولٹ سے زیادہ برقی دباؤ پر بے قابو ہونا تودہ کے عمل کی نشانی ہوتی ہے۔ پانچ تا سات ولٹ کے مابین بے قابو ہونا زینر اور تودہ دونوں کی وجہ سے ممکن ہوتا ہے۔

### 2.19.1 زینر برقی دباؤ بال مقابل درجہ حرارت

تقریباً 6V زینر برقی دباؤ کے زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت تبدیل ہونے سے تبدیل نہیں ہوتا۔ اس سے زیادہ زینر برقی دباؤ والے زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت بڑھانے سے بڑھتا ہے جبکہ اس سے کم زینر برقی دباؤ والے زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ درجہ حرارت بڑھانے سے کھٹتا ہے۔ یوں برقی دباؤ کے تبدیلی کی عمومی شرح کو ایک فنِ اکائی سیلیسیس لیتے ہوئے درجہ حرارت  $1^{\circ}\text{C}$  سے 7V زینر ڈائیوڈ کی زینر برقی دباؤ 7.07V ہو جائے گا۔

### 2.20 سیدھاماں کل ڈائیوڈ

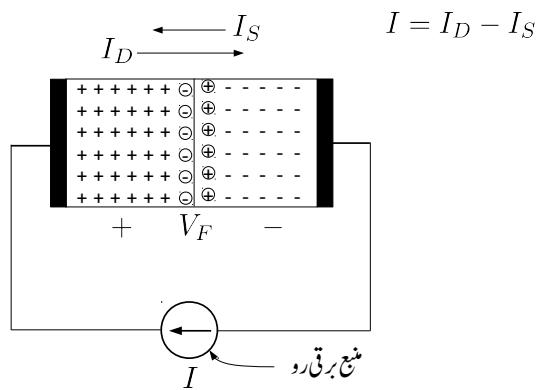
سیدھے مائل چالو حال ڈائیوڈ پر شکل 2.57 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں ڈائیوڈ کو بیرونی منبع برقی رو<sup>168</sup> کی مدد سے I فراہم کی گئی ہے۔ بیرونی برقی رو I، ڈائیوڈ کے دونوں سروں پر اکثریتی بار فراہم کرتی ہے لیکن مقنی نیم موصل

avalanche breakdown<sup>165</sup>

zener diode<sup>166</sup>

zener voltage<sup>167</sup>

current source<sup>168</sup>



شکل 2.57: سیدھا مکل ڈائیوڈ

کو آزاد الکٹران اور ثابت نیم موصل کو آزاد خول۔ منفی نیم موصل کو فراہم کردہ آزاد الکٹران اس جانب ویران خطے میں ثابت ایٹموں کے ساتھ مل کر انہیں بے بار بناتے ہیں جبکہ ثابت نیم موصل خطے میں مہیا کردہ آزاد خول اس جانب ویران خطے میں منفی ایٹموں کے ساتھ مل کر انہیں بے بار بناتے ہیں۔ یوں ویران خطے کی لمبائی کم ہو جاتی ہے اور یہاں کی رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت کم ہونے سے نفوذی برقی رو  $I_D$  میں اضافہ ہوتا ہے۔ کرخوف کے مساوات برائے برقی رو کے مطابق یوں

$$(2.64) \quad I = I_D - I_S$$

ہو گا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ کی رکاوٹی برقی دباؤ میں  $V_F$  دباؤ کی کمی آتی ہے۔ یہ برقی دباؤ یعنی  $V_F$  ڈائیوڈ کے سروں پر نمودار ہوتا ہے جسے ولٹ 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 اندرovenی رکاوٹی برقی دباؤ میں  $V_F$  دباؤ کی کمی پیدا ہو گی اور اس میں مساوات 2.64 کے تحت برقی رو گزرے گی۔

volt meter<sup>169</sup>

## 2.20.1 سیدھے مائل ڈائیوڈ کی نفوذی کپیسٹنس

حصہ 2.18.1 میں اٹھے مائل ڈائیوڈ کے ویران خطے کی دونوں جانب باروں کے تجھ ہونے سے پیدا کپیسٹنس پر غور کیا گیا جہاں آخر میں سیدھے مائل ڈائیوڈ کی کپیسٹنس کا بھی ذکر کیا گیا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ میں ایک اور نو عیت کی کپیسٹنس پائی جاتی ہے جس پر اس حصے میں غور کیا جائے گا۔ اس کپیسٹنس کو ڈائیوڈ کی نفوذی کپیسٹنس<sup>170</sup> پکارا جائے گا۔

آپ جانتے ہیں کہ ڈائیوڈ میں الیکٹران ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہو کر برقی رو کو جنم دیتا ہے۔ اگر ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہونے کے لئے درکار اوسط دورانیہ  $\tau$  یکنہ ہوتے اوسط برقی رو  $I_D = \frac{Q}{\tau}$  ہو گی جہاں  $Q$  اوسط بار ہے۔ یوں ڈائیوڈ کی مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(2.65) \quad I_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

اگر ہم سیدھے کپیسٹر کی تعریف  $C_d = \frac{dQ}{dV_D}$  کریں تب مندرجہ بالا مساوات سے

$$(2.66) \quad C_d = \frac{I_D \tau}{V_T}$$

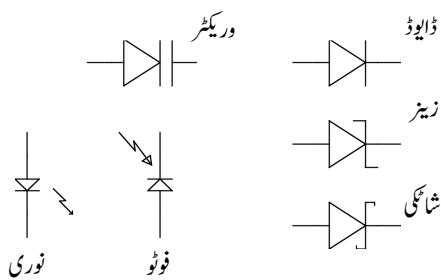
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس کپیسٹر کی قیمت سیدھے برقی رو کے برائے راست تناسب ہے اور یوں اس کی قیمت کافی زیادہ ممکن ہے۔ مثال کے طور پر اگر  $\tau = 1\text{ s}$  اور  $I_D = 1\text{ mA}$  ہوتے  $C_d = 40\text{ pF}$  ہو گا۔ ڈائیوڈ استعمال کرتے تیز رفتار عددی ادوار<sup>171</sup> میں یہ وہ کپیسٹنس ہے جو بلند تر تعدد کی حد تعین کرتا ہے۔

## 2.21 ڈائیوڈ کے دیگر اقسام

زیبر ڈائیوڈ کی علاوہ دیگر اقسام کے ڈائیوڈ بھی پائے جاتے ہیں۔ اس حصہ میں ان کا تعارف کرایا جائے گا۔ شکل 2.58 میں ان کے علامتیں دی گئی ہیں۔

---

diffusion capacitance<sup>170</sup>  
digital circuits<sup>171</sup>



شکل 2.58: مختلف ڈائیوڈ کے علامت

## 2.21.1 شاگی ڈائیوڈ

منفی نیم موصل اور ثابت نیم موصل کے ملپ سے ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے۔ نیم موصل کے ساتھ دھات جوڑنے سے بھی ڈائیوڈ وجود میں آتا ہے جسے شاگی ڈائیوڈ<sup>172</sup> کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کے علامت میں انگریزی حروف تہجی S کی شمولیت سے شاگی ڈائیوڈ کی علامت حاصل ہوتی ہے۔ شاگی ڈائیوڈ منفی نیم موصل اور دھات مسئلہ پلاٹینم<sup>173</sup> کے ملپ سے بنایا جاتا ہے۔ شاگی ڈائیوڈ میں رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت  $0.12\text{ V}$  تا  $0.45\text{ V}$  ہوتا ہے جسے عمومی طور پر  $0.3\text{ V}$  تصور کیا جاتا ہے۔

سیدھے مائل شاگی ڈائیوڈ میں منفی نیم موصل سے الیکٹران کی ویران خطی سے گزر کر دھات تک پہنچنے سے برقی رو وجود میں آتی ہے۔ چونکہ دھات میں الیکٹران کی حرکت با آسانی ہوتی ہے لہذا دوبارہ جڑنے کا دورانیہ  $\tau$  نہایت کم ہوتا ہے۔  $\tau$  کی قیمت  $10\text{ ps}$  کے لگ بھگ ہوتا ہے جو کہ  $pn$  ڈائیوڈ کے دورانیہ سے کمی درجے کم ہے۔ اس طرح  $I_D = 1\text{ ms}$  پر شاگی ڈائیوڈ کا نفوذی کپیسٹر مساوات  $2.66 \times C_d = 0.4\text{ pF}$  حاصل ہوتا ہے۔

ان ڈائیوڈ میں نہایت کم بار ذخیرہ ہوتا ہے۔ یوں انہیں انتہائی تیزی سے سیدھے مائل چالو حال سے الٹے مائل منقطع حال یا الٹے مائل منقطع حال سے سیدھے مائل چالو حال میں لا یا جا سکتا ہے۔ نہایت بلند تعدد پر چلنے والے ادوار میں ان کا استعمال عام ہے۔

schottky diode<sup>172</sup>  
platinum<sup>173</sup>

یہاں یہ بتاتا ضروری ہے کہ نیم موصل اور دھات کا ہر جوڑ شاکنگی ڈائیوڈ نہیں بناتا۔ کسی بھی ڈائیوڈ کو استعمال کرنے کی خاطر اس کے سروں پر دھاتی برقی تار جوڑا جاتا ہے۔ ایسے جوڑ جہاں شاکنگی ڈائیوڈ پیدا نہیں ہوتا کو مزاحمتی 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 منحصر ہے۔ یوں  $V_R$  تبدیل کر کے  $C_j$  کی قیمت تبدیل کی جاسکتی ہے۔ یوں الٹامائل ڈائیوڈ بطور قابل تبدیل کپیسٹر کے استعمال کیا جاسکتا ہے جنہیں ریڈیو کو کسی چینل پر ٹیون کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ اس مقصد کے لئے خاص ڈائیوڈ بنائے جاتے ہیں جن میں  $C_j$  کی قیمت اور اس میں تبدیلی کی گنجائش کا زیادہ سے زیادہ رکھا جاتا ہے۔ ان ڈائیوڈ کو وریکٹر ڈائیوڈ<sup>175</sup> کہتے ہیں۔ اس کی علامت میں کپیسٹر کی علامت شامل کر کے پہچان کی جاتی ہے۔

## 2.21.3 فوٹو ڈائیوڈ یا شمسی ڈائیوڈ

ڈائیوڈ کے مشبت۔ منفی جوڑ پر روشنی چکانے سے ویران خطے میں ضیائی ذریعے یعنی فوٹان<sup>176</sup> شریک گرفتی بند<sup>177</sup> کو توڑ کر آزاد الیکٹران اور آزاد خول پیدا کرتے ہیں۔ ویران خطے میں برقی شدت ان باروں کو یہاں سے باہر نکال جاتے ہیں۔ یوں ڈائیوڈ میں ائے رخ برقی رو گزرتی ہے۔ ایسے ڈائیوڈ کو شمسی ڈائیوڈ<sup>178</sup> یا فوٹو ڈائیوڈ پکارا جاتا ہے۔ فوٹو ڈائیوڈ کو بطور شمسی چادر<sup>179</sup> استعمال کرنے کا راجحان دن بدن بڑھ رہا ہے اور یہ صاف و شفاف بجلی پیدا کرنے کا ذریعہ ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی چکانے کے عمل کو ظاہر کیا جاتا ہے۔ روشنی کا ایک ذرہ ایک شریک گرفتی بند توڑتا ہے۔ یوں روشنی کی شدت بڑھا کر زیادہ آزاد بار پیدا کئے جاسکتے ہیں۔

ohmic 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

فوٹو ڈائیوڈ کے بر عکس نوری ڈائیوڈ<sup>180</sup> میں جب سیدھے رُخ بر قی رو گزاری جائے تو باروں کے ملپ سے روشنی پیدا کی جاسکتی ہے۔ ایک الیکٹران اور ایک خول کے ملپ سے ایک فوٹان وجود میں آتا ہے۔ یوں بر قی رو کے پڑھنے سے پیدا روشنی کی شدت بڑھتی ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی خارج کرنے کا عمل دکھا کر پہچان کی جاتی ہے۔

## 2.21.5 ضیائی وابستہ کار

شکل 2.59 الف میں ضیائی وابستہ کار<sup>181</sup> دکھایا گیا ہے جسے نوری ڈائیوڈ اور شمسی ڈائیوڈ کو ایک ہی ڈبے میں یوں بند کرتے بنایا گیا ہے کہ نوری ڈائیوڈ سے خارج شعاعیں شمسی ڈائیوڈ پر پڑیں۔ یوں اگر ضیائی وابستہ کار کے باسکی جانب نوری ڈائیوڈ میں بر قی رو گزاری جائے تو اس کے دائیں جانب شمسی ڈائیوڈ سے بر قی دباؤ حاصل ہو گا۔ اس طرح ضیائی وابستہ کار کے دونوں اطراف کا آپس میں بر قی طور پر مکمل مقطوع ہونے کے باوجود ایک جانب سے دوسری جانب بر قی اشارہ منتقل کیا جاسکتا ہے۔ اس آلہ کو ایسے مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں دو ادوار کو بر قی طور پر مقطوع رکھتے ہوئے ان کے مابین معلومات کی تسلیل 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 پانچ ولٹ پر چلنے والے مخلوط ادوار کی مدد سے ہزاروں ولٹ پر چلنے والے قوی بر قیاتی ادوار کو قابو کیا جاتا ہے۔ طیٰ آلات میں اس کے استعمال سے مریض کو بر قی جھٹکا 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 وابستہ کار اور ضیائی ذرائع ابلاغ

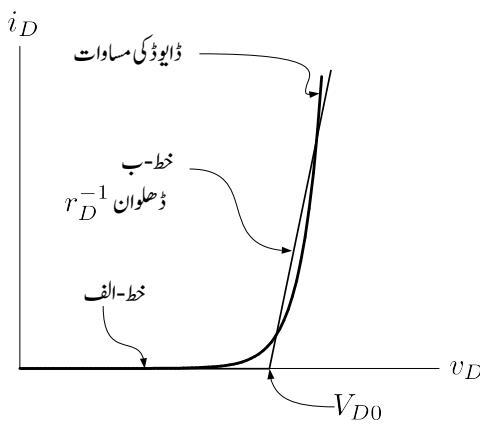
## 2.21.6 ضیائی ذرائع ابلاغ

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 برتنی رو گزارنے سے تار کے دوسری جانب برتنی دباؤ حاصل ہوتا ہے۔ اس نظام کو استعمال کرتے ہوئے ایک مقام سے دوسرے مقام اشارہ بھیجا جا سکتا ہے۔ موجودہ نظام ابلاغ اسی پر منحصر ہے۔ شیش ریشه ایک ایسی تار کو کہتے ہیں جس میں روشنی کے شعاع بغیر لگھے گزرتی ہے۔

## 2.22 ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے

انجینئرنگ کے شعبے میں کسی چیز کا اصل بنانے سے پہلے اس کا ریاضی فوننہ<sup>187</sup> تیار کیا جاتا ہے۔ اس ریاضی نمونے پر مختلف تجربے کے 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 نہیت اہم ہے۔ یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ انجینئرنگ مفہوم کے بغیر، کمپیوٹر کے ریاضی نمونے استعمال کرتے کبھی بھی کوئی چیز تیار نہیں کی جاسکتی۔ کمپیوٹر صرف ایک آله ہے اور اس سے حاصل جوابات کی اہمیت کمپیوٹر استعمال کرنے والے کی قابلیت پر منحصر ہے۔

optical communication<sup>185</sup>  
optical cable<sup>186</sup>  
mathematical model<sup>187</sup>



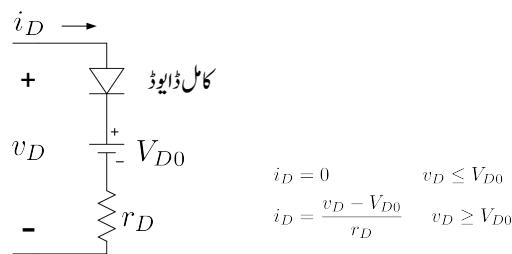
شکل 2.60: مساوات کا سیدھے خطوط سے اخبار

## 2.22.1 سیدھے خطوط کاریاضی نمونہ

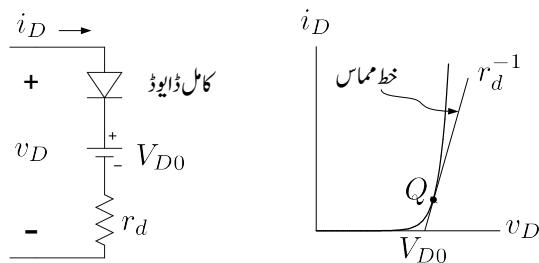
ڈائیوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی دباؤ ڈائیوڈ کی مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ عموماً اوقات ہمیں عمومی جوابات مطلوب ہوتے ہیں اور ہم اس مساوات کو حل کرنے کی پیچیدگیوں میں نہیں پڑنا چاہتے۔ یہ بات خاص کر اس وقت کے لئے درست ہے جب قلم و کاغذ سے جواب حاصل کرنے کی کوشش کی جا رہے ہو۔

شکل 2.60 میں ڈائیوڈ کی مساوات کا گراف دکھایا گیا ہے۔ زیادہ بارکیوں کو نظر انداز کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے گراف کو دو سیدھے خط تصور کیا جاسکتا ہے جنہیں خط-ا اور خط-ب کہا گیا ہے۔ خط-ا (Line-A) برقی دباؤ کے محور پر \$(0,0)\$ سے تک ہے اور اس کی ڈھلوان صفر ہے جبکہ خط-ب \$(V\_{D0}, 0)\$ سے شروع ہوتا ہے اور اس کی ڈھلوان \$\frac{1}{r\_D}\$ ہے۔ خط-ب کی ڈھلوان اور نقطہ \$(V\_{D0}, 0)\$ 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 الجبرائی طرز پر یوں بیان کیا جائے گا

$$(2.67) \quad i_D = \begin{cases} 0 & v_D < V_{D0} \\ \frac{v_D - V_{D0}}{r_D} & v_D \geq V_{D0} \end{cases}$$



شکل 2.61: وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

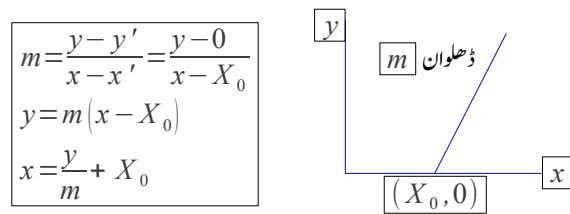


شکل 2.62: باریک اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

اور ان مساوات سے شکل 2.61 میں دکھایا وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ریاضی 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 رہنے ہوئے زیادہ درست جواب درکار ہوتا ہے۔ شکل 2.62 الف میں اس نقطے  $Q$  پر ڈائیوڈ کی مساوات کا خط مماس دکھایا گیا ہے جس کی ڈھلوان  $r_d^{-1}$  ہے۔ ڈائیوڈ کے سیدھے خطوط کے ریاضی نمونے میں  $r_d^{-1}$  استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کے قریب بہترین جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ باریک اشاراتی! سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ<sup>189</sup> شکل 2.62 ب میں دکھایا گیا ہے۔

مثال 2.14: شکل 2.63 میں دئے گئے سیدھے خط کی مساوات حاصل کریں۔ شکل 2.60 کے ساتھ اس 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 پہلے جزو کی مساوات حاصل کریں۔

حل: کسی بھی سیدھے خط جس کی ڈھلوان  $m$  ہو کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے

$$m = \frac{y - y'}{x - x'}$$

جہاں  $(x', y')$  اس خط پر کوئی نقطہ ہے۔ شکل میں  $(X_0, 0)$  ایسا نقطہ ہے جو خط پر پایا جاتا ہے۔ یوں اس خط کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے۔

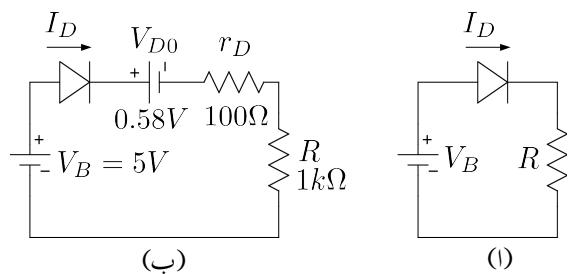
$$m = \frac{y - 0}{x - X_0}$$

اس کو مزید یوں دو طرح لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.68) \quad \begin{aligned} y &= m(x - X_0) \\ x &= \frac{y}{m} + X_0 \end{aligned}$$

شکل 2.60 پر غور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ وہاں  $x$  اور  $y$  کی جگہ  $v_D$  اور  $i_D$  کا استعمال ہے جبکہ ڈھلوان  $\frac{1}{r_D}$  اور خط پر پائے جانے والا نقطہ  $(V_{D0}, 0)$  ہے۔ یوں مساوات 2.68 کے پہلے جزو کو اس طرح لکھ جائے گا۔

$$i_D = \frac{1}{r_D}(v_D - V_{D0}) = \frac{v_D - V_{D0}}{r_D}$$



شکل 2.64: سپد ہے خطوطِ ایڈیٹریاضی نمونہ کی مثال

**مثال 2.15:** شکل 2.64 الف میں ڈائیوڈ کی جگہ اس کے وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اسے حل کریں۔ اس ریاضی نمونے میں  $V_{D0} = 0.58 \text{ V}$  اور  $r_D = 100 \Omega$  لیں۔

حل: شکل ب میں ڈائیوڈ کی جگہ اس کا ریاضی نمونہ نسب کیا گیا ہے جس سے

$$I_D = \frac{V_B - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{5 - 0.58}{1000 + 100} = 4.018 \text{ mA}$$

اور ڈائیوڈ پر برقی دباؤ

$$V_D = V_{D0} + I_D r_D = 0.58 + 4.018 \times 10^{-3} \times 100 = 0.9818 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

کامل ڈالیوڈر پارٹی نمونہ 2.22.2

مendirجہ بالا ریاضی نمونوں میں سیدھے مائل ڈائیوڈ پر برقی دباؤ  $v_D$  کو مختلف طریقوں سے نپتا گیا۔ عموماً دور میں مختلف برقی دباؤ کی قیمتیں  $v_D$  سے کئی گناہوتی ہیں اور اس صورت  $v_D$  کی قیمت کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسی ٹکنیکوں پر  $v_D = 0 \text{ V}$  لیا جا سکتا ہے اور سیدھے مائل ڈائیوڈ کو کاملاً 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 برقی رو سیدھے خطوط کے ریاضی غونے کی مدد سے اور دوبارہ کامل ریاضی غونے کی مدد سے حاصل کریں۔

حل: سیدھے خطوط ریاضی غونے سے

$$I_D = \frac{V_B - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{200 - 0.58}{100000 + 100} = 1.9922 \text{ mA}$$

کامل ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے سے

$$I_D = \frac{V_B}{R} = \frac{200}{100000} = 2 \text{ mA}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں جواب تقریباً برابر ہیں۔

### 2.22.3 ڈائیوڈ کا پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

حصہ 2.12 میں باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  پر منذکرہ کیا گیا۔ اس حصے میں اس پر مزید غور کیا جائے گا۔ شکل 2.65 اف میں  $V_D$  ڈائیوڈ کا نقطہ کار کردگی تعین کرتا ہے جبکہ  $v_d$  باریک اشارہ ہے۔ یوں کسی بھی لمحہ ڈائیوڈ پر کل برقی دباؤ

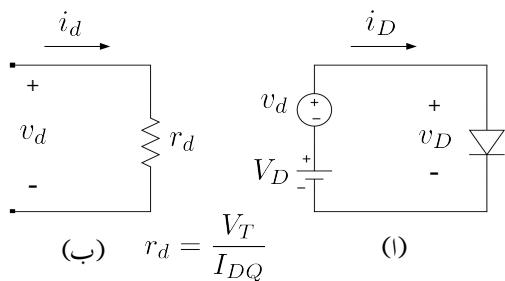
$$(2.69) \quad v_D = V_D + v_d$$

ہو گا اور اس میں برقی رو

$$(2.70) \quad i_D = I_D + i_d$$

ہو گی۔  $V_D$  اور  $I_D$  یک سنتی مقداریں ہیں۔ دراصل یہ  $V_{DQ}$  اور  $I_{DQ}$  ہی ہیں۔ صفر اشارہ یعنی  $v_d = 0 \text{ V}$  کی صورت میں  $i_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_{DQ}$

$$(2.71) \quad i_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_{DQ}$$



شکل 2.65: پست تحد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارہ کی موجودگی میں ڈائیوڈ کی مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.72) \quad i_D \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_D + v_d}{V_T}} = I_{DQ} e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

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 مقابلے سے بہت کم ہو (یعنی  $v_d << V_T$ ) تو پہلے دو جزو کے علاوہ بقیا کو نظر انداز کرنا ممکن ہو گا اور اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(2.74) \quad i_D \approx I_{DQ} \left( 1 + \frac{v_d}{V_T} \right)$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(2.75) \quad i_D \approx I_{DQ} + \left( \frac{I_{DQ}}{V_T} \right) v_d = I_{DQ} + \frac{v_d}{r_d}$$

جہاں مساوات 2.35 میں حاصل کیا گیا ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}}$  استعمال کیا گیا۔ چونکہ  $i_D = I_{DQ} + i_d$  ہوتا ہے لہذا مساوات 2.75 کا پہلا جزو نقطہ کار کردگی پر یک سمتی برقی رو  $I_{DQ}$  ہے جبکہ

---

$(e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \dots)$  Maclaurin's 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 تعداد باریک اشاراتی ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

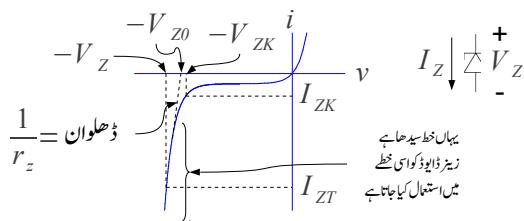
اس کا دوسرا جزو بدلتے اشارہ  $v_d$  پر منحصر بر قی رو  $i_d$  ہے یعنی

$$(2.76) \quad i_d = \frac{v_d}{r_d}$$

ڈائیوڈ کا پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ شکل 2.65 ب میں دکھایا گیا ہے۔ آپ تسلی کر سکتے ہیں کہ پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ بھی بر قی رو  $i_d$  پر مساوات 2.76 کی طرح بر قی دباؤ  $v_d$  دیتا ہے۔ ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ صرف ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  پر مشتمل ہے۔

#### 2.22.4 ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

اب تک ہم ڈائیوڈ کے وہ ریاضی نمونے دیکھتے رہے جو کم تعداد پر ڈائیوڈ کے کارکردگی پر صحیح اترتے ہیں۔ اگر بلند تعداد کے اشارات پر ڈائیوڈ کی کارکردگی پر غور کرنا ہو تو ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ استعمال کرنا ہو گا جو ڈائیوڈ کے اندرونی کپیسٹر کا بھی حساب رکھتا ہو۔ ڈائیوڈ کے اندرونی کپیسٹر دو طرح کے ہوتے ہیں۔ پہلا کپیسٹر  $C_j$  ویران خطے کے دونوں جانب الٹ بر قی بادوں کی وجہ سے پیدا ہوتا ہے جبکہ دوسرا قسم کا کپیسٹر  $C_d$  بادوں کے بہاو سے پیدا ہوتا ہے۔ ان کپیسٹروں کو ڈائیوڈ کے پست تعداد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ میں مزاحمت  $r_d$  کے متوازی نسب کر کے ڈائیوڈ کا بلند تعداد باریک اشاراتی ریاضی 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  $C_D$  اور  $C_J$  استعمال کئے جائیں گے۔



شکل 2.67: زینرڈائیڈ کے خط پر اہم نقطے

## 2.23 زینرڈائیڈ اور اس کاریاضی نمونہ

شکل 2.67 میں زینرڈائیڈ کے برقی دباؤ بالمقابل برقی رو کا خط اور اس کی علامت دکھائی گئی ہے۔ اس کی علامت میں انگریزی حروف تجھی Z شامل کر کے اس کی پہچان کی جاتی ہے۔ سیدھا مائل زینرڈائیڈ بالکل ایک عام ڈائیڈ کے ماتنہ کام کرتا ہے اور اسے آپ عام ڈائیڈ کی جگہ استعمال کر سکتے ہیں۔ اس یہ ذہن میں رکھیں کہ عام ڈائیڈ استعمال کرتے وقت ہم کبھی نہیں چاہتے کہ یہ الٹی برقی رو گزرنے والے جبکہ زینرڈائیڈ کو عموماً ان مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں اس میں الٹی برقی رو ہی گزاری جاتی ہے۔ زینرڈائیڈ کے خط پر جہاں برقی رو بڑھنے شروع ہوتی ہے اسے زینرڈائیڈ کا گھٹھنا<sup>193</sup> کہتے ہیں۔<sup>194</sup> زینرڈائیڈ بنانے والے صنعت کار زینرڈائیڈ کے گھٹھنے پر برقی رو دباؤ  $V_{ZK}$  اور برقی رو  $I_{ZK}$  کی قیمت فراہم کرتے ہیں۔ چونکہ زینرڈائیڈ عموماً اٹا مائل رکھا جاتا ہے لہذا، جیسا شکل 2.67 میں دکھایا گیا ہے، اس پر برقی دباؤ اور اس میں برقی رو عام ڈائیڈ کے الٹ نالی جاتی ہے۔ اس طرح اگر خط پر منقی تیس وولٹ  $-30V$  پر زینر گھٹھنا پایا جائے تو صنعت کار اس کی قیمت  $V_{ZK} = 30V$  فراہم کرے گا۔

اسی طرح صنعت کار، زینر برقی دباؤ  $V_Z$  کی عمومی قیمت کسی خاص برقی رو  $I_{ZT}$  پر ناپ کر فراہم کرتا ہے۔ زینرڈائیڈ کو عموماً اس کے زینر برقی دباؤ سے بھی پکارا جاتا ہے یعنی  $V_Z = 10V$  کی صورت میں اسے دس وولٹ کا زینر کہا جائے گا۔

اگر زینرڈائیڈ پر برقی دباؤ  $V_Z$  اور اس میں گزرتی برقی رو  $I_Z$  ہو تو اس میں برقی طاقت کے ضیاءع<sup>195</sup>

<sup>193</sup> زینر گھٹھنے 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 گز رہا ہو تو اس میں برقی طاقت کا ضیاء  $5.6 \times 0.01 = 56\text{ mW}$  ہو گا جو کہ اس زیز ڈائیوڈ کے طاقت کے ضیاء کی حد یعنی  $0.25\text{ W}$  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 گز رے 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  $W = 5.6 \times 0.022 = 0.123\text{ W}$  کا تقریباً  $0.25\text{ W}$  کا نصف ہے۔

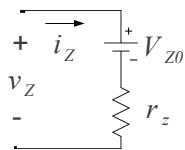
زیز ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء سے حرارتی توانائی پیدا ہوتی ہے جس سے زیز ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتا ہے۔ اگر زیز ڈائیوڈ سے حرارتی طاقت کے اخراج کی شرح اس میں برقی طاقت کے ضیاء سے پیدا ہوتے ہیں تو زیز ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتے بڑھتے ناقابل برداشت ہو جاتا ہے جس سے یہ تباہ ہو جاتا ہے۔ بر قیامتی پر زہ جات عموماً اسی طریقے سے تباہ ہوتے ہیں۔ درجہ حرارت بڑھنے سے نیم موصل مادہ لگھل جاتا ہے اور یوں پر زہ تباہ ہو جاتا ہے۔

زیز ڈائیوڈ کے خط کی ڈھلوان اور اس کے باریک اشاراتی زیز مزاحمت  $r_z$  کا تعلق عام ڈائیوڈ کی طرح ہی ہے یعنی

$$(2.78) \quad \frac{1}{r_z} = \frac{\Delta v_Z}{\Delta i_Z}$$

بس فرق صرف اتنا ہے کہ زیز ڈائیوڈ یوں بنایا جاتا ہے کہ اس کی ڈھلوان زیادہ سے زیادہ ہو۔ یوں اس کی اشاراتی زیز مزاحمت کم سے کم ہوتی ہے جس سے زیز ڈائیوڈ میں برقی رو کے تبدیلی سے اس پر برقی دباؤ میں کم سے کم تبدیلی رو نما ہوتی ہے۔ چونکہ  $r_z = \frac{\Delta v_Z}{\Delta i_Z}$  ہوتا ہے لہذا اس بات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(2.79) \quad \Delta v_Z = \Delta i_Z r_z$$



شکل 2.68: زیزڈائیڈ کاریاضی نمونہ

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $r_z$  کی قیمت جتنی کم ہو برقی رو کے تبدیلی سے برقی دباؤ میں اتنی کم تبدیلی رونما ہو گی۔

زیزڈائیڈ کاریاضی نمونہ حاصل کرنے کی خاطر اس کے خط کو نقطہ ( $V_Z, I_Z$ ) سے ڈھلوان  $\frac{1}{r_z}$  کے نقطے دار لکیر سے افقی محور تک پہنچایا جاتا ہے جہاں یہ محور کو  $V_{Z0}$  - پر لکراتا ہے۔ اس خط کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(2.80) \quad v_Z = V_{Z0} + i_Z r_z$$

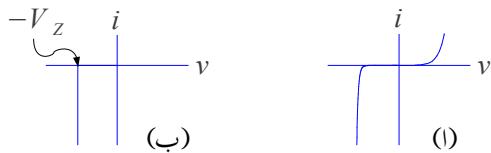
اس مساوات سے زیزڈائیڈ کاریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.68 میں دکھایا گیا ہے۔ زیز گھٹنے کے قریب خط کافی زیادہ مرتا ہے جبکہ زیادہ برقی رو (یعنی  $I_Z >> I_{ZK}$ ) پر یہ خط تقریباً سیدھا رہتا ہے۔ زیزڈائیڈ کا عمومی استعمال اس سیدھے خطے میں ہی کیا جاتا ہے۔

زیزڈائیڈ کو عموماً زین گھٹنے کے قریب استعمال نہیں کیا جاتا۔ زیز گھٹنے کے قریب خط کو نظر انداز کرتے ہوئے اور  $r_z = 0$  لیتے ہوئے زیزڈائیڈ کے خط کو سادہ شکل دی جاسکتی ہے جسے شکل میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 2.67 میں زیزڈائیڈ کا لبریزی برقی رو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے تاکہ شکل میں اہم نکات دکھانا ممکن ہو۔ شکل 2.69 الف میں زیزڈائیڈ کے خط کو صحیح جسمات کے لحاظ سے دکھایا گیا ہے جہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ لبریزی برقی رو قابل نظر انداز ہوتی ہے۔

جبیسا اپر ذکر ہوا کہ زیزڈائیڈ کو عموماً الٹا ہی مائل کیا جاتا ہے اور ایسا کرتے وقت زیز گھٹنے کے قریب خطے کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے۔ اگر زیز گھٹنے کے قریب خطے کو نظر انداز کیا جائے اور  $r_z = 0$  تصور کیا جائے تو زیزڈائیڈ کے خط کو شکل 2.69 - ب کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے۔ اس سادہ خط کے مطابق زیزڈائیڈ دو ہی صورت اختیار کر سکتا ہے۔ پہلی صورت میں اس پر برقی دباؤ تبدیل ہو سکتی ہے مگر اس میں برقی رو کی قیمت صفر رہتی ہے یعنی

$$(2.81) \quad \begin{aligned} 0 &\leq |v_Z| < |V_Z| \\ |i_Z| &= 0 \end{aligned}$$



شکل 2.69: زینر ڈائیوڈ کا خط اور اس خط کی سادہ شکل

اس صورت میں اسے منقطع حالت میں تصور کیا جائے گا۔ دوسری صورت میں اس پر بر قی دباؤ  $V_Z$  رہتا ہے جبکہ اس میں بر قی رو قابل تبدیل ہے یعنی

$$(2.82) \quad |v_Z| = |V_Z| \\ 0 \leq |i_Z| \leq |I_{Zmax}|$$

جہاں  $I_{Zmax}$  وہ بر قی رو ہے جس پر زینر ڈائیوڈ میں بر قی طاقت کا ضیاع قابل برداشت حد کے برابر ہوتا ہے۔ اس صورت میں اسے بے قابو حالت میں تصور کیا جائے گا۔

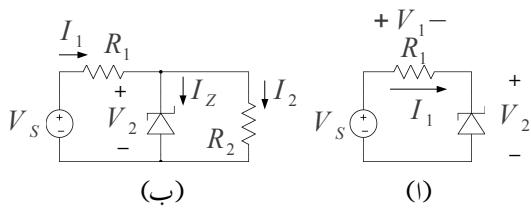
شکل 2.69 - ب زیادہ آسانی اور جلدی سے قابل قبول جوابات حاصل کرنے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔  
شکل 2.70 - الف میں دور میں زینر ڈائیوڈ کو بے قابو حالت میں رکھ کر اس دور کو عموماً سادہ منع بر قی دباؤ (یعنی بر قی دباؤ کی منع) کے طور استعمال کیا جاتا ہے جس کی خارجی یک سستی بر قی دباؤ کی قیمت  $V_Z$  کے برابر ہوتا ہے۔ اس پر، جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، بر قی بوجھ کو مزاحمت  $R_2$  کی جگہ نسب کیا جاتا ہے۔ اس منع کے مختلف پہلو پر چند مثالیں دیکھتے ہیں۔

مثال 2.17: شکل 2.70 الف میں زینر بر قی دباؤ  $V_Z$  کی قیمت 5.6 V ہے جبکہ  $R_1 = 1\text{k}\Omega$  ہے۔ مندرجہ ذیل  $V_S$  پر کامل زینر ڈائیوڈ کے بر قی دباؤ اور اس میں گزرتی بر قی رو حاصل کریں۔

$$V_S = 3\text{ V} .1$$

$$V_S = 8\text{ V} .2$$

$$V_S = 20\text{ V} .3$$



فکل 2.70: زینر ڈائیوڈ کا استعمال

حل: فکل 2.70 ب کو استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

1. لاگو برقی دباؤ  $V_s = 3\text{V}$  کو شش کرے گا کہ زینر ڈائیوڈ میں برقی رو گزارے۔ البتہ زینر ڈائیوڈ کے خط کے مطابق زینر ڈائیوڈ میں  $V_Z$  سے کم برقی دباؤ پر مقطوع رہتا ہے یعنی مساوات 2.81 کے تحت  $I_Z = 0$  ہو گا۔ یوں اس دور میں مزاحمت  $R_1$  پر 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 3 V برقی دباؤ ہو گا جبکہ اس میں صفر برقی رو ہو گا۔

2. اس مرتبہ لاگو برقی دباؤ زینر برقی دباؤ سے زیادہ ہے لہذا زینر ڈائیوڈ برقی رو گزارے گا۔ مساوات 2.82 کے تحت اس صورت زینر ڈائیوڈ پر  $V_Z$  یعنی 5.6 V کا برقی دباؤ ہو گا جبکہ مزاحمت پر اوہم کے قانون کے تحت

$$V_1 = V_s - V_Z = I_1 \times R_1$$

$$= 8 - 5.6 = I_1 \times 1000$$

$$I_1 = 2.4\text{mA}$$

ہو گا۔ چونکہ یہی برقی رو زینر ڈائیوڈ سے بھی گزرتا ہے لہذا  $I_Z = 2.4\text{mA}$  حاصل ہوتا ہے۔

3. یہاں بھی لاگو برقی دباؤ زینر ڈائیوڈ میں برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے لہذا

$$V_1 = V_s - V_Z = I_1 \times R_1$$

$$= 20 - 5.6 = I_1 \times 1000$$

$$I_1 = 14.4\text{mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے  $I_Z = 14.4 \text{ mA}$  حاصل ہوتا ہے۔

مثال 2.18: شکل 2.70 الف میں زیز ڈائیوڈ کے متوازی مزاحمت  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  جوڑ کر شکل 2.70 ب حاصل ہوتا ہے۔ مثال 2.17 میں دے معلومات استعمال کرتے ہوئے برقی دباؤ  $V_2$  حاصل کریں۔

حل:

1. گزشتہ مثال میں  $V_S = 3 \text{ V}$  پر دیکھا گیا کہ زیز ڈائیوڈ منقطع رہتا ہے اور یوں  $I_Z = 0$  ہو گا۔ منقطع زیز کو دور سے نکلا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے سے دو سلسلہ وار مزاحمت رہ جاتے ہیں جن سے

$$V_2 = \frac{V_S \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3 \times 1000}{1000 + 1000} = 1.5 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ زیز ڈائیوڈ میں صفر برقی رو گزرتا ہے لہذا دونوں مزاحمت میں برابر برقی رو گزے کا جسے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

$$I_1 = I_2 = \frac{V_S}{R_1 + R_2} = \frac{3}{2000} = 1.5 \text{ mA}$$

2. یہاں  $V_S = 8 \text{ V}$  ہونے سے یوں معلوم ہوتا ہے کہ زیز ڈائیوڈ بے۔ قابو حال میں ہو گا مگر غور کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ ایسا نہیں ہے۔ یہ ایک دلچسپ مثال ہے جسے حل کرنے سے سوچ میں وسعت پیدا ہوتی ہے۔

شکل 2.70 ب کے تحت زیز ڈائیوڈ دو ہی صورتوں میں رہ سکتا ہے یعنی منقطع یا بے قابو۔ اُنہیں دو صورتوں کو مساوات 2.81 اور مساوات 2.82 بیان کرتے ہیں۔

آئین موجودہ مثال میں زیز کو منقطع تصویر کریں۔ منقطع زیز ڈائیوڈ کا دور پر کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہوتا اور اسے دور سے مکمل طور نکلا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے سے ہمارے پاس دو سلسلہ وار مزاحمت رہ جاتے ہیں جن سے

$$V_2 = \frac{V_S \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{8 \times 1000}{1000 + 1000} = 4 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $V_2 = 4\text{V}$  ہونے سے صاف ظاہر ہے کہ زینر ڈائیوڈ منقطع رہے گا۔ یوں زینر ڈائیوڈ کو منقطع تصور کرنا درست تھا۔ منقطع زینر ڈائیوڈ میں  $I_Z = 0$  رہے گا بجکہ مزاحمت میں

$$I_1 = I_2 = \frac{V_S}{R_1 + R_2} = \frac{8}{2000} = 4\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اسی مثال کو یوں بھی حل کر سکتے ہیں کہ پہلے تصور کیا جائے کہ دور میں زینر ڈائیوڈ نہیں لگایا گیا۔ اس طرح  $V_2 = 4\text{V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اب اگر زینر ڈائیوڈ نسب کر دیا جائے تو یہ منقطع ہی رہے گا۔

آئیں اسی مثال کو تیسری مرتبہ یوں حل کریں کہ زینر ڈائیوڈ کو بے قابو صورت میں تصور کیا جائے۔ چونکہ بے قابو زینر ڈائیوڈ پر زینر برقی دباؤ ہی پایا جاتا ہے لہذا یوں  $V_2 = V_Z = 5.6\text{V}$  ہو گا۔ شکل 2.70 ب میں  $V_2 = 5.6\text{V}$  لیتے ہوئے اُوہم کے قانون سے

$$I_1 = \frac{V_S - V_2}{R_1} = \frac{8 - 5.6}{1000} = 2.4\text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{5.6}{1000} = 5.6\text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ زینر ڈائیوڈ اور دونوں مزاحمت کے مشترک جوڑ پر کر خوف کے قانون برائے برقی روکے تھت  $I_1 = I_2 + I_Z$  ہونا چاہئے جس سے

$$I_Z = I_1 - I_2 = 2.4\text{ mA} - 5.6\text{ mA} = -3.2\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی زینر برقی رو کا مطلب ہے کہ زینر ڈائیوڈ میں برقی رو کی سمت شکل 2.70 ب کے الٹ ہے۔ ایسا ہونے سے صاف ظاہر ہے کہ زینر ڈائیوڈ ہرگز بے قابو حالت میں نہیں ہے۔ بے قابو حالت میں برقی رو شکل میں دکھائے رکھ میں ہوتا ہے۔ ہم نے زینر ڈائیوڈ کو غلط حالت میں تصور کیا تھا اور یہ بے قابو صورت میں نہیں ہے۔ اس طرح زینر ڈائیوڈ منقطع ہی ہے۔ یہاں سے ہم پہلے ہی حل کر چکے ہیں۔

3. اس مثال کو بھی کئی طریقوں سے حل کیا جا سکتا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ زینر ڈائیوڈ بے قابو ہے۔ اس صورت  $V_2 = V_Z = 5.6\text{V}$  ہو گا۔ یوں اُوہم کے قانون سے

$$I_1 = \frac{V_S - V_2}{R_1} = \frac{20 - 5.6}{1000} = 14.4\text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{5.6}{1000} = 5.6\text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

$$I_1 = I_2 + I_Z$$

$$14.4 \text{ mA} = 5.6 \text{ mA} + I_Z$$

$$I_Z = 8.8 \text{ mA}$$

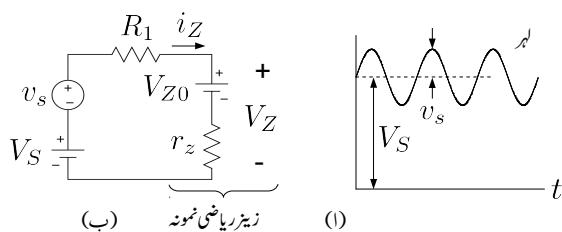
حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ زیز ڈائیوڈ میں بے قابو برقی رو کے رخ ہی برقی رو گزر رہی ہے لہذا جواب درست ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب تک  $I_1$  کی قیمت  $I_2$  کے قیمت سے زیادہ ہو اس صورت میں زیز ڈائیوڈ میں بے قابو برقی رو گزرے گا جس کی قیمت  $I_Z = I_1 - I_2$  ہو گی۔ اس کے علاوہ یہی ممکن ہے کہ  $I_1 = I_2$  اور  $I_Z = 0$  ہو۔ تیری صورت جہاں  $I_1$  کی قیمت  $I_2$  کے قیمت سے کم حاصل ہو درست نہیں اور اسے رد کیا جاتا ہے۔

شکل 2.70 الف کے برقی دباؤ کی منجع کو داخلی جانب برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے جس کو شکل 2.71 الف میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ داخلی برقی دباؤ مکمل طور یک سختی نہیں ہے بلکہ اس میں ناپسندیدہ لہر  $v_s$  پایا جاتا ہے جبکہ یک سختی برقی دباؤ  $V_S$  اس کا بیشتر حصہ ہے۔ ان دونوں حصوں کی نشاندہی شکل میں کی گئی ہے۔ زیز ڈائیوڈ سے بنائی گئی برقی دباؤ کے منجع سے توقع کی جاتی ہے کہ اس میں لہر کی مقدار کم سے کم ہو گی۔

مثال 2.19: شکل 2.70 الف میں  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  اور  $v_s = 1.2 \sin \omega t$ ،  $V_S = 15 \text{ V}$  اور  $r_z = 10 \Omega$  اور  $V_{Z0} = 5.6 \text{ V}$  ہونے کی صورت میں خارجی برقی دباؤ  $V_2$  حاصل کریں۔

حل: شکل 2.70 الف میں زیز ڈائیوڈ کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 2.71 ب حاصل ہوتا ہے۔ خارجی برقی دباؤ حاصل زیز پر پائے جانے والا برقی دباؤ  $V_Z$  ہی ہے جسے یوں حاصل کرتے ہیں۔



شکل 2.71: زینر منع

پہلے دور میں برقی رو حاصل کرتے ہیں۔

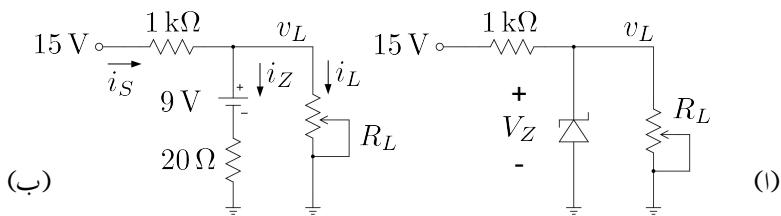
$$\begin{aligned} i_Z &= \frac{V_S + v_s - V_{Z0}}{R_1 + r_z} \\ &= \frac{15 + 1.2 \sin \omega t - 5.6}{1000 + 10} \\ &= (9.3 + 1.18811 \sin \omega t) \times 10^{-3} A \end{aligned}$$

اس سے زینر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_Z &= V_{Z0} + i_Z r_z \\ &= 5.6 + (9.3 + 1.18811 \sin \omega t) \times 10^{-3} \times 10 \\ &= 5.693 + 0.01188 \sin \omega t \end{aligned}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ داخلی برقی دباؤ میں اہر، یک سمیت حصے کا  $\frac{1.2}{15} \times 100 = 8\%$  بنتا ہے جبکہ خارجی برقی دباؤ میں اہر صرف  $0.01188 \times \frac{0.01188}{5.693} \times 100 = 0.2086\%$  بنتا ہے۔ زینر ڈائوڈ کے استعمال سے اہر نہیں کم ہو گئی ہے۔

مثال 2.20: شکل 2.72 اف میں زینر منع کے متوازی برقی بوجھ  $R_L$  نسب کیا گیا ہے تاکہ برقی بوجھ کو مستقل برقی دباؤ مہبیا کی جائے۔ برقی بوجھ کو تقریباً نو ولٹ درکار ہیں لہذا نو ولٹ کا زینر استعمال کیا جاتا ہے۔ زینر



شکل 2.72: زیر منہج پر بدلتی بوجھ

ڈائیوڈ کا  $V_{Z0} = 9\text{V}$  جبکہ اس کا  $r_z = 20\text{k}\Omega$  ہے۔ برقی بوجھ کی مزاحمت  $2\text{k}\Omega$  تا  $9\text{k}\Omega$  تبدیل ہو سکتی ہے۔ ان حدود میں بوجھ پر برقی دباؤ  $v_L$  کا تغیینہ لگائیں۔

حل: شکل ب میں اس کا باریک مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ زیر ڈائیوڈ بے قابو صورت میں رہتا ہے۔ یوں زیر ڈائیوڈ اور برقی بوجھ پر تقریباً  $9\text{k}\Omega$  رہتے ہیں اور

$$i_S = \frac{15 - 9}{1000} = 6\text{ mA}$$

اوگا۔ اگر  $R_L = 2\text{k}\Omega$  ہو تو

$$i_L = \frac{9}{2000} = 4.5\text{ mA}$$

اور

$$i_Z = 6\text{ mA} - 4.5\text{ mA} = 1.5\text{ mA}$$

ہوں گے۔ اس طرح حقیقت میں

$$(2.83) \quad v_L \Big|_{R_L=2\text{k}\Omega} = V_{Z0} + i_Z r_z = 9 + 1.5 \times 10^{-3} \times 20 = 9.03\text{ V}$$

پایا جائے گا۔

اب چونکہ ہمیں زیر ڈائیوڈ پر پائے جانے والے برقی دباؤ کی زیادہ درست قیمت دریافت ہو گئی ہے لہذا ہم مندرجہ بالا تمام معلومات دوبارہ حاصل کر سکتے ہیں۔ اس طرح  $i_Z = 4.515\text{ mA}$ ,  $i_S = 5.97\text{ mA}$  اور

1.455 mA حاصل ہوتے ہیں جن سے  $v_L = 9.0291$  V حاصل ہوتا ہے جو تقریباً مساوات 2.83 میں دیا گیا جواب ہی ہے۔ آپ اس نئی قیمت کو استعمال کرتے ہوئے اور بہتر جواب حاصل کر سکتے ہیں لیکن جیسا کہ آپ نے دیکھا پہلا جواب عموماً قابل قبول ہوتا ہے۔ یوں  $2\text{k}\Omega$  کے برقی بوجھ پر زیر منع 9.03 V برقی دباؤ مہیا کرتی ہے۔

برقی بوجھ 6  $\text{k}\Omega$  کرنے سے  $i_S$  پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ بقیا معلومات حاصل کرتے ہیں۔ یوں

$$i_L = \frac{9}{6000} = 1.5 \text{ mA}$$

اور

$$i_Z = 6 \text{ mA} - 1.5 \text{ mA} = 4.5 \text{ mA}$$

ہوں گے۔ اس طرح حقیقت میں برقی بوجھ پر

$$(2.84) \quad v_L \Big|_{R_L=6\text{k}\Omega} = V_{Z0} + i_Z r_z = 9 + 4.5 \times 10^{-3} \times 20 = 9.09 \text{ V}$$

پائے جائیں گے۔

آپ نے دیکھا کہ برقی بوجھ کا  $2\text{k}\Omega$  تبدیل ہونے سے اس کی برقی رو 4.5 mA تا 1.5 mA تبدیل ہوتی ہے۔ زیر منع کا برقی دباؤ صرف 9.03 V تا 9.09 V یعنی 60 mV تبدیل ہوتا ہے۔ چونکہ ہم نو وولٹ کی منع بنانے لکھ تھے لذا نو وولٹ کی نسبت سے دیکھتے ہوئے بوجھ کے برقی دباؤ میں صرف

$$\frac{9.09 - 9.03}{9} \times 100 = 0.66 \%$$

کی تبدیلی آتی ہے۔ زیر منع کے برقی دباؤ میں تبدیلی کا دار و مدار زینرڈ ڈائوڈ کے برقی رو میں تبدیلی پر ہے۔ اگر کسی طرح زینرڈ ڈائوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کیا جائے تو منع سے حاصل برقی دباؤ میں تبدیلی مزید کم ہوگی۔ حصہ 3.22 میں ایسا کرنا دلکھایا جائے گا۔

## 2.24 یک سمتی اور بدلتے متغیرات کے حساب کی علیحدگی

شکل 2.73 الف میں ڈائیوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں ڈائیوڈ کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ (شکل 2.62) نسب کرنے سے شکل 2.73 ب حاصل ہوتا ہے۔ اس دور کو حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}
 V_{SS} + v_s &= V_{D0} + i_D(R + r_d) \\
 (2.85) \quad &= V_{D0} + (I_D + i_d)(R + r_d) \\
 &= V_{D0} + I_D R + I_D r_d + i_d R + i_d r_d
 \end{aligned}$$

بدلتا اشارہ کے عدم موجودگی میں (یعنی جب  $v_d$  اور  $i_d$  کے قیمتیں صفر ہوں) اس مساوات کو یوں لکھا جائے گا

$$(2.86) \quad V_{SS} = V_{D0} + I_D R + I_D r_d$$

بدلتے متغیرات کے موجودگی میں مساوات 2.85 کو یوں حل کر سکتے ہیں۔

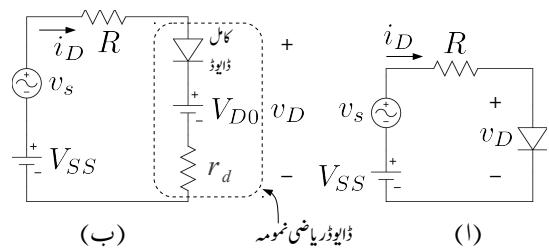
$$\begin{aligned}
 \widehat{V_{SS}} + v_s &= \widehat{V_{D0} + I_D R + I_D r_d} + i_d R + i_d r_d \\
 (2.87) \quad v_s &= i_d R + i_d r_d
 \end{aligned}$$

جہاں مساوات 2.86 کی مدد سے دائیں اور بائیں بازو کے یک سمتی مقداروں کی نشاندہی کرتے ہوئے انہیں کاٹ کر مساوات کا دوسرا جزو حاصل کیا گیا۔

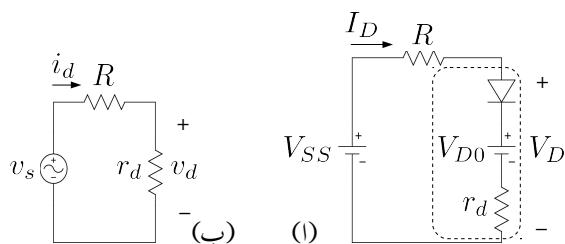
مساوات 2.86 اور مساوات 2.87 کے دوسرے جزو کے ادوار شکل 2.74 میں دکھائے گئے ہیں۔ شکل 2.74 ب اس دور کا مساوی باریک اشاراتی دور کھلاتا ہے۔ ڈائیوڈ کے باریک اشارات  $i_d$  اور  $v_d$  یوں حاصل کیا جائیں گے۔

$$\begin{aligned}
 (2.88) \quad i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\
 v_d &= i_d r_d = \frac{r_d v_s}{R + r_d}
 \end{aligned}$$

مندرجہ بالا طریقہ کار ایک عمومی طریقہ کار ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے ادوار بالحوم اور ٹرانزسٹر کے ادوار بالخصوص حل کئے جاتے ہیں۔ اس طریقے میں ادوار حل کرتے وقت پہلے بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے۔ اس نقطے پر ڈائیوڈ (ٹرانزسٹر) کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے کے اجزاء حاصل کئے جاتے ہیں۔ باریک اشاراتی حساب و کتاب کی خاطر مساوی باریک اشاراتی دور بنایا جاتا ہے جس میں تمام یک سمتی منع بر قی دباؤ کو قصر دور کرتے ہوئے ڈائیوڈ (ٹرانزسٹر) کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کیا جاتا



شکل 2.73: یک سمتی اور بدلنے متغیرات کی علیحدگی



شکل 2.74: پک سمتی اور پار پک اشاراتی مساوی ادوار

ہے۔ یوں حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو عام برقی دور کے مانند حل کرتے ہوئے باریک اشاراتی برقی دباؤ اور باریک اشاراتی برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔

یک سمتی اور باریک اشاراتی حساب و کتاب کا یوں علیحدہ کرنا برقيات کے میدان میں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ اگلے بالوں میں اس طریقہ کار کو بار بار بروئے کار لایا جائے گا۔

---

مثال 2.21: شکل 2.73 الف میں  $R = 5\text{k}\Omega$  اور  $v_s = 0.5 \sin \omega t$  اور  $V_{SS} = 12\text{V}$  ہوئے ڈائیوڈ سے گزرنی بدلتی برقی رو  $i_d$  اور اس پر بدلتا برقی دباؤ  $v_d$  حاصل کریں۔

حل: اس دور کا مساوی باریک اشاراتی دور شکل 2.74 ب میں دکھایا گیا ہے جسے حل کرنے کی خاطر ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  کی قیمت جانا ضروری ہے۔ ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت نقطہ مائل سے مساوات 2.35 سے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل 2.73 کے یک سمتی حل سے

$$(2.89) \quad I_D = I_{DQ} = \frac{V_{SS} - 0.7}{R} = \frac{12 - 0.7}{5000} = 2.26\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(2.90) \quad r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}} = \frac{0.025}{0.00226} = 11.062\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل 2.74 ب کے دور سے

$$(2.91) \quad \begin{aligned} i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\ &= \frac{0.5 \sin \omega t}{5000 + 11} \\ &= 9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t \\ v_d &= i_d r_d \\ &= (9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t) \times 11 \\ &= 1.0976 \times 10^{-3} \sin \omega t \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

---

## 2.25 قانون مرتعن جیٹ اتار کار

اس باب میں زیادہ طاقت یعنی زیادہ جیٹ کے اشارے کی صورت میں جیٹ اتار کار کا خارجی برتنی دباؤ اس کے داخلی برتنی دباؤ کے چوٹی کے برابر ہوتا ہے۔ اس حصے میں کم طاقت یعنی کم جیٹ کے اشارے کی صورت میں جیٹ اتار کار کی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جہاں آپ دیکھیں گے کہ جیٹ اتار کار کا خارجی برتنی دباؤ اس کے داخلی برتنی دباؤ کے مرتعن کے راست تناسب ہوتا ہے۔ اس حصے میں آپ یہ بھی دیکھیں گے کہ کم طاقت والے اشارے کی طاقت کو جیٹ اتار سے ناپا جا سکتا ہے۔

شکل 2.75 میں مزاحمت  $R_S$  کو رویڈیو اشلہ  $v_i$  فراہم کیا گیا ہے۔ دراصل جس بھی دور کو رویڈیو اشلہ فراہم کیا جا رہا ہو اس دور کے داخلی مزاحمت کو  $R_S$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ ذرائع ابلاع<sup>197</sup> کے ادوار میں  $R_S$  کی قیمت عموماً  $50\Omega$  ہوتی ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ سائنس نما برتنی دباؤ  $V_p \cos \omega t$  کی موثر<sup>198</sup> قیمت  $V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$  کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت  $R_S$  میں برتنی طاقت کے ضیاع کو

$$(2.92) \quad P = \frac{V_{rms}^2}{R_S} = \frac{V_p^2}{2R_S}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس طاقت کو نانپنے کی غرض سے  $R_S$  کے متوالی ڈائیوڈ اور مزاحمت  $R_L$  نسب کئے گئے ہیں جہاں سلسلہ وار جڑے ڈائیوڈ اور  $R_L$  کے کل مزاحمت کی قیمت  $R_S$  کے قیمت سے بہت زیادہ رکھی جاتی ہے تاکہ ان کی شمولیت داخلی اشارے پر بوجھ نہ ڈالے۔ اگرچہ ایسا تصور کرنا ضروری نہیں لیکن ہم اس حصے میں تصور کریں گے کہ ڈائیوڈ کو معمولی یک سمیتی برتنی دباؤ دے کر سیدھا مائل رکھا گیا ہے۔ شکل میں اس یک سمیتی برتنی دباؤ کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ آئیں اب تخلیلی تجزیہ کریں۔

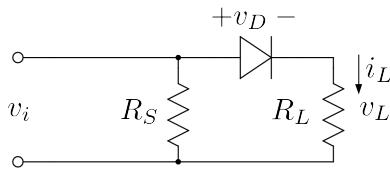
کسی بھی خمار تفاضل  $f(x)$  کو سلسلہ طاقت<sup>199</sup>

$$f(x) = c_1 x + c_2 x^2 + c_3 x^3 + \dots$$

سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح اس شکل میں ڈائیوڈ اور مزاحمت  $R_L$  کے برتنی رو کو داخلی برتنی دباؤ  $v_i$  =

---

communication systems<sup>197</sup>  
rms<sup>198</sup>  
power series<sup>199</sup>



شکل 2.75: ڈائیوڈ قانون مریخ جیطہ اتار کار

$V_p \cos \omega t$  کے سلسلہ طاقت سے یوں ظاہر کیا جاسکتا ہے۔

$$\begin{aligned} i_L &= c_1 v_i + c_2 v_i^2 + c_3 v_i^3 + \dots \\ &= c_1 V_p \cos \omega t + c_2 V_p^2 \cos^2 \omega t + \dots \end{aligned}$$

اس مساوات میں  $\cos^2 \omega t = \frac{1+\cos 2\omega t}{2}$  استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} i_L &= c_1 V_p \cos \omega t + c_2 V_p^2 \left( \frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \right) + \dots \\ &= \frac{c_2 V_p^2}{2} + c_1 V_p \cos \omega t + \frac{c_2 V_p^2}{2} \cos 2\omega t + \dots \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں یک سمی جزو کے پہلے رکھا گیا ہے۔ لہذا  $R_L$  پر برقی دباؤ  $i_L R_L = v_L$  یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$v_L = \frac{c_2 V_p^2 R_L}{2} + c_1 V_p R_L \cos \omega t + \frac{c_2 V_p^2 R_L}{2} \cos 2\omega t + \dots$$

اس برقی دباؤ کو فیٹر کرتے ہوئے اس میں سے خالص یک سمی جزو کو علیحدہ کیا جاسکتا ہے۔  $R_L$  کے متوازی ایک عدد کپسیٹر نسب کرنے سے ہی بدلتے اجزاء کو ختم کرتے ہوئے

$$(2.93) \quad v_L = \frac{c_2 V_p^2 R_L}{2}$$

حاصل کیا جاسکتا ہے۔ اس مساوات کے تحت کم طاقت کے داخلی اشارے کی صورت میں ڈائیوڈ کا خارجی یک سمی برقی دباؤ اس کے داخلی بدلتے برقی دباؤ کے مریخ کے راست ناسب ہوتا ہے۔ اس کے برعکس چوتھی حاصل کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے چوتھی کے برابر ہوتا ہے۔ مساوات 2.93 قانونِ مریخ<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 موبیع کی دوسری شکل ہے جس کے تحت کم طاقت پر مزاحمت  $R_L$  کا یک سمتی برقی دباؤ اور  $R_S$  میں طاقت کا ضایع راست تناوب کا تعلق رکھتے ہیں۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے ذرا کم ابلاغ میں ڈائیوڈ کے استعمال سے اشارے کی طاقت ناپی جاتی ہے۔ ڈائیوڈ کے اس دور کو ڈائیوڈ قانونِ موبیع شناسنده<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 روکوبل پیدا کیا جاتا ہے حتیٰ کہ درکار بتانے کا حاصل ہوں۔ اس کے بعد اصل دور بنانے کا مرحلہ آتا ہے۔ اس قسم کا نہیت مقبول کمپیوٹر پروگرام 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 ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے پر تبصرہ کیا جائے گا۔ یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ بر قیات کو سمجھے بغیر کمپیوٹر کی مدد سے کسی صورت کام کرتا ہوا دور تخلیق دینا ناممکن ہے۔

شکل 2.76 میں ڈائیوڈ کا سپائٹ ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جو کہ وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔ اس ریاضی نمونے میں ڈائیوڈ کے ثابت اور منفی خطوط کے مزاحمت کو  $R_S$  کہا گیا ہے۔ اس کی قیمت اکائی تا دھائی کے حدود میں ہوتی ہے۔ یہ مزاحمت ڈائیوڈ کی ناپسندیدہ خوبیوں میں سے ایک ہے۔

ڈائیوڈ کے ساکن یا یک سمتی رو حال کو اس کے  $v_D - i_D$  مساوات سے ہی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ بدلتی رو حال میں ڈائیوڈ کی تغیر پذیر کمیشن  $C_D$  بھی کردار ادا کرتا ہے۔ شکل میں  $i_D - v_D$  اور  $C_D$  کی مساواتیں دی گئی ہیں۔ باریک اشاراتی تجربیہ کے وقت سپائٹ پروگرام ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  اور اس کی باریک اشاراتی کمیشن  $C_d$  اور  $C_j$  استعمال کرتا ہے۔

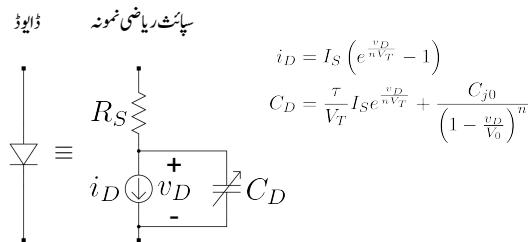
<sup>201</sup> diode square law detector

<sup>202</sup> spice

<sup>203</sup> پہلا سپائٹ کمپیوٹر پروگرام کیلئے فوریا، برقلے کے یونیورسٹی میں تیار کیا گیا۔

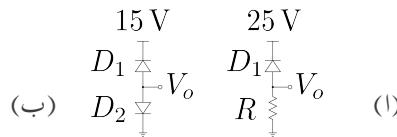
جدول 2.4: سپائٹ ریاضی نمونے کے جزو

قیمت	سپائٹ کا جزو	علامت	ریاضی نمونے کے جزو کا نام
$10^{-14} \text{ A}$	IS	$I_S$	لبریزی بر قی رو
$0 \Omega$	RS	$R_S$	مزاحت
1	N	$n$	آخری جزو
$0 \text{ s}$	TT	$\tau_T$	او سط دو رانیہ عبور
0 F	CJ0	$C_{j0}$	صفر بر قی دباؤ پر الٹی کپیشن
0.5	M	$m$	جزو شرہ بندی
$\infty \text{ V}$	BV	$V_{ZK}$	ناقابل برداشت بر قی دباؤ
$10^{-19} \text{ A}$	IBV	$I_{ZK}$	ناقابل برداشت بر قی رو
1 V	VJ	$V_0$	رکاوٹی بر قی دباؤ



شکل 2.76: ڈائیوڈ کا سپائٹ ریاضی نمونہ

جدول 2.4 ڈائیوڈ کے سپائٹ ریاضی نمونے کے تمام اجزاء اور ان کے عمومی قیمتیں پیش کرتا ہے۔ اگر سپائٹ پروگرام استعمال کرتے وقت ان اجزاء کی قیمتیں فراہم نہ کی جائیں تو سپائٹ پروگرام جدول 2.4 میں دئے گئے قیمتیں استعمال کرتا ہے۔



شکل 2.77: اٹھ برقی رو کی ناپ

## سوالات

سوال 2.1: ایک ڈائیوڈ جس کا  $n = 1$  mA کے برابر ہے میں 1 mV برقی رو گزرتے وقت اس پر 0.61 V کا برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ اس ڈائیوڈ پر جب 0.66 V دباؤ پایا جائے تو اس میں برقی رو حاصل کریں۔ اس ڈائیوڈ کی  $I_S$  حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } I_S = 2.53 \times 10^{-14} \text{ A}, 7.389 \text{ mA}$$

سوال 2.2: ایک ڈائیوڈ کو 0.57 mA اور 8.167 mA پر چلاتے ہوئے اس پر 0.65 V اور 0.72 V برقی دباؤ پائے جاتے ہیں۔ اس ڈائیوڈ کی  $n$  اور  $I_S$  حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } I_S = 10^{-14} \text{ A}, n = 1.05$$

سوال 2.3: اٹھ مائل ڈائیوڈ سے رستا برق رو کو ناپنے کے لئے شکل 2.77 الف میں دکھایا دور استعمال کرتے ہیں۔ اتنا حساس اشارہ ناپنے کی خاطر نہیں زیادہ داخلی مزاجمت رکھنے والا آلم استعمال کیا جاتا ہے۔  $30^\circ\text{C}$  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  $I_D = 10 \text{ mA}$  پر  $n = 1$  اور  $V_D = 0.62 \text{ V}$  ہے۔  $25^\circ\text{C}$  پر  $V_o = 0.11 \text{ V}$  ناپا جاتا ہے۔

- الٹا رستا برق رو حاصل کریں۔

• الٹا رستا برق رو لبریزی بر قی رو  $I_S$  کے کتنے گناہے۔

جوابات: 13.8 pA, 81.45

سوال 2.5: ایک ڈائیوڈ کی بر قی رو د گنی کر دی جاتی ہے۔  $n = 2$  اور  $n = 1$  کی صورت میں بر قی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 17.328 mV, 34.657 mV

سوال 2.6: ایک ڈائیوڈ کی بر قی رو د گن کر دی جاتی ہے۔  $n = 2$  اور  $n = 1$  کی صورت میں بر قی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 57.56 mV, 115 mV

سوال 2.7: ایک ڈائیوڈ میں یکدم 2 A گزارنے سے اس پر شروع میں  $V_D = 0.69 \text{ V}$  پائے جاتے ہیں جو کچھ دیر میں گھٹتے ہوئے 0.64 V ہو کر اسی قیمت پر رہتے ہیں۔ بر قی رو گزرنے سے ڈائیوڈ کی اندرونی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔ گرم ہونے کے بعد ڈائیوڈ میں بر قی طاقت کا ضیاءح حاصل کریں۔ فی واث طاقت کے ضیاء سے درجہ حرارت میں اضافہ حاصل کریں۔ اس کو ڈائیوڈ کی حرارتی مزاحمت  $^{204}$  کہتے ہیں۔

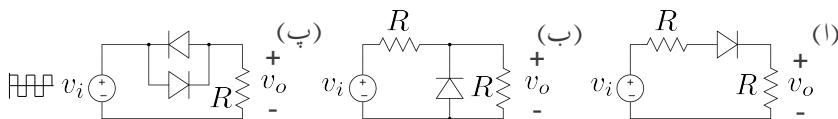
جوابات:  $1.28 \text{ W}$ ,  $19.53 \frac{\text{C}}{\text{W}}$

سوال 2.8: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے مستطیل داخلی اشارہ  $v_i$  سے خارجی اشارہ  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹ  $\pm 1 \text{ V}$  ہیں۔

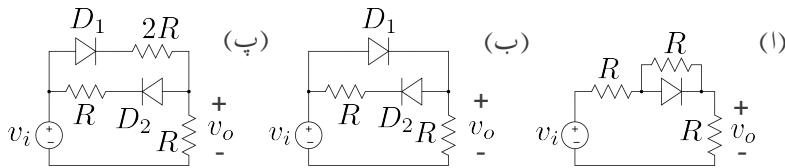
جوابات: اف) صرف ثبت 0.5 V جیٹ کا مستطیل اشارہ۔ ب) صرف ثبت 0.5 V جیٹ کا مستطیل اشارہ۔ پ) بالکل داخلی اشارے کی طرح  $\pm 1 \text{ V}$  کا مستطیل اشارہ۔

سوال 2.9: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں سیدھے ڈائیوڈ پر 0.7 V کا گھاؤ لیتے ہوئے مستطیل داخلی اشارہ  $v_i$  سے خارجی اشارہ  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹ  $\pm 1 \text{ V}$  ہیں۔

جوابات: اف) مستطیل اشارہ جس کا ثبت جیٹ 0.15 V جبکہ منقی جیٹ صفر وولٹ ہے۔ ب) مستطیل جس کا ثبت جیٹ 0.5 V جبکہ منقی جیٹ 0.7 V ہے۔ پ) مستطیل  $\pm 0.3 \text{ V}$  کا جیٹ۔



شکل 2.78: ڈائیوڈ کے سوالات



شکل 2.79: ڈائیوڈ کے دیگر سوالات

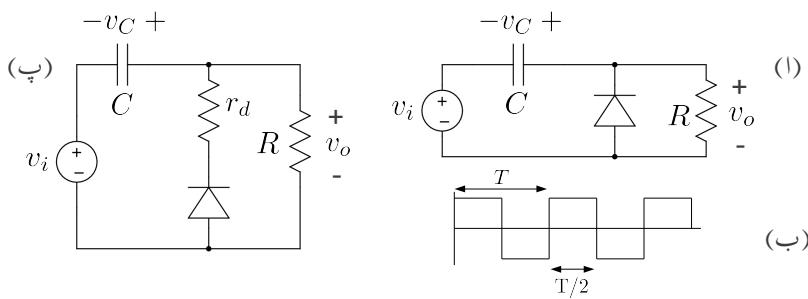
سوال 2.10: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے  $v_i$  کو سائن-منالیتے ہوئے خارجی اشارے  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹھے  $\pm 1V$  لیں۔

سوال 2.11: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں سیدھے مائل ڈائیوڈ پر  $0.7V$  بر قی دباؤ کا گھٹاؤ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے  $v_i$  کو سائن-منالیتے ہوئے خارجی اشارے  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹھے  $\pm 1V$  لیں۔

سوال 2.12: شکل 2.79 میں  $\pm 15V$  جیٹھے کا مستطیل داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارات حاصل کریں۔

حل: (ا) ثابت داخلی اشارے کی صورت میں ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو گا۔ یوں  $v_o = 7.5V$  ہو گا۔ منقی داخلی اشارے کے وقت ڈائیوڈ مائل ہو گا لہذا  $v_o = 5V$  ہو گا۔ (ب) ثابت  $v_i$  کے وقت  $D_1$  سیدھا مائل اور یوں  $v_o = 15V$  ہو گا۔ منقی  $v_i$  کی صورت میں  $D_2$  سیدھا مائل ہو گا لہذا  $v_o = -7.5V$  ہو گا۔ (پ) ثابت  $v_i$  پر  $v_o = 5V$  ہے جبکہ منقی  $v_i$  پر  $v_o = -7.5V$  ہے۔

سوال 2.13: شکل 2.80 الف میں شکنجه دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگاتار مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے جس کا جیٹھے  $RC = \frac{T}{2} \mp 10V$  ہے۔  $RC$  کی صورت میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارے کا خط کھپین۔



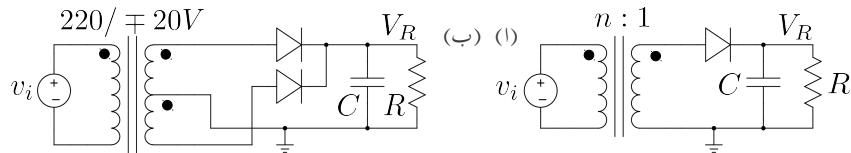
شکل 2.80: شکر

جواب: داخلي اشاره منفي ہوتے ہي خارجي اشاره  $0\text{ V}$  ہو جاتا ہے جبکہ کپيسٹر جلدی سے  $v_C = 10\text{ V}$  پر پہنچتا ہے۔ داخلي اشاره ثابت ہوتے ہي خارجي اشاره  $20\text{ V}$  ہو جاتا ہے جو  $T/2$  سينڈوں میں گھتے ہوئے  $7.36\text{ V}$  رہ جاتا ہے۔

سوال 2.14: شکل 2.80 پ میں ڈائیوڈ کی مزاحمت  $r_d$  کو واضح دکھاتے ہوئے شکر نہ دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگانا مرتبی داخلي اشاره مہیا کیا جاتا ہے جس کا حیطہ  $\mp 10\text{ V}$  ہے۔ اور  $RC \ll T$  اور  $r_dC \ll T$  اور جلدی کپيسٹر  $r_d$  کے راستے  $10\text{ V}$  پر پہنچ جائے گا جس سے  $v_o = 0\text{ V}$  ہو جائے گا۔ یوں داخلي اشارہ کی صورت میں خارجي اشارے کا خط کھپیں۔

جواب: پہلے سوال کی طرح داخلي اشارہ ثابت ہونے کے لئے پر  $v_C = 10\text{ V}$  اور خارجي اشارہ  $20\text{ V}$  ہوتا ہے۔  $\frac{T}{2}$  سینڈ بعد خارجي اشارہ  $7.36\text{ V}$  جبکہ  $v_C = -2.64\text{ V}$  ہوتے ہیں۔ جیسی ہي داخلي اشارہ منفي ہوتا ہے اس لمحے  $v_o = -12.64\text{ V}$  ہو گا۔  $r_dC \ll T$  ہے اس ناطے یہ صورت زیادہ دیر نہیں پائی جائے گی اور جلدی کپيسٹر  $r_d$  کے راستے  $10\text{ V}$  پر پہنچ جائے گا جس سے  $v_o = 0\text{ V}$  ہو جائے گا۔ یوں داخلي اشارہ منفي ہونے کے لمحات پر خارجي اشارے پر منفي سوتی نما برقي دباو پایا جائے گا۔

سوال 2.15: شکل 2.81 الف میں گھریلو واپڈا<sup>205</sup> کی بجلی استعمال کرتے ہوئے بارہ ولٹ کی منبع بنائی گئی ہے۔  $R_L = 1.2\text{ k}\Omega$  ہے جبکہ یک سمی برقی دباو میں بل  $\mp 1\text{ V}$  سے کم رکھنا ہے۔ ٹرانسفارمر کی شرح  $1 : n$  اور کپيسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ واپڈا  $50\text{ Hz}$  تعدد کی  $\sqrt{2} \times 220 \cos \omega t$  ہے جس کی موثر<sup>206</sup> قیمت  $220\text{ V}$  ہے۔ ڈائیوڈ پر برقی دباو کے گھٹاؤ کو نظر انداز کریں۔



شکل 2.81: پرتو ولٹ کے برقی دباؤ کی منیج

جوابات:  $n = 23.93$  ،  $100 \mu\text{F}$ 

سوال 2.16: شکل 2.81 ب میں قدر مختلف ٹرانسفارمر استعمال کرتے ہوئے دو ڈائیوڈ کی مدد سے مکمل سمت کار حاصل کیا گیا ہے۔ ٹرانسفارمر کے داخلی جانب گزشتہ سوال کی طرح واپڈا کی بکلی فراہم کی گئی ہے۔ ٹرانسفارمر کے داخلی جانب  $220 \text{ V}$  موثر قیمت کا برقی دباؤ فراہم کیا جاتا ہے۔ خارجی جانب ٹرانسفارمر کے درمیان پنیا کو برقی زمین تصور کرتے ہوئے باقی دونوں پر آپس میں الٹ بیس ولٹ حاصل ہوتے ہیں۔  $C = 4700 \mu\text{F}$  اور  $R = 50 \Omega$  کی صورت میں خارجی یک سمتی برقی دباؤ  $V_R$  اور اس میں بل حاصل کریں۔ کامل ڈائیوڈ تصور کریں۔

جوابات: تقریباً  $27.68 \text{ V}$  ، تقریباً  $\pm 0.6 \text{ V}$ 

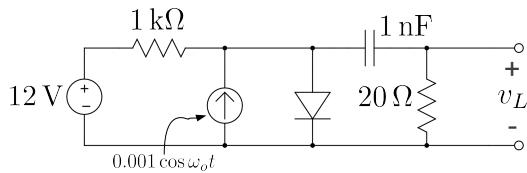
سوال 2.17:  $I_S = 5 \text{ fA}$  کے ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی رو کا خط کھینچیں۔ اس پر سے چالو کردہ برقی دباؤ کا تخمینہ لگائیں۔

سوال 2.18: ڈائیوڈ پر برقی دباؤ  $50 \text{ mV}$  بڑھانے سے برقی رو  $i_{D1}$  اور  $i_{D2}$  کی شرح حاصل کریں۔ یہی شرح  $100 \text{ mV}$  اور  $200 \text{ mV}$  کے لئے بھی حاصل کریں۔

سوال 2.19: برقی رو دس گناہ کرنے سے ڈائیوڈ کے برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔ برقی رو سو گناہ کرنے سے ڈائیوڈ کے برقی دباؤ میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات:  $115 \text{ mV}$ ،  $57 \text{ mV}$ 

سوال 2.20: ڈائیوڈ کے مساوات  $i_D = I_0 e^{\frac{v_D}{V_T}}$  کا مکلارن سلسلہ<sup>207</sup> حاصل کریں۔ اگر  $V_T \ll i_D$  کا مکلارن سلسلہ<sup>207</sup> حاصل کریں۔ اگر  $V_T \gg i_D$  کا مکلارن سلسلہ<sup>207</sup> حاصل کریں۔ اگر  $V_T \approx i_D + \frac{v_d}{r_d}$  کا مکلارن سلسلہ<sup>207</sup> حاصل کریں۔ اگر  $r_d$  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  $V_D = 0.69383 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح متواتر حل کرتے ہوئے  $11.306 \text{ mA}$ ،  $0.69384 \text{ V}$ ،  $11.306 \text{ mA}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یوں اس آخری جواب کو یک سمتی برقی رو لیا جاتا ہے۔

سوال 2.22: مندرجہ بالا مثال کے نتائج استعمال کرتے ہوئے  $\omega_0 = 5 \times 10^8 \text{ rad/s}$ ،  $\omega_0 = 5 \times 10^6 \text{ rad/s}$ ،  $\omega_0 = 5 \times 10^{10} \text{ rad/s}$  اور  $v_L$  پر شکل میں بدلتا برقی دباؤ حاصل کریں۔

جوابات:

$$\begin{aligned} r_d &= 2.2 \Omega \\ 0.000044 \cos(5 \times 10^6 t + 1.55) \\ 0.0018 \cos(5 \times 10^8 t + 0.42) \\ 0.00198 \cos(5 \times 10^{10} t + 0.0045) \end{aligned}$$

سوال 2.23: ڈائیوڈ کے خط کے گول حصے کو دیکھتے ہوئے یوں معلوم ہوتا ہے مجسمے یہ  $y = x^2$  کا خط ہے۔ ڈائیوڈ کے خط کو کبھی کبھار سادہ بنانے کے غرض سے  $i_D = \alpha v_D^2$  لکھا جاتا ہے۔ شکل 2.83 میں بالکل یکساں ڈائیوڈ استعمال کئے گئے ہیں جن کی مساوات بھی شکل میں دی گئی ہے۔  $V_o$  حاصل کریں۔

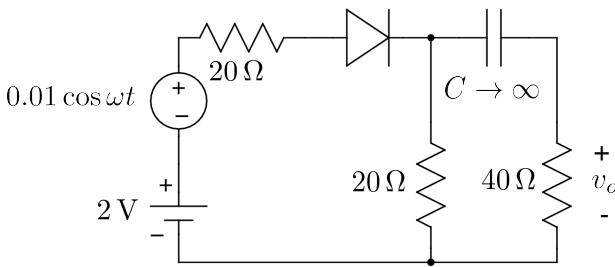
جواب:  $V_o = 10 - 600I_o$

سوال 2.24: شکل 2.84 میں  $I_D = 30 \text{ mA}$  پر ڈائیوڈ میں  $V_D = 0.68 \text{ V}$  گزارتا ہے۔

Maclaurin's series<sup>207</sup>  
iteration method<sup>208</sup>

$$i_D = \begin{cases} 2 \times 10^{-3}v_D^2, & v_D \geq 0 \\ -I_o, & v_D < 0 \end{cases}$$

شکل 2.83: ڈائیوڈی مارچ مساوات



شکل 2.84: خط بو جھ کا سوال

1. ڈائیوڈ کے خط پر یک سمیٰ خط بو جھ کھینچ کر نقطہ ماکل حاصل کریں۔

2. نقطہ ماکل پر ڈائیوڈ کی مزاحمت  $r_d$  حاصل کریں۔

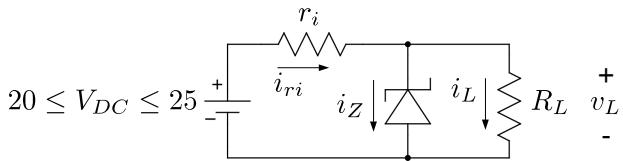
3. بدلتا برتنی دباؤ  $v_o$  حاصل کریں۔

4. نقطہ ماکل پر بدلتی رو، خط بو جھ کھپیں۔

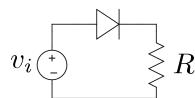
جوابات:  $0.0019 \cos \omega t$  ،  $36.7 \Omega$  ،  $(0.68 \text{ V}, 33 \text{ mA})$

سوال 2.25: شکل 2.85 میں دکھائے زیمِ ڈائیوڈ پر اس وقت تک  $12 \text{ V}$  کا برتنی دباؤ برقرار رہتا ہے جب تک اس میں  $2 \text{ mA}$  تا  $200 \text{ mA}$  کا برتنی رو گزرا ہو۔  $R_L = 60 \Omega$  ہے۔

1.  $r_i$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر یک سمیٰ برتنی دباؤ  $20 \text{ V}$  تا  $25 \text{ V}$  تبدیل کرتے ہوئے زیمِ ڈائیوڈ پر  $12 \text{ V}$  برقرار رہیں۔



شکل 2.85: زیز ڈائیوڈ کا سوال



شکل 2.86: ڈائیوڈ کی برقی رو

2. زیز ڈائیوڈ میں زیادہ سے زیادہ طاقت کا ضایع حاصل کریں۔

جوابات: جب تک زیز پر بارہ ولٹ رہیں تب تک  $i_L = \frac{12}{60} = 0.2 \text{ A}$  رہے گا۔ لہذا داخلی برقی دباؤ تبدیل کرنے سے صرف زیز ڈائیوڈ میں برقی رو تبدیل ہوتا ہے۔ 20V پر زیز میں کم سے کم 2mA رکھتے ہوئے ہو گا جس سے  $i_{ri} = 39.6 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ داخلی برقی دباؤ 30V کرنے سے  $i_{ri} = 0.202 \text{ A}$  ہو گا۔ یوں  $i_{ri} = \frac{25-12}{39.6} = 0.1282 \text{ A}$  اور طاقت کا ضایع  $i_Z = 0.3282 \text{ A}$  ہو گا۔

سوال 2.26: شکل 2.85 میں بدلتے مزاجمت  $R_L$  اور بدلتے داخلی برقی دباؤ کی صورت میں  $v_L$  کو زیز ڈائیوڈ کے مدد سے برقرار رکھا گیا ہے۔ اس سوال میں  $R_L$  کی قیمت  $150 \Omega$  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  $i_L$ ،  $i_{ri}$  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  $i_L$ ،  $i_{ri}$  اور  $i_Z$  حاصل کریں۔

4. حاصل کردہ  $r_i$  کو استعمال کرتے ہوئے  $1200 \Omega$  بوجھ اور  $20.2 \text{ V}$  داخلي برقي دباؤ پر  $i_L$  ، اور  $i_Z$  حاصل کریں۔

5. حاصل کردہ  $r_i$  کو استعمال کرتے ہوئے  $1200 \Omega$  بوجھ اور  $25 \text{ V}$  داخلي برقي دباؤ پر  $i_L$  ،  $i_{ri}$  اور  $i_Z$  حاصل کریں۔

جوابات:

$$r_i = 100 \Omega .1$$

$$i_L = 80 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 82 \text{ mA}, \quad i_Z = 2 \text{ mA} .2$$

$$i_L = 80 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 130 \text{ mA}, \quad i_Z = 50 \text{ mA} .3$$

$$i_L = 10 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 82 \text{ mA}, \quad i_Z = 72 \text{ mA} .4$$

$$i_L = 10 \text{ mA}, \quad i_{ri} = 130 \text{ mA}, \quad i_Z = 120 \text{ mA} .5$$

سوال 2.27: سوال 2.26 میں  $r_i = 100 \Omega$  استعمال کیا جاتا ہے۔ داخلي برقي دباؤ  $20.2 \text{ V}$  کی صورت میں  $R_L = 50 \Omega$  کر دیا جاتا ہے۔ اس صورت میں  $v_L$  ،  $i_L$  اور  $i_Z$  حاصل کریں۔

جوابات:  $0 \text{ A}$  رو  $134.666 \text{ mA}$  ،  $6.7333 \text{ V}$  ہوتی ہے۔

سوال 2.28: شکل 2.86 میں آدھا سمت کار دکھایا گیا ہے جسے  $v_i = 310 \cos \omega t$  داخلي برقي دباؤ مہیا کیا گیا ہے۔ استعمال شدہ ڈائیڈ زیادہ سے زیادہ  $1 \text{ A}$  کی اوسط برقي رو بروداشت کر سکتا ہے۔ مزاحمت کی کم سے کم ممکنہ قیمت حاصل کریں۔

جواب: ڈائیڈ آدھے لہر کے لئے چالو رہتا ہے۔ آدھے لہر کی اوسط برقي رو  $\frac{V_p}{\pi R}$  کے برابر ہے۔ یوں  $R = 98.676 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔



## الباب 3

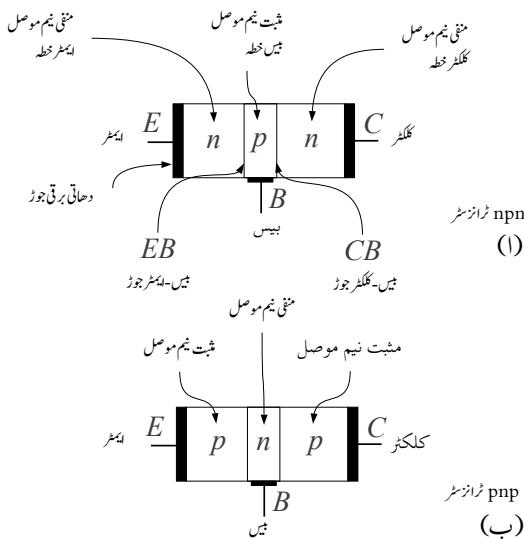
### ٹرانزسٹر (دوجو ٹرانزسٹر)

برقیات میں دو اقسام کے پر زہ جات پائے جاتے ہیں۔ ان میں مزاحمت، کپیسٹر، امالہ اور ڈائیوڈ کو غیر 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 جوڑ والے ٹرانزسٹر پر غور کیا جائے گا۔ دو جوڑ والے ٹرانزسٹر کو عموماً صرف ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ اگلے باب میں بر قی میدان سے چلنے والے ٹرانزسٹر پر غور کیا جائے گا۔ بر قی میدان سے چلنے والے ٹرانزسٹر کو اس کتاب میں میدانی 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 بناؤث دکھائی گئی ہے۔ شکل الف میں دو منفی نیم موصل خطوں کے مابین ایک ثابت نیم موصل خطہ سمیانا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر یا *npn* ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ ان تین نیم موصل خطوں کو ایمپٹ خطہ<sup>5</sup>، بیس خطہ<sup>6</sup> اور کلکٹر خطہ<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>

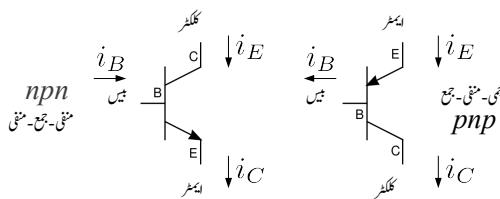


شکل 1.3: منفی-جمع- منفی ٹرانزسٹر اور جمع- منفی- جمع ٹرانزسٹر کی بناءت

ہے۔ اس کے برعکس شکل ب میں دو شبٹ نیم موصل خطوں کے مابین ایک منفی نیم موصل خطہ سمیتا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو جمع- منفی- جمع ٹرانزسٹر یا  $pnp$  ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ منفی- جمع- منفی ٹرانزسٹر کے تین برقی سرے ہیں جنہیں ایمٹر<sup>8</sup>  $E$ ، کلکٹر<sup>9</sup>  $C$  اور بیس<sup>10</sup>  $B$  کہتے ہیں۔ اس ٹرانزسٹر میں منفی نیم موصل  $n$  اور شبٹ نیم موصل  $p$  خطوں کے درمیان دو  $n-p$  جوڑ ہیں جنہیں مین- ایمٹر  $BE$  جوڑ اور مین- کلکٹر  $BC$  جوڑ کہتے ہیں۔

شکل 3.2 میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے دو اقسام کے علامات دکھائے گئے ہیں۔ مین- ایمٹر جوڑ پر تیر کا نشان ٹرانزسٹر میں اس جوڑ سے گزرتی برقی روکی صحیح سمت دکھلاتا ہے۔ یوں  $npn$  ٹرانزسٹر میں ایمٹر سرے سے برقی رو  $i_E$  باہر کی جانب کو جکہ باقی دو سروں پر برقی رو ٹرانزسٹر کے اندر جانب کو ہوگی۔  $pnp$  ٹرانزسٹر میں ایمٹر سرے پر برقی رو اندر جانب جکہ باقی دو سروں پر برقی روکی سمت ٹرانزسٹر کے باہر جانب کو ہوگی۔ ٹرانزسٹر کے مین- ایمٹر جوڑ اور مین- کلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل یا الٹا مائل کر کے ٹرانزسٹر کو تین مختلف طریقوں پر چلا جا سکتا ہے۔ جدول 3.1

emitter<sup>8</sup>  
collector<sup>9</sup>  
base<sup>10</sup>



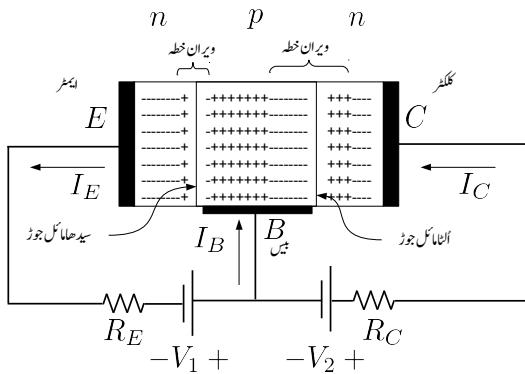
شکل 3.2: ٹرانزسٹر کے علامات

جدول 3.1: ٹرانزسٹر کے تین مختلف انداز کا کارکردگی	
انداز کا کارکردگی	بیس-لئنٹر جوڑ میں-لئنٹر جوڑ
افراستنده حال	سیدھا مائل غیر چالو یا اتنا مائل
غیر افزائندہ حال	سیدھا مائل چالو
منقطع حال	الاتما مائل

میں ٹرانزسٹر مائل کرنے کے تین ممکنہ طریقے دکھائے گئے ہیں۔ ٹرانزسٹر کو بطور ایک پیغام بر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ حال میں رکھا جاتا ہے۔ عددی ادوار<sup>11</sup> میں ٹرانزسٹر کے غیر افزائندہ حال اور منقطع حال دونوں استعمال ہوتے ہیں۔

### 3.2 افزائندہ حال منفی-جمع-منفی $npn$ ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل 3.3 میں منفی-جمع-منفی  $npn$  ٹرانزسٹر کو اس طرح برتقی دباؤ مہیا کئے گئے ہیں کہ اس کا بیس-ایمپٹر  $BE$  جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا بیس-لکٹر  $BC$  جوڑ الٹا مائل ہو۔ یوں بیس-ایمپٹر  $BE$  جوڑ پر پیدا ویران خطے کی لمبائی کم ہو جائے گی جبکہ بیس-لکٹر  $BC$  جوڑ پر پیدا ویران خطے کی لمبائی بڑھ جائے گی۔ شکل میں منفی-جمع-منفی  $npn$  ٹرانزسٹر کے برتقی سروں پر برتقی روکی سمتیں دکھائی گئی ہیں۔ شکل میں میں خطے کے لمبائی کو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے۔  $npn$  ٹرانزسٹر کی کارکردگی کا دارو مدار دو  $n$  خطوں کا انتہائی قریب قریب ہونے پر ہے۔ یوں حقیقت میں بیس خطے کی لمبائی چند مائیکرو میٹر  $\mu m$  ہوتی ہے۔ شکل 3.4 میں اس ٹرانزسٹر میں باروں کے حرکت کی وضاحت کی گئی ہے۔ بیس-ایمپٹر جوڑ بالکل ڈائیوڈ کی مانند عمل کرتا ہے۔ بیروفی برتقی دباؤ کی وجہ سے آزاد ایکٹر ان ایمپٹر خطے سے



شکل 3.3: میں۔ ایکٹر جوڑ سیدھا مائل جبکہ میں۔ کلکٹر جوڑ اٹلامائیل کیا گیا ہے

میں خطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان الیکٹرونوں کو شکل میں مداخل الیکٹران<sup>12</sup> کہا گیا ہے۔ اسی طرح میں خطے سے آزاد خول ایکٹر خطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان خولوں کو شکل میں مداخل خول<sup>13</sup> کہا گیا ہے۔ منفی۔ جمع۔ منفی ٹرانزسٹر کی کارکردگی مداخل الیکٹرونوں پر مخصوص ہوتی ہے جبکہ مداخل خول اس میں کوئی کردار ادا نہیں کرتے۔ چونکہ مداخل الیکٹرونوں کی تعداد ایکٹر خطے میں ملاوی ایٹموں کی تعدادی کثافت<sup>14</sup>  $N_D$  پر مخصوص ہے جبکہ مداخل خولوں کی تعداد میں خطے میں ملاوی ایٹموں کی تعدادی کثافت  $N_A$  پر مخصوص ہے لہذا ٹرانزسٹر کے ایکٹر خطے میں  $N_D$  کی قیمت میں خطے میں  $N_A$  کی قیمت سے کمی درجہ زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل 3.5 میں منفی۔ جمع۔ منفی  $n-p-n$  ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ رواتی برقی رو اور الیکٹران کے بہاو کی سمتیں آپس میں الٹ ہوتی ہیں لہذا اس ٹرانزسٹر کے ایکٹر سرے پر الیکٹران کا بہاو اندر کی جانب ہو گا۔ فرض کریں کہ ایکٹر سرے پر ہر سینٹ  $x$  الیکٹران ٹرانزسٹر میں داخل ہوتے ہیں۔ الیکٹران کا برقی بار<sup>15</sup>  $q$ ۔ لکھتے ہوئے یوں ایکٹر سرے پر برقی رو  $I_E$  کی قیمت

$$(3.1) \quad I_E = xq$$

ہو گی۔ بیرونی برقی دباو میں۔ ایکٹر جوڑ کو سیدھا مائل کئے ہوئے ہیں۔ یوں اس جوڑ میں بالکل سیدھے مائل ڈایوڈ کی طرح برقی رو کا گزر ہو گا اور تمام کے تمام  $x$  الیکٹران میں خطے میں پہنچ جائیں گے۔<sup>16</sup> میں خطے میں مداخل

injected electrons<sup>12</sup>

injected holes<sup>13</sup>

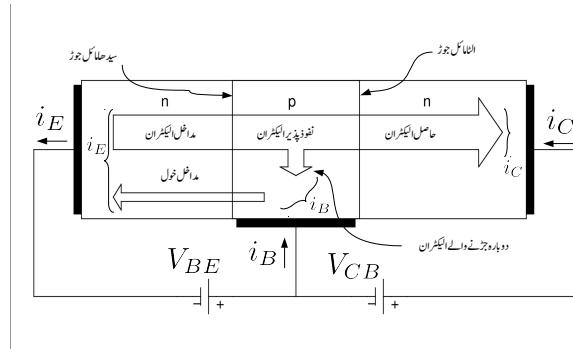
number density<sup>14</sup>

charge<sup>15</sup>

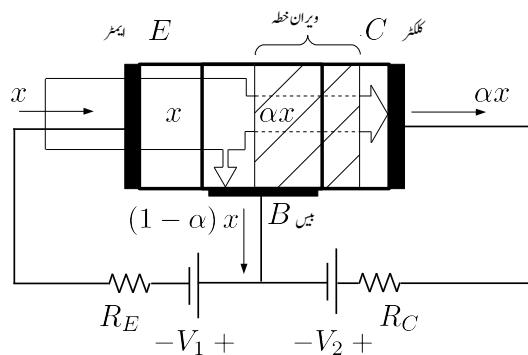
<sup>16</sup> پہلے خول کے بہاو کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس کی بات آگے جا کر ہو گی

### 3.2. افراستنده حالت منفی-جمع-منفی $n-p-n$ ٹرانزسٹر کی کارکردگی

217



شکل 3.4: npn ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت



شکل 3.5: npn ٹرانزسٹر میں الیکٹرون کا بہاؤ

الیکٹران ہر جانب نفوذ پذیر ہوں گے۔ جیسا پہلے ذکر ہوا ہیں خطے کا بیشتر حصہ ویران خطے بن چکا ہے۔ ہیں خطے میں مداخل الیکٹران اس باریک لمبائی والے ہیں خطے سے ٹرانزسٹر کے بیرونی سرے B تک پہنچنے کی کوشش کریں گے۔ ایسے الیکٹران حرارتی توہاتی کی بدولت ہیں خطے میں ہر جانب نفوذ پذیر ہوں گے تاہم بیرونی بر قی دباؤ  $V_I$  کی وجہ سے ان کی اوست رفتار بر قی سرے B کی جانب ہوتی ہے۔ ان الیکٹرانوں میں سے متعدد الیکٹران اس سفر کے دوران میں۔ لکھر جوڑ کے ویران خطے میں داخل ہو جاتے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ اس ویران خطے سے منقی باد تیزی سے دیکھ جانب یعنی لکھر خطے میں منتقل ہو جاتے ہیں۔ یوں  $x$  الیکٹرانوں کا بیشتر حصہ لکھر خطے میں پہنچ جاتا ہے اور یہاں سے ٹرانزسٹر کے بیرونی لکھر سرے پر پہنچ کر بر قی رو  $I_C$  پیدا کرتا ہے۔ لکھر خطے پہنچنے والے الیکٹرانوں کی تعداد کو  $\alpha x$  لکھا جاسکتا ہے جہاں  $\alpha$  کی قیمت عموماً 0.9 تا 0.99 ہوتی ہے۔ یوں لکھر سرے پر بر قی رو  $I_C$  کی قیمت

$$(3.2) \quad I_C = \alpha x q$$

ہو گی۔ یقایا الیکٹران یعنی  $x(1 - \alpha)$  الیکٹران ٹرانزسٹر کے بیرونی ہیں سرے پہنچ کر بر قی رو  $I_B$  کو جنم دیتے ہیں یعنی

$$(3.3) \quad I_B = (1 - \alpha)x q$$

ان تین مساواتوں سے حاصل ہوتا ہے

$$(3.4) \quad \begin{aligned} I_E &= x q \\ I_C &= \alpha x q = \alpha I_E \\ I_B &= (1 - \alpha)x q = (1 - \alpha)I_E \\ I_E &= I_B + I_C \end{aligned}$$

ان سے مزید حاصل ہوتا ہے

$$(3.5) \quad \begin{aligned} I_C &= \alpha I_E = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B = \beta I_B \\ I_E &= I_C + I_B = (\beta + 1) I_B \end{aligned}$$

جہاں

$$(3.6) \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

لکھا گیا ہے۔ مساوات 3.5 کو ٹکڑوں میں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$(3.7) \quad I_C = \alpha I_E$$

$$(3.8) \quad \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$(3.9) \quad I_E = (\beta + 1) I_B$$

چونکہ  $1 \approx \alpha$  ہوتا ہے لہذا مساوات 3.7 سے ظاہر ہے کہ  $I_C$  کی قیمت تقریباً  $I_E$  کے برابر ہو گی۔ مساوات 3.8 سے ظاہر ہے کہ  $\beta$  ٹرانزسٹر کی افزائش 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: میں اس کے لئے  $\alpha = 74$  اور  $\beta = 74$  حاصل کریں۔

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{74}{74+1} = 0.987$$

مثال 3.3: ایک ٹرانزسٹر میں ہر سینڈ  $10^{15} \times 6$  الیکٹران بیس-ایمپٹ جوڑ سے گزرتے ہیں۔ اگر  $\alpha = 0.993$  ہو تو اس کے برقی سروں پر برقی رو حاصل کریں۔

حل: الیکٹران کا بار  $-1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$  لیتے ہوئے

$$(3.11) \quad \begin{aligned} I_E &= -nq = 6 \times 10^{15} \times 1.6 \times 10^{-19} = 9.6 \times 10^{-4} = 0.96 \text{ mA} \\ I_C &= \alpha I_E = 0.993 \times 0.96 \times 10^{-3} = 0.95328 \text{ mA} \\ I_B &= I_E - I_C = 6.72 \mu\text{A} \end{aligned}$$

ٹرانزسٹر کی اہمیت  $\beta$  سے منسک ہے۔ مساوات 3.8 کہتا ہے کہ  $I_C = \beta I_B$  ہے۔ یعنی گلکٹر سرے کا برقی رو بیس سرے کے برقی رو کے  $\beta$  گناہ ہے۔ یوں اگر  $\beta$  کی قیمت 35 ہو تو بیس کے برقی رو کم یا زیادہ کرنے سے گلکٹر سرے پر برقی رو کی قیمت 35 گناہم یا زیادہ ہو گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس سرے پر تھوڑی مقدار میں برقی رو گلکٹر سرے پر زیادہ مقدار کے برقی رو کو قابو کرتی ہے۔ اس عمل کو افراش <sup>18</sup> کہتے ہیں۔ یوں  $\beta$  کو ٹرانزسٹر کی افراش برقی رو <sup>19</sup> کہیں گے۔ ٹرانزسٹر کے افراش کی صلاحیت ہی کی وجہ سے برقيات کے میدان کا وجود ہے۔

<sup>18</sup> gain  
<sup>19</sup> current gain

ٹرانزسٹر کا  $BE$  جوڑ بالکل سادہ ڈائیوڈ کی طرح کردار ادا کرتا ہے۔ یوں اس جوڑ کے بر قی روکو

$$I_E = I'_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

لکھتے ہوئے

$$I_C = \alpha I'_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

$$I_B = \frac{\alpha I'_S}{\beta} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر ہم  $\alpha I'_S$  کو لکھیں تب ان مساوات کو

$$(3.12) \quad I_E = \frac{I_C}{\alpha} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

$$I_C = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کتاب میں مساوات 3.12 ہی استعمال کئے جائیں گے۔ آپ نے دیکھا کہ  $I_B$  کم یا زیادہ کرنے سے  $I_C$  بھی کم یا زیادہ ہوتی ہے۔ حقیقت میں  $V_{BE}$  کم یا زیادہ کرنے سے  $I_B$  کم یا زیادہ کیا جاتا ہے۔ بیس۔ ایکسٹر جوڑ پر بر قی دباؤ  $V_{BE}$  کم یا زیادہ کرنے سے  $I_E$  مساوات 3.12 کے تحت کم یا زیادہ ہو گی اور  $I_B$  بھی کم یا زیادہ ہو گی۔ اور  $I_B$  کی شرح  $\beta$  رہے گا۔

اب تک کی گنتگو سے ظاہر ہے کہ  $n-p-n$  ٹرانزسٹر میں مداخل خولوں کا  $I_C$  کے پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اسی لئے جیسا شروع میں ذکر ہوا مداخل خولوں کی تعداد کم سے کم رکھی جاتی ہے۔

مندرجہ بالا گنتگو میں میں۔ ٹرانزسٹر جوڑ کو اُنکے مائل رکھا گیا۔ اُنکے مائل ڈائیوڈ کی طرح اس جوڑ میں اٹی جانب بر قی رو  $I_S$  گزرے گی۔ ڈائیوڈ کی طرح حقیقت میں اٹی بر قی رو کی اصل قیمت تجویز سے حاصل  $I_S$  کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے اور اس کی قیمت اٹی بر قی دباؤ پر مختصر ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر میں اس بر قی رو کو  $I_{CB0}$  لکھا

جاتا ہے۔  $I_{CB0}$  سے مراد ایکٹر سرے کو کھلے سرے رکھتے ہوئے ہیں۔ گلٹر جوڑ پر الٹی برقی رو ہے۔ اوپر مساوات حاصل کرتے وقت  $I_{CB0}$  کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ یوں حقیقت میں

$$(3.13) \quad I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$$

کے برابر ہے۔  $I_{CB0}$  کی قیمت درج حرارت  $10^{\circ}\text{C}$  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۔

*n-p-n* ٹرانزسٹر اسی صورت افراہندہ رہتا ہے جب اس کے بیس-ایمٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ اس کے بیس- گلٹر جوڑ کو غیر چالو رکھا جائے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افراہندہ حال رکھنے کی خاطر اس کے بیس- گلٹر جوڑ پر برقی دباؤ  $V_{BE}$  ثابت رکھی جاتی ہے جبکہ اس کے بیس- گلٹر جوڑ پر برقی دباؤ  $V_{BC}$  کو یا تو منفی رکھا جاتا ہے اور یا اسے چالو کر دہ برقی دباؤ یعنی  $0.5\text{V}$  سے کم رکھا جاتا ہے۔ سیدھے مائل بیس-ایمٹر جوڑ پر کسی بھی سیدھے مائل جمع- منفی جوڑ کی طرح برقی دباؤ کو  $0.7\text{V}$  تصور کیا جاتا ہے۔

اب تک کے بحث میں  $\beta$  کو مستقل تصور کیا گیا۔ وہ حقیقت 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۔

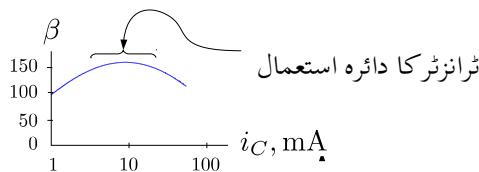
$\beta$  دو یہ سمجھی برقی رو یعنی  $I_B$  اور  $I_C$  کی شرح ہے جسے عموماً  $h_{FE}$  بھی لکھا جاتا ہے یعنی

$$(3.14) \quad \beta = h_{FE} = \frac{i_C}{I_B}$$

ٹرانزسٹر کو اشارے کی افزاش کے لئے استعمال کیا جاتا ہے جو کہ یہ سمجھی نہیں بلکہ بدلتا برقی دباؤ یا بدلتی برقی رو ہوتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے ہمیں اس کے  $\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$  یعنی  $\frac{i_c}{i_b}$  سے زیادہ دلچسپی ہے۔ اس شرح کو  $h_{fe}$  کہتے ہیں یعنی

$$(3.15) \quad h_{fe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{i_c}{i_b}$$

یوں  $h_{FE}$  کو ٹرانزسٹر کا یہ سمجھی افزاش برقی رو جبکہ  $h_{fe}$  کو اس کا بدلتا افزاش 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 6: افزائش بالقابل بر قی رہو

## 3.3 غیر افزائندہ کردہ برقی دباؤ

شکل 3.7 میں ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل میں۔ ایمپر جوڑ پر  $V_{BE} = 0.7V$  جبکہ اس کے میں۔ کلکٹر جوڑ پر  $V_{BC} = 0.5V$  دکھائے گئے ہیں۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے اس صورت میں برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت 0.2V ہوتی ہے۔ اگر بیس۔ کلکٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو اس حد (یعنی چالو کردہ برقی دباؤ) سے بڑھایا جائے تو  $V_{CE}$  کی قیمت 0.2V سے کم ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر غیر افزائندہ صورت اختیار کر لے گا۔ لہذا افزائندہ حال ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت 0.2V سے زیادہ رہتی ہے۔  $V_{CE}$  کے اس قیمت کو ٹرانزسٹر کا غیر افزائندہ برقی دباؤ غیر افزائندہ  $V_{CE, \text{sat}}$  کہتے ہیں<sup>20</sup> یعنی

$$(3.16) \quad V_{CE, \text{sat}} = 0.2 \text{ V}$$

## 3.4 افزائندہ حال جمع- منفی- جمع pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی

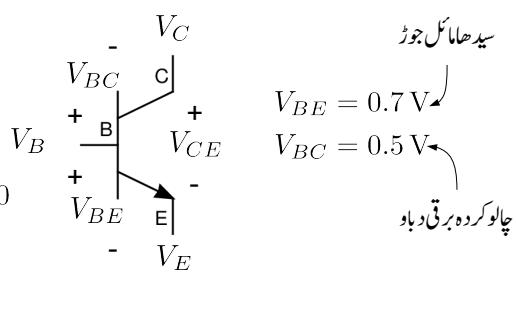
شکل 3.8 میں pnp ٹرانزسٹر کے میں۔ ایمپر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ میں۔ کلکٹر جوڑ کو الٹا مائل کرتے ہوئے اسے افزائندہ خطے میں رکھا گیا ہے۔ pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی بالکل npn ٹرانزسٹر کی طرح ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ npn ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں الیکٹرانوں کی حرکت سے ہوتا ہے جبکہ pnp ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں خولوں کی حرکت سے ہوتا ہے۔

---

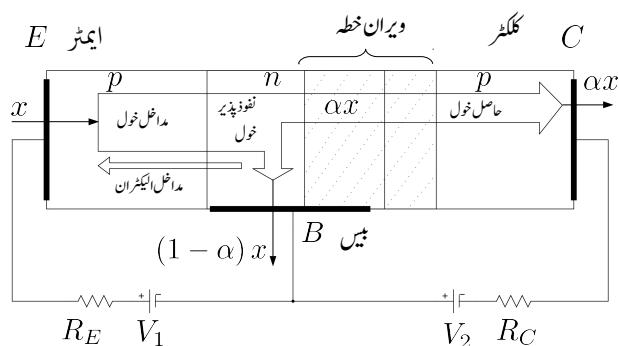
$V_{CE, \text{sat}}$

<sup>20</sup>

$$\begin{aligned}
 V_{BC} &= V_B - V_C \\
 V_{BE} &= V_B - V_E \\
 V_{CE} &= V_C - V_E \\
 V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} &= 0 \\
 V_{CE} &= V_{BE} - V_{BC} \\
 &= 0.7 - 0.5 \\
 &= 0.2 \text{ V}
 \end{aligned}$$



شکل 3.7: ٹرانزسٹر کی غیر افراستہ کردہ برقی دباؤ



شکل 3.8: pnp ٹرانزسٹر میں خول کا بہاؤ

جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، بیروفنی لا گو بر قی دباؤ  $V_1$  ایمپٹر۔ میں جوڑ کو سیدھا مائل کرتا ہے جس سے ایمپٹر سے بیس خطے میں خول داخل ہوتے ہیں اور بیس خطے سے ایمپٹر خطے میں الیکٹران داخل ہوتے ہیں۔ چونکہ بیس خطے میں الیکٹران کی تعدادی کثافت ایمپٹر میں خول کی تعدادی کثافت سے کئی درجے کم رکھی جاتی ہے لہذا ایمپٹر سے بیس خطے میں داخل ہونے والے خولوں کی تعداد بیس سے ایمپٹر داخل ہونے والے الیکٹرانوں کی تعداد سے کئی درجے زیادہ ہوتی ہے۔ میں خطے کی لمبائی نہایت کم ہوتی ہے اور یوں میں خطے میں داخل ہونے والے خولوں کا پیشتر حصہ بیس۔ کلکٹر جوڑ پر پائے جانے والے ویران خطے تک پہنچتا ہے۔ ویران خطے میں خول داخل ہوتے ہیں پہاں پائے جانے والے بر قی میدان کی وجہ سے کلکٹر میں دھکیل دئے جاتے ہیں۔ یوں ایمپٹر سے بیس میں خارج کئے جانے والے خولوں کا پیشتر حصہ کلکٹر پہنچ کر  $I_C$  پیدا کرتا ہے۔ کلکٹر کے دھانقی جوڑ پر پہنچنے والا ہر خول، ٹرانزسٹر میں باہر سے آنے والے الیکٹران کے ساتھ مل کر ختم ہوتا ہے۔ یوں بیروفنی دور میں بر قی رو الیکٹران کے حرکت سے جبکہ  $pnp$  کے اندر بر قی رو خول کے حرکت سے پیدا ہوتا ہے۔

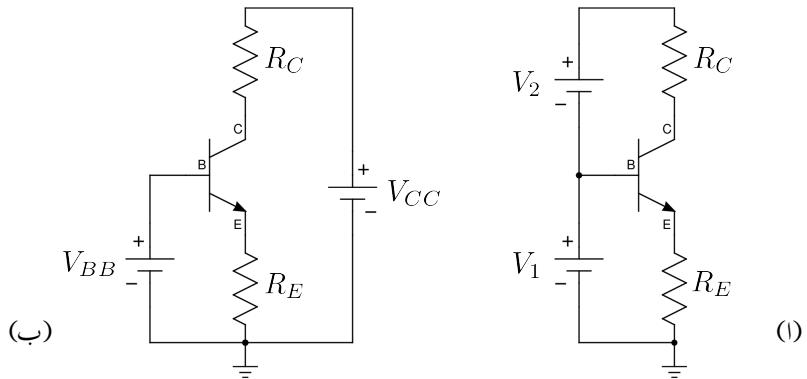
### $V_{EC}$ اور $V_{EB}$ کے $pnp$ 3.4.1

$npn$  ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس۔ ایمپٹر جوڑ پر  $V_{BE} = 0.7\text{ V}$  پایا جاتا ہے اور  $0.2\text{ V}$  غیر افراہندہ پر ٹرانزسٹر غیر افراہندہ ہو جاتا ہے۔  $pnp$  ٹرانزسٹر میں کبھی ایسا ہی ہوتا ہے پہنچنے کے نام اللہ لکھنے پڑتے ہیں یعنی  $pnp$  کے سیدھے مائل ایمپٹر۔ میں جوڑ پر  $V_{EB} = 0.7\text{ V}$  پایا جاتا ہے اور  $0.2\text{ V}$  غیر افراہندہ پر ٹرانزسٹر غیر افراہندہ ہو جاتا ہے۔

## 3.5 نقطہ کار کر دگی اور یک سمی ادوار کا تحلیلی تجزیہ

ٹرانزسٹر کے ساتھ مزاحمت (مزاجتیں) اور یک سمی متعین بر قی دباؤ (بر قی رو) منسلک کر کے اسے تین مختلف طرز پر چلایا جا سکتا ہے۔ ان تین طریقوں کو جدول میں بیان کیا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کر دگی (نقطہ مائل) پر اس کے یک سمی بر قی رو کو  $I_E$ ،  $I_C$ ،  $I_B$  اور یک سمی بر قی دباؤ کو  $V_{CE}$ ،  $V_{BE}$ ،  $V_{BC}$  لکھتے ہیں۔ ڈائیوڈ کے نقطہ مائل کی طرز پر ان قیتوں کے لکھنے کا درست انداز  $I_{BQ}$ ،  $V_{CEQ}$ ،  $I_{EQ}$ ،  $I_{CQ}$  وغیرہ ہے۔ اس کتاب میں جہاں غلطی کی گنجائش نہ ہو وہاں ان قیتوں کو پہلی طرز پر لکھا جائے گا جیسے  $I_C$  کو  $I_{CQ}$  لکھا جائے گا۔

اس حصے میں ٹرانزسٹر کے یک سمی ادوار حل کرنے پر غور کیا جائے گا جہاں ٹرانزسٹر کے مختلف حال یعنی افراہندہ حال، غیر افراہندہ حال اور منقطع حال پاری دیکھے جائیں گے۔



شکل 3.9: ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال مائل کرنے کے طریقے

## 3.5.1 افزائندہ ٹرانزسٹر کے یک سمتی ادوار کا حال

ٹرانزسٹر کی علامت استعمال کرتے ہوئے شکل 3.5 کو شکل 3.9 کو ٹرانزسٹر کے طرز پر بھی بنایا جاسکتا ہے جہاں  $V_1$  کی جگہ  $V_{BB}$  لکھا گیا ہے اور  $(V_1 + V_2)$  کی جگہ  $V_{CC}$  لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً شکل ب کی طرز پر بنایا جاتا ہے۔

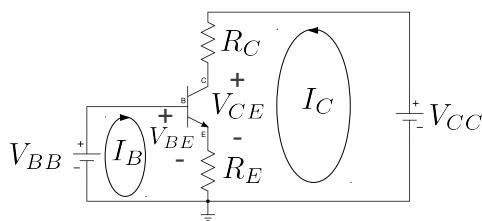
مثال 3.4: شکل 3.9 کی قیمت تین ولٹ اور  $V_2$  کی قیمت آٹھ ولٹ ہونے کی صورت میں اس کے مساوی دور شکل 3.9 ب میں  $V_{CC}$  اور  $V_{BB}$  کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل:

$$(3.17) \quad V_{BB} = V_1 = 3 \text{ V}$$

$$(3.18) \quad V_{CC} = V_1 + V_2 = 3 + 8 = 11 \text{ V}$$

لہذا  $V_{BB}$  کی قیمت تین ولٹ جبکہ  $V_{CC}$  کی قیمت گیارہ ولٹ ہے۔



$$\begin{aligned}V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\&= V_{BE} + I_E R_E \\I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\&\approx I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\V_{CE} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E)\end{aligned}$$

شکل 3.10: ٹرانزسٹر کا نیا دور

شکل 3.10 میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے۔ داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ہم ٹرانزسٹر میں برقی رو  $I_C$  یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\I_C &= \alpha I_E \\I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1}\end{aligned}\tag{3.19}$$

جہاں دوسرے قدم پر  $I_B + I_C = I_E$  لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے عموماً  $I_C$  کو کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس۔ ایمپٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو  $V_{BE}$  لکھا جاتا ہے جس کی عمومی قیمت کسی بھی سیدھے مائل ڈالیوڈ کی طرح  $0.7\text{V}$  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 گلکٹر۔ ایمپٹر سروں کے مابین برقی دباؤ  $V_{CE}$  یوں حاصل کی جاتی ہے۔

$$\begin{aligned}V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C)R_E \\V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)\end{aligned}\tag{3.21}$$

جہاں آخری قدم پر  $I_E \approx I_C$  لیا گیا۔ حاصل کردہ برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت نیز احمد

صورت میں ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو گا اور مندرجہ بالا جوابات درست نہیں ہوں گے۔ اس صورت حال پر آگے جا کر تجزیہ کیا جائے گا۔

---

مثال 3.5 میں شکل 3.10 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

ہونے کی صورت میں برقی رو  $I_C$  اور برقی دباؤ  $V_{CE}$  حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.19 کی مدد سے

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 0.5 \text{ mA}$$

اور مساوات 3.21 کی مدد سے

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C(R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.5 \times 10^{-3}(10000 + 1000) \\ &= 6.5 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

---

مثال 3.6: مثال 3.5 میں ٹرانزسٹر کی افزائش برقی رو  $\beta = 99$  تصور کرتے ہوئے برقی رو  $I_C$  اور برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی اصل قیمتیں حاصل کریں۔ ان قیمتیں کا گزشتہ مثال میں حاصل کی گئی قیمتیں سے موازنہ کریں۔

$$\text{حل: مساوات } 3.10 \text{ سے } \alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{99}{99+1} = 0.99 \text{ ہے۔}$$

$$\text{یوں مساوات سے } 3.21 \text{ جبکہ } I_C = \alpha I_E = 0.99 \times 0.5 \text{ mA} = 0.495 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ &= 12 - (0.495 \times 10^{-3} \times 10000) - (0.5 \times 10^{-3} \times 1000) \\ &= 6.55 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت نیز اندازہ سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراہندہ حال ہے اور یوں یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\alpha$  کی قیمت ایک (1) تصور کر کے یعنی اس کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے  $I_C$  کی قیمت  $0.495 \text{ mA}$  کے بجائے  $0.5 \text{ mA}$  حاصل ہوتی ہے۔ دونوں جوابات میں صرف  $1.01\%$  فرق ہے یعنی

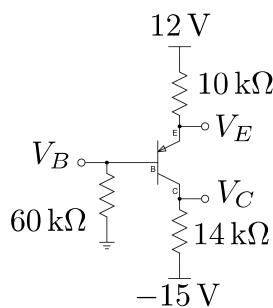
$$\left| \frac{0.495 \times 10^{-3} - 0.5 \times 10^{-3}}{0.495 \times 10^{-3}} \right| \times 100 = 1.01\%$$

اسی طرح دونوں مثالوں میں حاصل کئے گئے برقی دباؤ  $V_{CE}$  میں  $0.76\%$  فی صد کا فرق ہے یعنی

$$\left| \frac{6.55 - 6.5}{6.55} \right| \times 100 = 0.76\%$$

گزشتہ دو مثالوں سے ظاہر ہے کہ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے  $\alpha$  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 تینجاً  $I_E$  کی جگہ  $I_C$  ہی کی قیمت استعمال کی جاتی ہے۔  $I_B$  کا مطلب لینے کا مطلب  $I_C \approx I_E$  کو نظر انداز کرنا ہے۔

مثال 3.7: شکل 3.11 میں  $V_E = 2.584 \text{ V}$  اور  $V_B = 1.884 \text{ V}$  کا بھی تخمینہ لگائیں۔



شکل 3.11: ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کا حصول۔

حل: شکل کو دیکھ کر

$$I_B = \frac{1.884}{60000} = 31.4 \mu\text{A}$$

$$I_E = \frac{12 - 2.584}{10000} = 0.942 \text{ mA}$$

لکھے جاسکتے ہیں جن سے

$$\beta + 1 = \frac{I_E}{I_B} = \frac{0.942 \text{ mA}}{31.4 \mu\text{A}} = 30$$

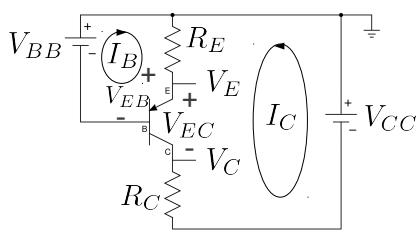
یعنی  $29 = \beta$  حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$I_C = \beta I_B = 29 \times 31.4 \mu\text{A} = 0.91 \text{ mA}$$

اور

$$V_C = 0.91 \times 10^{-3} \times 14000 - 15 = -2.26 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔



$$\begin{aligned}V_{BB} &= (I_B + I_C) R_E + V_{EB} \\&= I_E R_E + V_{EB}\end{aligned}$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} \approx I_C$$

$$\begin{aligned}V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\&\approx I_C R_E + V_{EC} + I_C R_C \\V_{EC} &= V_{CC} - I_C (R_E + R_C)\end{aligned}$$

شکل 3.12: جمع منقی جمع تراز نظر کا سادہ دور

مثال 3.8: شکل 3.12 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔  $I_C$  اور  $V_{EC}$  حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$\begin{aligned}V_{BB} &= (I_B + I_C) R_E + V_{EB} \\&= I_E R_E + V_{EB}\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر  $I_E$  کو  $I_B + I_C$  لکھا گیا ہے۔ یوں

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 0.5 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$\begin{aligned}V_{CC} &= (I_B + I_C) R_E + V_{EC} + I_C R_C \\&= I_E R_E + I_C R_C + V_{EC}\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر  $I_E \approx I_C$  لیا جائے تو

$$\begin{aligned}V_{EC} &= V_{CC} - I_C (R_E + R_C) \\&= 12 - 0.5 \times 10^{-3} \times (1000 + 10000) \\&= 6.5 \text{ V}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مثال کا مثال 3.5 کے ساتھ موازنہ کریں۔

---



---

مثال 3.9: شکل 3.13 میں دکھائے گئے ٹرانزسٹر دور میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

$$\beta = 36$$

ہیں۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے  $I_E$  حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\ &= \frac{1.1 - 0.7}{900} \\ &= 0.44 \text{ mA} \end{aligned}$$

عموماً  $I_C$  کو  $I_E$  کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے لیکن چونکہ بیان خصوصی طور پر تمام برقی رو مانگی گئی ہیں لذا ہم

ان کی اصل قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\ &= \frac{36}{36 + 1} \\ &= 0.97297\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_C &= \alpha I_E \\ &= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\ &= 0.432 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\ &= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\ &= 12.01 \mu\text{A}\end{aligned}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\beta$  کی قیمت کم ہونے کی صورت میں  $I_C$  اور  $I_E$  کی قیتوں میں فرق بڑھ جاتا ہے اگرچہ انہیں پھر بھی، قلم و کاغذ کی مدد سے حل کرتے ہوئے، برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔

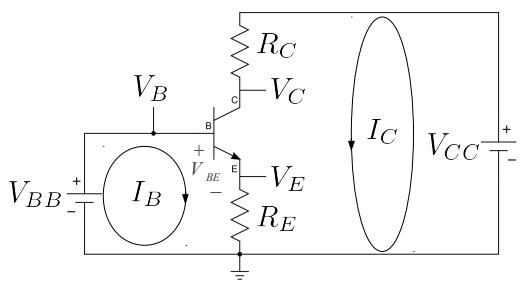
ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\ &= 15 - 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\ &= 12.581 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_E &= I_E R_E \\ &= 0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\ &\approx 0.4 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_B &= V_E + V_{BE} \\ &= 0.4 + 0.7 \\ &= 1.1 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CE} &= V_C - V_E \\ &= 12.581 - 0.4 \\ &= 12.181 \text{ V}\end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= V_{BE} + I_E R_E \\
 I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C \\
 V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\
 V_E &= I_E R_E \\
 V_B &= V_E + V_{BE} \\
 &= I_E R_E + V_{BE} \\
 V_{CE} &= V_C - V_E \\
 &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E
 \end{aligned}$$

شکل 3.13: ٹرانزسٹر دور کی مثال

چونکہ ٹرانزسٹر کے میں پر 1.1 V لاگو کیا گیا ہے لہذا ایکٹر پر بر قی دباؤ کو یوں بھی حاصل کیا جا سکتا ہے

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1.1 - 0.7 = 0.4 \text{ V}$$

مثال 3.10: شکل 3.12 میں دکھائے گئے ٹرانزسٹر دور میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

$$\beta = 36$$

ہیں۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر بر قی دباؤ اور بر قی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے  $I_E$  حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} \\I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} \\&= \frac{1.1 - 0.7}{900} \\&= 0.44 \text{ mA}\end{aligned}$$

عموماً  $I_E$  اور  $I_C$  کے ٹھیک ٹھیک قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\&= \frac{36}{36 + 1} \\&= 0.97297\end{aligned}$$

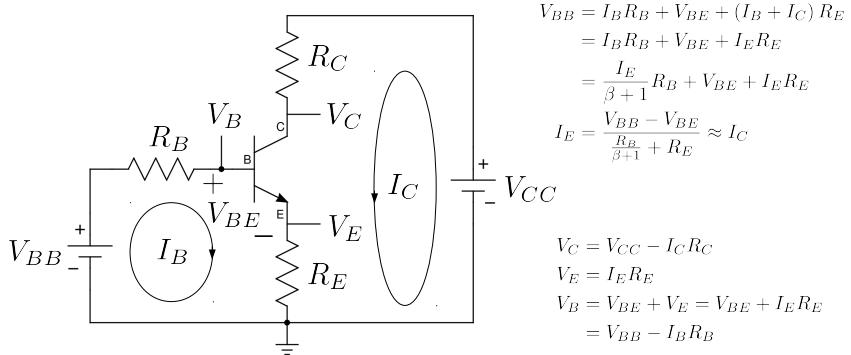
$$\begin{aligned}I_C &= \alpha I_E \\&= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\&= 0.432 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\&= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\&= 12.01 \mu\text{A}\end{aligned}$$

ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_C &= -V_{CC} + I_C R_C \\&= -15 + 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\&= -12.581 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_E &= -I_E R_E \\&= -0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\&\approx -0.4 \text{ V}\end{aligned}$$



شکل 3.14: ٹرانزسٹر دور چہاں تینوں سروں کے ساتھ مزاحمت ممکن ہے

$$\begin{aligned}
 V_B &= V_E - V_{EB} \\
 &= -0.4 - 0.7 \\
 &= -1.1 \text{ V}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{EC} &= V_E - V_C \\
 &= -0.4 + 12.581 \\
 &= 12.181 \text{ V}
 \end{aligned}$$

چونکہ بیس پر بر قی دباؤ  $-1.1 \text{ V}$  لگ کر بھی حاصل کیا جاسکتا ہے لگو کیا گیا ہے لہذا  $V_E = V_B + V_{EB}$  یعنی

$$V_E = V_B + V_{EB} = -1.1 + 0.7 = -0.4 \text{ V}$$

شکل 3.14 میں دکھائے دور کے داخلی جانب  $R_B$  نصب کیا گیا ہے۔ اس دور کو بھی گزشتہ دوروں کی طرح

حل کیا جاتا ہے۔ داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$(3.22) \quad \begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ V_{BB} &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح دور کے خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.23) \quad V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E$$

$$(3.24) \quad V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$(3.25) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$(3.26) \quad V_{CE} \approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

مثال 3.11: شکل 3.15 میں

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

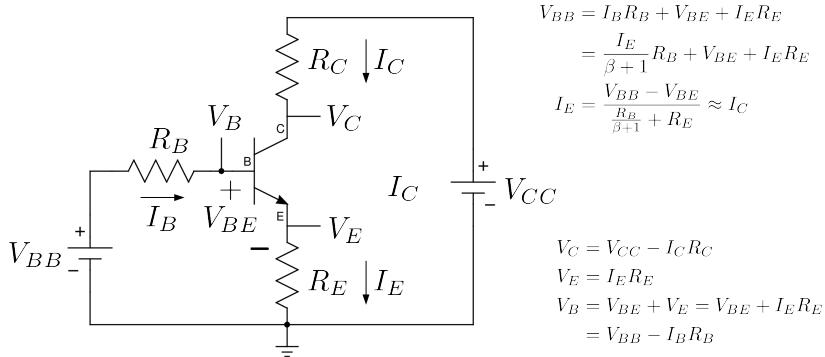
$$R_B = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 36$$

ہونے کی صورت میں  $I_C$  اور  $V_{CE}$  حاصل کریں۔

حل: شکل میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر ٹرانزسٹر کے برقی روکھے گئے ہیں۔ یوں میں جانب

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \left( \frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= \left( \frac{R_B}{\beta + 1} \right) I_E + V_{BE} \end{aligned}$$



: 3.15

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$I_E = \frac{1.1 - 0.7}{\frac{3300}{36+1} + 900} = 0.404 \text{ mA} \approx I_C$$

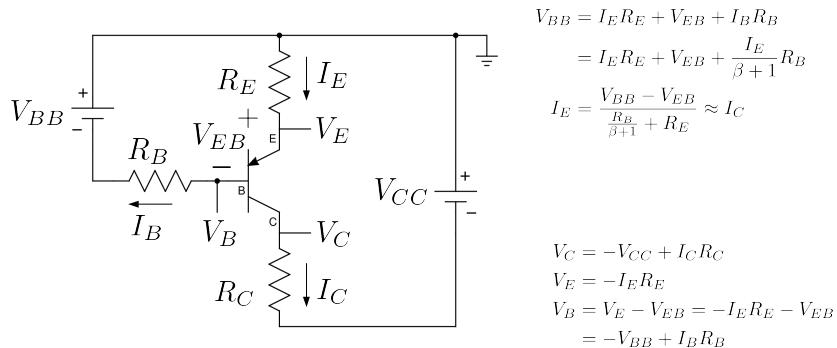
حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\ &\approx (R_C + R_E) I_C + V_{CE} \end{aligned}$$

۔

$$V_{CE} = 15 - 4.04 \times 10^{-4} \times (5600 + 900) = 12.374 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $V_{CE} < V_{CE}$  نہ اخراجی، اور  $V_{CE}$  کا یہی درست جواب ہے۔



: 3.16

مثال 3.12: شکل 3.16 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 2.8 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 27$$

ہونے کی صورت میں  $V_{EC}$  اور  $I_C$  حاصل کریں۔

حل: بیں جانب

$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\
 &= I_E R_E + V_{EB} + \left( \frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B \\
 &= V_{EB} + \left( R_E + \frac{R_B}{\beta + 1} \right) I_E
 \end{aligned}$$

سے

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E + \frac{R_B}{\beta+1}} \\ &= \frac{1.2 - 0.7}{1200 + \frac{2800}{27+1}} \\ &= 0.385 \text{ mA} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\ &\approx V_{EB} + I_C (R_E + R_C) \end{aligned}$$

جس سے

$$\begin{aligned} V_{EC} &= V_{CC} - I_C (R_E + R_C) \\ &= 12 - 0.385 \times 10^{-3} \times (1200 + 4700) \\ &= 9.73 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ حاصل  $V_{EC}$  کی قیمت 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔

ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال رکھنے کی خاطر اس کے بیس۔ اینٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ اس کے بیس۔ مکلٹر جوڑ کو غیر چالو رکھا جاتا ہے۔ اب تک دکھائے گئے ادوار میں ایسا کرنے کی خاطر دو عدد منع بر قی دباؤ یعنی  $V_{BB}$  اور  $V_{CC}$  استعمال کئے گئے۔ ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑوں کو صرف ایک عدد منع بر قی دباؤ کی مدد سے بھی درست مائل کیا جا سکتا ہے۔ اس عمل کو دیکھتے ہیں۔

شکل 3.17 اف میں داخلی جانب  $R_1$  اور  $R_2$  نصب کئے گئے ہیں۔ شکل 3.17 ب میں اسی دور کو قدر مختلف طرز پر بنایا گیا ہے جہاں داخلی جانب کے حصے کو نقطے دار لکیر سے گھیرا گیا ہے۔

مسئلہ تھونن کے مطابق کسی بھی خطی دور کا مساوی تھونن دور حاصل کیا جا سکتا ہے جو ایک عدد تھونن مزاحمت  $R_{th}$  اور ایک عدد تھونن بر قی دباؤ  $V_{th}$  پر مشتمل ہوتا ہے۔

جن دو برقی سروں پر تھونن مساوی دور درکار ہو ان سروں کو آزاد یعنی کھلے سرے رکھ کر یہاں کا برقی دباؤ حاصل کیا جاتا ہے۔ یہی تھونن برقی دباؤ  $V_{th}$  کہلاتا ہے۔ یہ عمل شکل 3.17 پ میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح تھونن مزاحمت  $R_{th}$  حاصل کرنے کی خاطر دور کے اندر ونی مشق برقی دباؤ کو قصر 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 لگیرے حصے کا مساوی تھونن دور شکل 3.17 ت میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.17 الف میں داخلی جانب اس مساوی تھونن دور کے استعمال سے شکل 3.17 ت حاصل ہوتا ہے جو کہ ہوبہ شکل 3.14 میں دکھایا دور ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ  $V_{th}$  اور  $R_{th}$  کو  $R_B$  کو دکھا گیا ہے۔

شکل ت میں دکھائے دور کو بالکل شکل 3.14 میں دکھائے دور کی طرح حل کیا جاتا ہے۔ آئیں اس کی ایک مثال دیکھیں۔

### مثال 3.13: شکل 3.17 الف میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

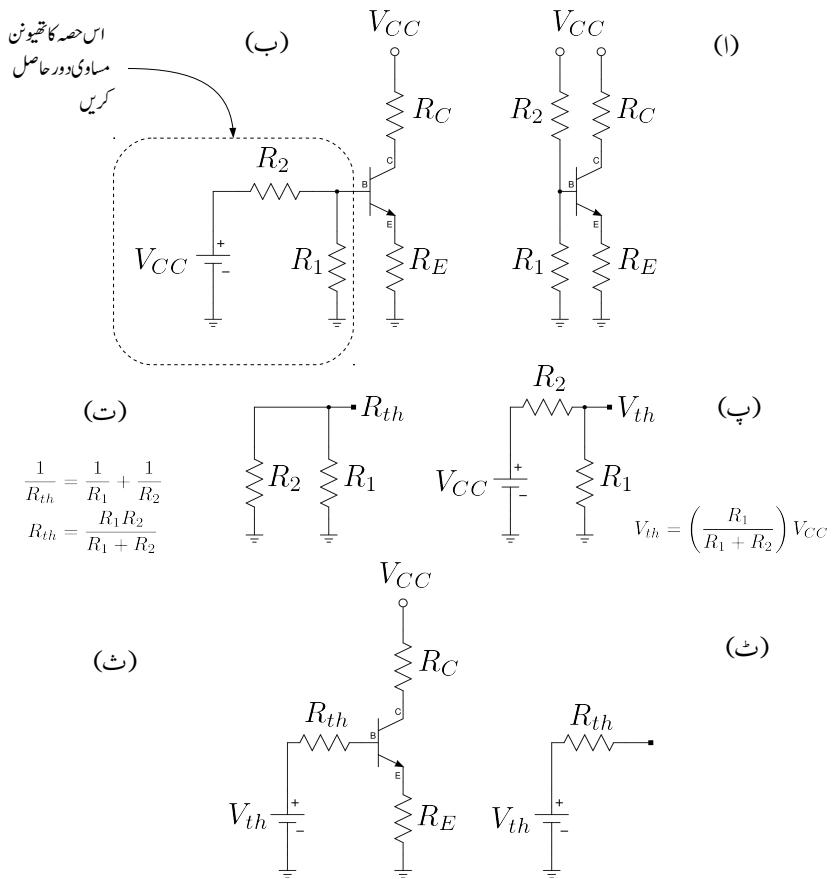
$$R_E = 820 \Omega$$

$$R_1 = 8.9 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 99 \text{ k}\Omega$$

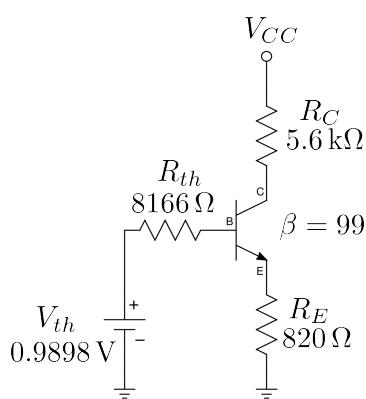
$$\beta = 100$$

<sup>21</sup> اندر ونی مشق برقی دور کو کھلے سرے کیا جاتا ہے



شکل 3.17: ایک عدد منج بر قی دباؤ کی مدد سے ٹرانزسٹر کا مکمل کرنا

### 3.5. نقطہ کار کردگی اور یک سمتی ادوار کا تحلیل تجزیہ



$$\begin{aligned}
 V_{th} &= I_B R_{th} + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= \frac{I_E}{\beta+1} R_{th} + V_{BE} + I_E R_E \\
 I_E &= \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta+1} + R_E} \\
 &= \frac{0.9898 - 0.7}{\frac{8166}{99+1} + 820} = 0.3214 \text{ mA} \\
 V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\
 &\approx I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\
 V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\
 &= 12 - 0.3214 \times 10^{-3} \times (5600 + 820) \\
 &= 9.9366 \text{ V}
 \end{aligned}$$

شکل 3.18: مسئلہ تھونن کی مدد سے دور حل کرنے کا عمل

ہیں۔ ٹرانزسٹر کی برقی رو  $I_C$  اور اس پر برتقی دباؤ  $V_{CE}$  حاصل کریں۔

حل: اس طرح کے ادوار حل کرنے کا طریقہ شکل 3.17 میں قدم بقدم دکھایا گیا ہے۔ مساوات 3.27 کی مدد سے

$$\begin{aligned}
 V_{th} &= \frac{12 \times 8900}{8900 + 99000} = 0.9898 \text{ V} \\
 R_{th} &= \frac{8900 \times 99000}{8900 + 99000} = 8166 \Omega
 \end{aligned}$$

ان مساوی تھونن مقداروں کو استعمال کرتے ہوئے شکل 3.18 میں مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے حل کر کے  $I_C = 0.3214 \text{ mA}$  اور  $V_{CE} = 9.9366 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت نیافراہندہ  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزاں نہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

مثال 3.14: شکل 3.19 اف میں

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= 20 \text{ V}, \quad R_C = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_B = 200 \text{ k}\Omega \\
 R_E &= 100 \Omega, \quad \beta = 99
 \end{aligned}$$

ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے لکٹر پر کرنوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

$$I_{RC} = I_B + I_C$$

لکھا جاسکتا ہے۔ چونکہ  $I_{RC} = I_E$  ہوتا ہے لہذا  $I_B + I_C = I_E$  ہو گا۔ یوں کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{CC} = I_E R_C + I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

لکھ کر  $i_B = \frac{I_E}{\beta+1}$  پر کرتے حاصل ہوتا ہے

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

دئے گئے قیمتیں پر کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{20 - 0.7}{10000 + \frac{200000}{99+1} + 100} \\ &= 1.595 \text{ mA} \end{aligned}$$

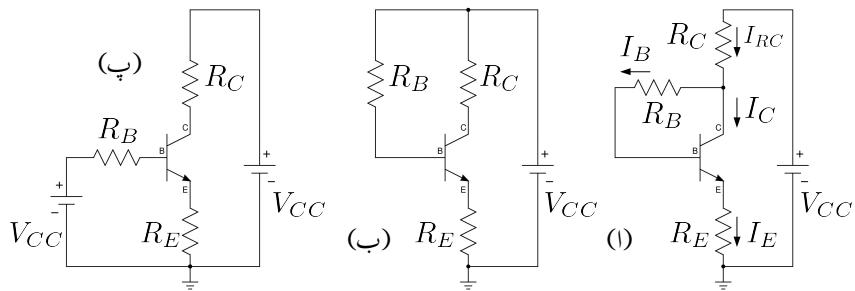
حاصل ہوتا ہے۔ کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ کو خارجی جانب یوں لکھا جاسکتا ہے

$$V_{CC} = I_E R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

جس سے

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_E (R_C + R_E) \\ &= 20 - 1.595 \times 10^{-3} \times (10000 + 100) \\ &= 3.89 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.19: یک عدد منبع برقی دباؤ کے استعمال سے نقطہ کار کردگی کے دیگر امکانات

مثال 3.19 ب میں شکل 3.19 ب میں

$$V_{CC} = 20 \text{ V}, \quad R_C = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_B = 500 \text{ k}\Omega \\ R_E = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

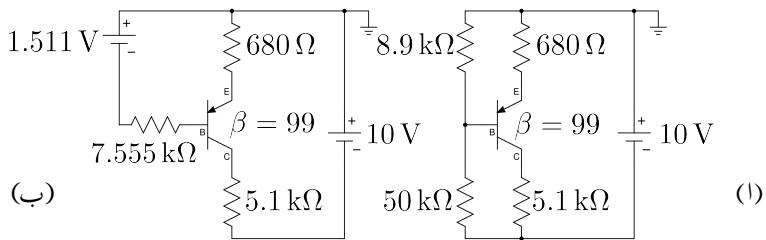
ہیں۔ نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اسی کو دوبارہ بنایا گیا ہے جہاں داخلی اور خارجی جانب بالکل علیحدہ واضح نظر آتے ہیں۔ داخلی جانب کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ = \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ = V_{BE} + I_E \left( \frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right)$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں دی گئی قیمتیں پر کرنے سے

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \\ = \frac{20 - 0.7}{\frac{500000}{99+1} + 1000} \\ = 3.21 \text{ mA}$$



: 3.20

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

میں ملینے والے  $I_C \approx I_E$ 

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ &= 20 - 3.21 \times 10^{-3} (1000 + 1000) \\ &= 13.58 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.16: شکل 3.20 میں  $V_{EC}$  اور  $I_C$  حاصل کریں۔

حل: مسئلہ تھونن کی مدد سے شکل 3.20 ب حاصل ہوتا ہے جس میں

$$V_{th} = \frac{-10 \times 8900}{8900 + 50000} = -1.511 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{8900 \times 50000}{8900 + 50000} = 7.555 \text{ k}\Omega$$

بیل-بیوں شکل ب سے

$$\begin{aligned} 1.511 &= 680 \times I_E + 0.7 + 7555 \times I_B \\ &= 680 \times I_E + 0.7 + 7555 \times \frac{I_E}{99+1} \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$I_C \approx I_E = 1.07 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح شکل ب سے ہی

$$\begin{aligned} 10 &\approx I_C (680 + 5100) + V_{EC} \\ &= 1.07 \times 10^{-3} \times (680 + 5100) + V_{EC} \end{aligned}$$

یعنی

$$V_{EC} = 3.81 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ حاصل  $V_{EC}$  کی قیمت 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزاں نہ ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔

مثال 3.17: شکل 3.21 میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباؤ حاصل کریں۔

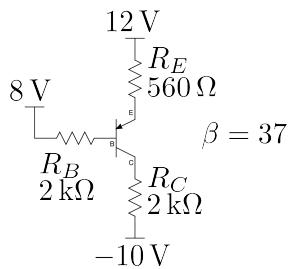
حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$12 - 8 = I_B R_B + V_{EB} + I_E R_E$$

لکھا جاسکتا ہے جس میں  $I_B = \frac{I_E}{\beta+1}$  پُر کرنے ہیں۔

$$4 = \frac{I_E}{37+1} \times 2000 + 0.7 + I_E \times 560$$

$$I_E = 5.39 \text{ mA}$$



شکل 3.21

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$V_E = 12 - I_E R_E = 12 - 5.39 \times 10^{-3} \times 560 = 8.98 \text{ V}$$

$$V_B = V_E - V_{EB} = 8.98 - 0.7 = 8.28 \text{ V}$$

$$V_C = -10 + I_C R_C \approx -10 + 5.39 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.78 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 3.18: مثال 3.13 کے تمام مزاحمت میں برقی طاقت کا ضیاء حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑ پر بھی طاقت کا ضیاء حاصل کریں۔

حل: مزاحمت  $R_E$  میں  $P_{RE} = I_E^2 R_E$  یعنی  $0.3214 \text{ mA}$  برقی رو سے اس میں برقی طاقت کا ضیاء لیتے ہوئے  $R_C = I_E$  میں  $578 \mu\text{W}$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح  $I_C = 84.7 \mu\text{W}$

ٹرانزسٹر کے اینٹر سرے پر برقی دباؤ  $V_E$  کی قیمت  $I_E R_E = 0.26 \text{ V}$  اور یوں اس کے بیٹیں سرے پر  $0.26 + 0.7 = 0.96 \text{ V}$  ہو گا۔ یوں  $R_1$  میں طاقت کا ضیاء  $\frac{0.96 \times 0.96}{8900} = 104 \mu\text{W}$  یعنی  $104 \mu\text{W}$  جبکہ  $R_2$  میں  $\frac{(12 - 0.96)^2}{99000} = 1.23 \text{ mW}$  یعنی  $1.23 \text{ mW}$  ہو گا۔

ٹرانزسٹر کے لکٹر پر  $V_C = 12 - 0.3214 \text{ mA} \times 5.6 \text{ k}\Omega = 10.2 \text{ V}$  ہے لہذا اس کا بیس-لکٹر جوڑ  $V_C - V_B = 10.2 - 0.96 = 9.24 \text{ V}$  ہے اس کا نتالک ہے۔ اس جوڑ پر طاقت کا ضایع  $9.24 \times 0.3214 \text{ mA} = 2.97 \text{ mW}$  ہو گا۔ بیس-لکٹر جوڑ سے  $I_E$  کے برابری لیا گیا ہے۔ بیس-لکٹر جوڑ پر بر قی دباؤ  $0.7 \text{ V}$  لیتے ہوئے اس جوڑ پر طاقت کا ضایع  $0.7 \times 0.3214 \text{ mA} = 0.225 \text{ mW}$  ہو گا۔

مندرجہ بالا مثال سے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ عمومی استعمال میں طاقت کے ضایع کا بیشتر حصہ بیس-لکٹر جوڑ پر پایا جاتا ہے۔ کم طاقت کے ٹرانزسٹر عموماً پلاسٹک ڈبیا میں بند مہیا کئے جاتے ہیں۔ پلاسٹک ڈبیا سے ٹرانزسٹر کے تینوں سرے باہر نکلے پائے جاتے ہیں۔ زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر کو عموماً دھاتی ڈبے میں بند مہیا کیا جاتا ہے۔ ایسے ٹرانزسٹر کے بیس-لکٹر جوڑ کو ٹھنڈا رکھنے کی خاطر لکٹر کو دھاتی ڈبے کے ساتھ جوڑا جاتا ہے۔ جوڑ سے دھات میں گرمی کے منتقلی سے جوڑ ٹھنڈا ہوتا ہے۔ ہوا لگنے سے دھاتی ڈبے ٹھنڈا رہتا ہے۔ اگر ضرورت درپیش آئے تو دھاتی ڈبے کو از خود زیادہ بڑی جسامت کے سردار<sup>22</sup> کے ساتھ جوڑا جاتا ہے جس سے گرمی کی منتقلی مزید بڑھ جاتی ہے۔

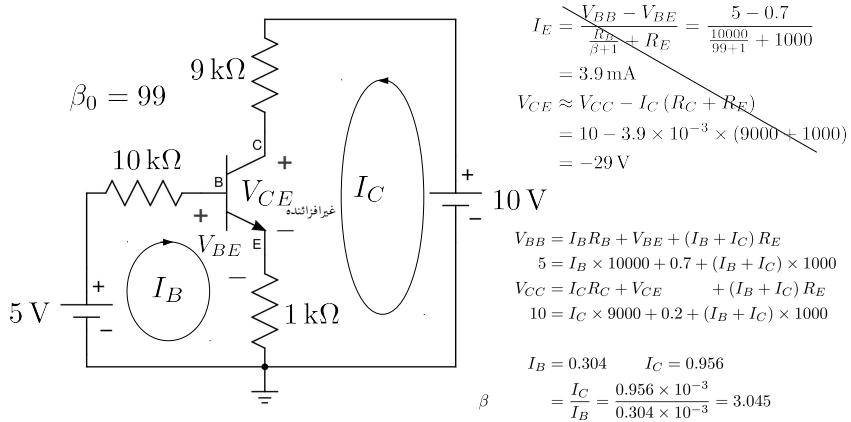
جب بھی کوئی دور بنایا جائے، اس میں استعمال تمام اجزاء میں طاقت کا ضایع حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر کسی پر زے میں طاقت کا ضایع اس پر زے کی بروڈاستحد سے تجوہز کر جائے تو ایسا پر زہ جل کر تباہ ہو جائے گا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر یا تو ڈیرائن کو تبدیل کیا جائے گا اور یا پھر زیادہ بروڈاست والا پر زہ استعمال کیا جائے گا۔

### 3.5.2 غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے دور کا حل

شکل 3.22 میں دکھائے دور میں اگر ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال تصور کرتے ہوئے حل کیا جائے تو  $V_{CE}$  کی قیمت مخفی انتیں وولٹ  $29 \text{ V}$ ۔ حاصل ہوتی ہے جو کہ غیر افزائندہ  $V_{CE}$  سے کم ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افزائندہ تصور کرنادرست نہیں اور اس جواب کو رد کرنا ہو گا۔ شکل میں اس جواب پر ترجیحی لکیر لگا کر رد کیا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر ادوار حل کرتے ہوئے اسی طرح پہلے ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال تصور کرتے ہوئے دور کو حل کیا جاتا ہے۔ اگر حاصل  $V_{CE}$  کی قیمت غیر افزائندہ  $V_{CE}$  سے زیادہ یا اس کے برابر ہو تو جوابات کو درست تسلیم کر لیا جاتا ہے ورنہ ان جوابات کو رد کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر کو غیر افزائندہ تصور کر کے دور کو دوبارہ حل کیا جاتا ہے۔

heat sink<sup>22</sup>



شکل 3.22: غیر افزائندہ مائل ٹرانزسٹر کا حل

غیر افزائندہ ٹرانزسٹر پر پائے جانے والے برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت غیر افزائندہ  $V_{CE}$  یعنی  $0.2 \text{ V}$  ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ مساوات 3.7 اور مساوات 3.8 وغیرہ صرف افزائندہ حال ٹرانزسٹر کے لئے بیان کئے گئے۔ ان حقائق کو مد نظر رکھتے ہوئے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے  $\beta_0$  کو زیر استعمال نہیں لایا جاتا۔ دور کو بالکل ایک سادہ برقی دور کے طرز پر حل کیا جاتا ہے جہاں  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  اور  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  اور  $I_C = 0.956 \text{ mA}$  جاتا ہے۔ شکل 3.22 میں دور کے حل کرنے کا درست طریقہ دکھایا گیا ہے جہاں  $I_B = 0.304 \text{ mA}$  حاصل کیا گیا ہے۔ ان قیتوں سے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کی افزائش  $\beta_0 = 99$  ہے جو کہ اس کے دعے گئے افزائش  $\beta = 3.045$  سے نہیں کم ہے۔

اگر دور حل کرنے سے پہلے یہ غیر افزائندہ  $\beta$  معلوم ہو تو اسے بالکل افزائندہ حال کی طرح حل کیا جاسکتا ہے۔ قوی برقيات کے میدان میں ٹرانزسٹر بطور برقياتی سوچ استعمال کیا جاتا ہے جہاں اسے فی سینڈ کئی مرتبہ غیر افزائندہ اور منقطع کیا جاتا ہے۔ افزائندہ صورت میں یہ چالو سوچ اور منقطع صورت میں منقطع سوچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ تجھیق کار قبل از تخلیق فیصلہ کرتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو کس حد تک غیر افزائندہ کیا جائے گا۔

مثال 3.19: شکل 3.22 میں

$$V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta_0 = 99$$

ہی رکھتے ہوئے  $V_{BB}$  کی وہ قیمت دریافت کریں جہاں ٹرانزسٹر افراستنہ حال سے نکل کر غیر افراستنہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

حل: جس لمحہ ٹرانزسٹر افراستنہ سے غیر افراستنہ صورت حال اختیار کرتا ہے اس وقت دور حل کرنے کی خاطر اس کی عمومی افراش  $\beta_0$  قابل استعمال ہوتی ہے یعنی مساوات 3.8 اور مساوات 3.9 قابل استعمال ہیں۔ مزید یہ کہ اس لمحہ پر  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  ہی ہو گا لہذا ہم کہ سکتے ہیں کہ

$$\alpha = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} = \frac{99}{99 + 1} = 0.99$$

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= V_{BE} + I_E \left( \frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E \right) \\ &= 0.7 + I_E \times 1100 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= V_{CE} + I_E (\alpha R_C + R_E) \\ &= 0.2 + I_E \times 99100 \end{aligned}$$

چلی مساوات میں چونکہ  $I_E = 0.9889 \text{ mA}$  ہے لہذا اس سے  $V_{CC} = 10 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے دوسری مساوات سے  $V_{BB} = 1.78779 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔

## مثال 3.20: شکل 3.22 میں

$$V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 5 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta_0 = 90$$

رکھتے ہوئے  $R_B$  کی وہ قیمت دریافت کریں جس سے ٹرانزسٹر اس حد تک غیر افزائندہ صورت اختیار کر لے گا کہ اس کی  $\beta_0 = 30$  غیر افزائندہ  $\beta$  ہو۔ اس کو یوں بھی بیان کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو تین گناہ غیر افزائندہ کریں یعنی غیر افزائندہ  $\beta$  کی قیمت  $\beta_0$  سے تین گناہ کم ہو۔

حل: یہاں غیر افزائندہ  $\beta$  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

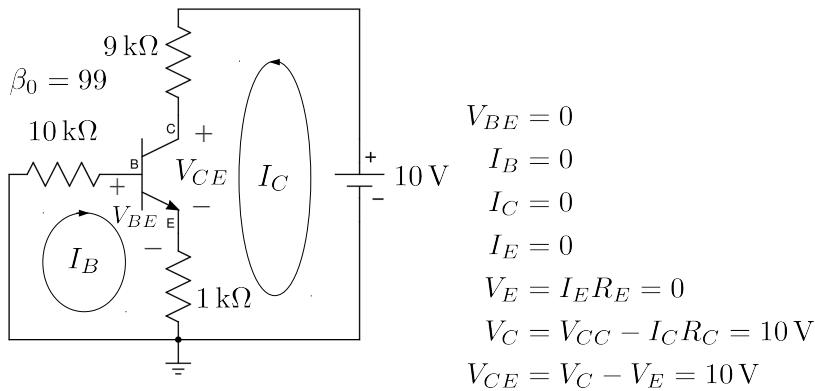
$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left( \frac{R_B}{\beta_{\text{غیر افزائندہ}} + 1} + R_E \right)$$

$$5 = 0.7 + 1.009 \times 10^{-3} \times \left( \frac{R_B}{30 + 1} + 1000 \right)$$

$$R_B = 101.1 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔



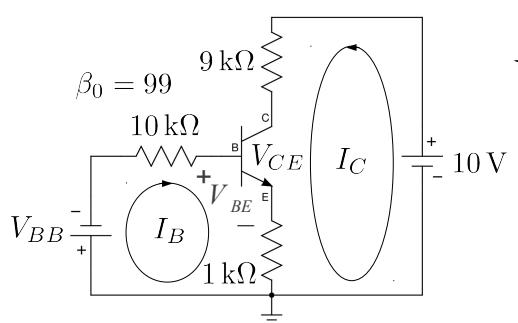
شکل 3.23: منقطع حال ٹرانزسٹر۔ میں۔ یہ سڑکوں پر ٹرانزسٹر کی نسبت میں ہے

### 3.5.3 منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل

جدول کے تحت میں۔ یہ سڑکوں پر ٹرانزسٹر کی طرح عمل کرتا ہے یعنی اس میں سے کوئی برقی رو نہیں گزرتی۔ عموماً منقطع کرنے کی خاطر اس کے میں۔ یہ سڑکوں پر ٹرانزسٹر کے قابلہ برداشت اٹ برقی دباؤ کی حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ عموماً اٹ برقی دباؤ کی قیمت چند ولٹ ہی ہوتی ہے۔

منقطع ٹرانزسٹر بالکل ایک منقطع برقی سوچ کی طرح عمل کرتا ہے یعنی اس میں سے کوئی برقی رو نہیں گزرتی۔ عموماً یہ صورت، دور کو دیکھتے ہی واضح ہو جاتی ہے جیسے شکل 3.23 میں ہے۔ اس شکل میں داخلی جانب کوئی برقی دباؤ مہیا نہیں کیا گیا۔ یوں ٹرانزسٹر کا میں۔ یہ سڑکوں پر ٹرانزسٹر کے باقی دو سروں پر بھی برقی رو کی قیمت صفر ہو گی۔ جیسا شکل میں حل کر کے دکھایا گیا اس صورت میں  $V_{CE} = V_{CC}$  ہو گا۔

مثال 3.24: شکل 3.21 میں داخلی جوڑ اتنا مائل ہے اور یوں ٹرانزسٹر منقطع ہو گا۔ اگرچہ اس دور کو دیکھتے ہی آپ کہہ سکتے ہیں کہ یہ منقطع ہے، ہم پھر بھی اسے حل کر کے دیکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے قصور کریں کہ ٹرانزسٹر



داخلی جانب میں کردہ برقی دباؤ  
میں۔ بیٹری جوڑ کو اٹا مکل کرتا ہے۔  
المیں جوڑ سے برقی روپ نہیں  
گزرے گا۔ یہ داخیلی برقی روپ صفر  
ہو گی جس کی وجہ سے خارجی  
برقی روپ بھی صفر ہو گی۔

شکل 3.24: اٹا مکل داخیلی جوڑ

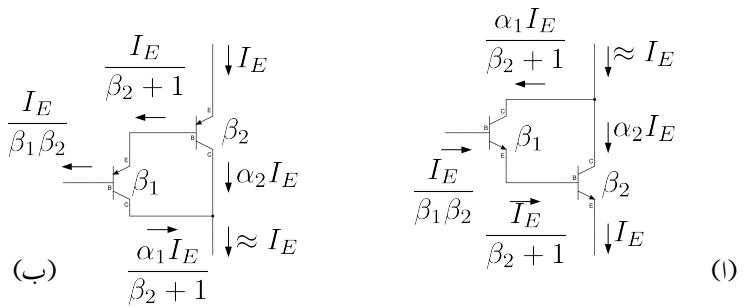
افرا نکدہ حال ہے۔ یوں آپ  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  میں گے۔

$$V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B + I_E R_E$$

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \\ &= \frac{-3 - 0.7}{\frac{10000}{100} + 1000} \\ &= -3.36 \text{ mA} \end{aligned}$$

اس نامکن جواب کو رد کیا جاتا ہے

یہاں دھیان رہے کہ  $V_{BB} = -3\text{V}$  ہے۔ حاصل جواب منفی ہونے کا مطلب ہے کہ برقی رو کی سمت عمومی سمت کے الٹ ہے۔ جب بھی ٹرانزسٹر میں الٹی جانب یک سمیتی برقی رو پیدا کرنے کی کوشش کی جائے یہ منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے المیں جواب کو رد کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کو منقطع تصور کیا جائے گا اور اس کے تمام سروں پر برقی رو کی قیمت صفر تصور کی جائے گی۔ یوں  $V_{CE} = 10\text{V}$  ہو گا۔



شکل 3.25: ڈارلنگٹن جوڑیاں

## 3.6 ڈارلنگٹن جوڑی

شکل 3.25 الف میں دو عدد  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کو مخصوص طرز پر جوڑا گیا ہے ہے  $n-p-n$  ڈارلنگٹن جوڑی<sup>23</sup> یا ڈارلنگٹن ٹرانزسٹر<sup>24</sup> کہتے ہیں۔ شکل ب میں  $p-n-p$  ڈارلنگٹن جوڑی دکھائی گئی ہے۔

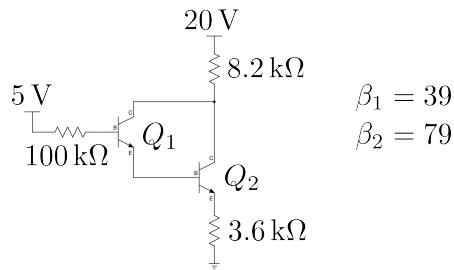
شکل الف میں اگر  $Q_2$  کے ایمپر پر  $I_E$  بر قی رو پایا جائے تو اس کے کلکٹر پر  $\alpha_2 I_E$  اور اس کے بیس پر  $\frac{I_E}{\beta_2+1}$  بر قی رو پایا جائے گا۔  $Q_2$  کے بیس پر بر قی رو  $Q_1$  کے ایمپر پر بر قی رو ہی ہے لہذا  $Q_1$  کے ایمپر پر  $\frac{I_E}{\beta_2+1}$  ہی پایا جائے گا۔ یوں  $Q_1$  کے کلکٹر پر  $\alpha_1 \frac{I_E}{\beta_2+1}$  اور اس کے بیس پر  $\frac{I_E}{(\beta_1+1)(\beta_2+1)}$  پایا جائے گا جو تقریباً  $\frac{I_E}{\beta_1 \beta_2}$  کے برابر ہے۔ یہ تمام شکل پر بھی دکھائے گئے ہیں۔ یوں اس جوڑی کو اخنو ٹرانزسٹر قصور کیا جاسکتا ہے جس کی افزائش  $\beta_1 \beta_2$  کے برابر ہے۔ اسی طرز پر تین ٹرانزسٹر جوڑ کر  $\beta_1 \beta_2 \beta_3$  حاصل ہو گا۔ یقیناً زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر زیادہ  $\beta$  حاصل کرنا ممکن ہے۔

مثال 3.22: شکل 3.26 کو حل کریں۔

حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے بر قی دباؤ سے

$$5 = I_{B1} \times 100000 + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2} \times 3600$$

<sup>23</sup> جناب مسلمی ڈارلنگٹن نے اس شکل کو دریافت کیا۔  
<sup>24</sup> npn darlington pair



شکل 3.26: دارلینگٹن جوڑی کا دور

لیتے ہوئے  $I_{B1} = \frac{I_{E2}}{(\beta_1+1)(\beta_2+1)}$  اور  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  میں جاسکتا ہے۔ اس میں

$$5 = \frac{I_{E2}}{40 \times 80} \times 100000 + 0.7 + 0.7 + I_{E2} \times 3600 \\ I_{E2} = 0.991 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$V_{E2} = I_{E2} R_{E2} = 0.991 \times 10^{-3} \times 3600 = 3.5676 \text{ V}$$

$$V_{B2} = V_{E2} + V_{BE2} = 3.5676 + 0.7 = 4.2676 \text{ V}$$

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE1} = V_{B2} + V_{BE1} = 4.9676 \text{ V}$$

$$V_{C2} \approx 20 - 0.991 \times 10^{-3} \times 8200 = 11.87 \text{ V}$$

اور

$$I_{B2} = I_{E1} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1} = \frac{0.991 \times 10^{-3}}{79 + 1} = 12.39 \mu\text{A}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1 + 1} = \frac{12.39 \times 10^{-6}}{39 + 1} = 309.7 \text{ nA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

### 3.7. تعین نقطے سے نقطہ کارکردگی کا انحراف

#### 3.7 تعین نقطے سے نقطہ کارکردگی کا انحراف

##### 3.7.1 تبدیلی $\beta$ 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

$$(3.28) \quad \beta_{\text{من}} \approx 3 \times \beta_{\text{بندز}}$$

مزید یہ کہ  $\beta_{\text{من}} \approx \beta_{\text{بندز}}$  کے تقریباً تین گناہوں ہے یعنی

$$(3.29) \quad \beta_{\text{من}} = 3 \times \beta_{\text{بندز}}$$

اسیں ایک مثال کی مدد سے دیکھیں کہ اس سے کس قسم کا مسئلہ پیدا ہو سکتا ہے۔

مثال 3.23: تصور کریں کہ شکل 3.14 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 2.7 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 100 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ مزید یہ کہ اس دور میں استعمال کئے جانے والے ٹرانزسٹر کے عمومی افراش بر قی رو  $\beta_0$  کی قیمت ایک سو ہے (یعنی  $\beta_0 = 100$ )۔

1. اس صورت میں عمومی نقطہ کارکردگی پر برقی رو  $I_{CQ}$  اور برقی دباؤ  $V_{CEQ}$  حاصل کریں۔

2. بکر  $\beta$  اور بلدر  $\beta$  پر بھی  $I_C$  کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل:

1. مساوات 3.22 اور مساوات 3.23 کی مدد سے عمومی برقی رو اور عمومی برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{100+1} + 1000} \\ &= 1.004975 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CEQ} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.004975 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 1.95 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت نیز انہیں  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر انفرائیں حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

2. آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $50 = \beta_0$  اور  $150 = \beta$  بلدر  $\beta$  کے برابر ہیں چونکہ ان دو حدود کے مابین عمومی قیمت 100 ہے یعنی

$$\beta_0 = \frac{\beta_0 + \beta}{2} = \frac{150 + 50}{2} = 100$$

اور آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\beta_0 \approx \beta$  بلدر  $\beta$  بھی ہے۔

بلدر  $\beta$  کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{50+1} + 1000} \\ &= 0.6755 \text{ mA} \end{aligned}$$

### 3.7. تھیں نقطے نقطے کا ردگی کا خلاف

259

یہ قیمت عمومی قیمت سے  $32.78\%$  کم ہے یعنی

$$\frac{1.004975 - 0.6755}{1.004975} \times 100 = 32.78\%$$

اور

$$\begin{aligned} V_{CEQ} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.6755 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 5.245 \text{ V} \end{aligned}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بذریعہ استعمال کرتے ہوئے جوابات تبدیل ہو گئے ہیں۔ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر اب بھی افراہندہ حال ہو گا۔  
غیر افراہندہ  $V_{CE}$  کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

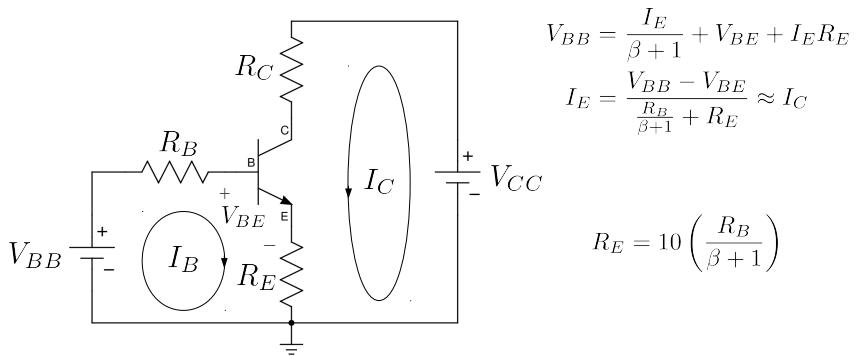
$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{150+1} + 1000} \\ &= 1.2032 \text{ mA} \end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.203 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= -0.03 \text{ V} \quad \text{اس ناممکن جواب کو رد کیا جاتا ہے} \\ &= 0.2 \text{ V} \quad \text{لہذا درست جواب یہ ہے} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت غیر افراہندہ  $V_{CE}$  سے کم ہے لہذا ٹرانزسٹر غیر افراہندہ حال ہو گا اور یہ بطور ایک پلیٹار کام نہیں کرے گا۔

مثال 3.23 سے ایک اہم حقیقت سامنے آتی ہے۔ چونکہ ایک ہی قسم کے دو عدد ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کی قیمتیں اس کے عمومی قیمت  $\beta_0$  سے انحراف کر سکتے ہیں لہذا وہ بالکل ایک ہی طرح بنائے گئے ادوار میں ٹرانزسٹروں کے



شکل 3.27: تبدیلی  $\beta$  سے لاحق مسئلہ استوار نے کا شرط

نقاط کارکردگی اپنی معین جگہ سے سرک عکتی ہے۔ جیسا اس مثال میں دکھایا گیا، یعنی ممکن ہے کہ کسی ایک دور میں ٹرانزسٹر افراہندہ حال اور دوسرے میں غیر افراہندہ حال ہو۔

آج کل لاتعداد بر قیاتی آلات مثلاً موبائل فون وغیرہ بنائے جاتے ہیں اور ایسے ہر ایک عدد آلمہ میں لاتعداد ٹرانزسٹر استعمال ہوتے ہیں۔ ان آلات کے درست کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ ان میں استعمال کئے گئے ٹرانزسٹر، ڈیڑائے کارکردگی پر ہی رہیں۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ ایسا کس طرح ممکن بنایا جا سکتا ہے۔

شکل 3.27 میں مزاجتوں اور منع برقی دباؤ کی مدد سے ٹرانزسٹر مائل کیا گیا ہے۔ یاد دہانی کی خاطر مساوات 3.22 اور مساوات 3.23 کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ (3.30) \quad &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\ (3.31) \quad &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \end{aligned}$$

مساوات 3.30 کے مطابق اگرچہ  $I_C$  پر  $\beta$  کے اثر کو ختم نہیں کیا جاسکتا مگر  $R_E$  کی قیمت کو  $\frac{R_B}{\beta+1}$  کے قیمت سے بڑھا کر اس اثر کو کم سے کم کرنا ممکن ہے یعنی

$$(3.32) \quad R_E \gg \frac{R_B}{\beta+1}$$

عموماً شکل 3.27 کے طرز پر بنائے گئے ادوار میں  $\beta$  کے اثرات کو کم کرنے کی خاطر  $R_E$  کی قیمت کو سے دس گناہ کھا جاتا ہے یعنی

$$(3.33) \quad R_E = \frac{10R_B}{\beta_0 + 1}$$

$R_E$  کے قیمت کو  $\frac{R_B}{\beta+1}$  کے دس گناہ قیمت سے مزید بڑھانے سے دیگر معاملات متاثر ہوتے ہیں۔ مساوات 3.33 ٹرانزسٹر ادوار تخلیق دینے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔ مساوات 3.33 کو تبدیلی  $\beta$  سے لاحق مسائل استوارانے کا شرط کہتے ہیں۔ آئیں مساوات 3.33 کے تحت بنائے گئے دور کی مثال دیکھیں۔

---

مثال 3.24: شکل 3.27 میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 12 \text{ V} \\ V_{BB} &= 1.8 \text{ V} \\ R_C &= 9 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 1 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 10.1 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

ہیں جبکہ  $\beta_0$  کی عمومی قیمت 100 ہے۔ اس دور میں برقراری  $I_C$  اور  $V_{CE}$  کی ممکنہ حدود حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں دئے گئے  $R_E$  اور  $R_B$  کے قیمتیں مساوات 3.33 کے عین مطابق ہیں۔ جیسا مثال 3.23 میں دیکھا گیا کہ  $\beta = 50$  اور  $\beta = 150$  بندوقی ہیں۔

1. پر برقی رو اور برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔  $\beta_0 = 100$

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E} \\ &= \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{100+1} + 1000} \\ &= 1 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 2 \text{ V} \end{aligned}$$

2. کمتر افراش  $\beta_{\text{نئی}} = 50$  پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{نئی}} + 1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{50+1} + 1000} = 0.918 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.918 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 2.82 \text{ V} \end{aligned}$$

ہوں گی۔ برقی رو اپنی عمومی قیمت سے 8.2% کم ہو گئی ہے یعنی

$$\frac{1 \times 10^{-3} - 0.918 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \times 100 = 8.2 \%$$

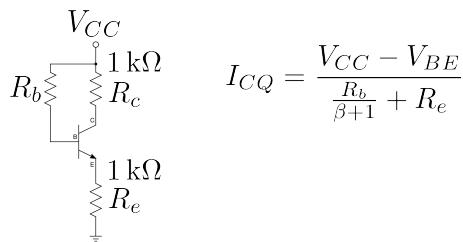
3. بلند تر افراش  $\beta_{\text{نئی}} = 150$  پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{نئی}} + 1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{150+1} + 1000} = 1.031 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.031 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 1.69 \text{ V} \end{aligned}$$

ہوں گی۔ برقی رو اپنی عمومی قیمت سے 3.1% بڑھ گئی ہے یعنی

$$\frac{1.031 \times 10^{-3} - 1 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \times 100 = 3.1 \%$$



شکل 3.28:

مثال 3.24 میں آپ نے دیکھا کہ مساوات 3.33 پر پورے اترتے دور میں برقی رو کی قیمت اس کی عمومی قیمت سے دس فی صد سے کم اخراج کرتی ہے۔ اس مثال میں زیادہ سے زیادہ اخراج 8.2 فی صد رہا ہے۔ منع برقی دباؤ اور مزاحموں کے استعمال سے ٹرانزسٹر مائل کرتے ہوئے تخلیق کار مساوات 3.33 کو بروئے کار لاما کر اس بات کو یقینی بناتا ہے کہ ٹرانزسٹر تخلیق کردہ نقطہ کار کردگی سے زیادہ تجاوز نہیں کرے گا۔ بعض اوقات ٹرانزسٹر استعمال کرنے سے پہلے اس کا  $\beta$  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 3.28 میں  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ،  $R_b = 150 \text{ k}\Omega$ ،  $\beta = 50$  ہے۔  $I_{CQ}$  کی قیمت ٹھیک 50 حاصل کریں۔

حل: داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے مطابق

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_B R_b + V_{BE} + I_E R_e \\ &= V_{BE} + I_E \left( \frac{R_b}{\beta+1} + R_e \right) \end{aligned}$$

ہے جہاں دوسرے قدم پر  $I_{CQ} \approx I_{EQ}$  کا استعمال کیا گیا۔ یوں  $I_E = (\beta + 1) I_B$  لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} I_E &\approx I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_b}{\beta+1} + R_e} \\ &= \frac{12 - 0.7}{\frac{150000}{49+1} + 1000} \\ &= 2.825 \text{ mA} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_{CQ} R_c + V_{CEQ} + I_{EQ} R_e \\ &\approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_c + R_e) \end{aligned}$$

بس سے

$$V_{CEQ} = 6.35 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

### 3.7.2 $V_{BE}$ سے نقطہ کار کردگی کا سرک جانا

ڈائیوڈ کے باب میں صفحہ 99 پر شکل 2.4 میں درجہ حرارت کے تبدیلی سے سیدھے مائل ڈائیوڈ کی برقی دباؤ  $V_D$  کا تبدیل ہونا دکھایا گیا۔ اس باب کے حصہ 3.9 میں آپ دیکھیں گے کہ ٹرانزسٹر کا  $V_{BE}$  بھی بالکل اسی طرح درجہ حرارت کے ساتھ تبدیل ہوتا ہے۔ مساوات 3.30 پر دوبارہ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ  $V_{BE}$  کے تبدیل ہونے سے  $I_C$  تبدیل ہو گا اور یوں نقطہ کار کردگی اپنے معین جگہ سے سرک جائے گا۔ آئیں نقطہ کار کردگی کے سرک کا تخمینہ لگائیں اور اس سے نجات حاصل کرنے کے طریقے سمجھیں۔

دو مختلف درجہ حرارت  $T_1$  اور  $T_2$  پر  $V_{BE1}$  اور  $V_{BE2}$  لکھتے ہوئے مساوات 3.30 کے تحت دو مختلف برقی رو  $I_{C1}$  اور  $I_{C2}$  حاصل ہوں گے جہاں

$$(3.34) \quad I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$(3.35) \quad I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

### 3.7. تغیین نقطے سے نقطے کارکردگی کا خلاف

برقی روکی تبدیلی حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.36) \quad \Delta I_C = I_{C2} - I_{C1} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = - \left( \frac{\Delta V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right)$$

جہاں  $(V_{BE})$  کو  $\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1}$  کا لکھا گیا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر کا یہ دور مساوات 3.33 پر پورا اترتا ہو تو  $R_E$  کی قیمت  $\frac{R_B}{\beta+1}$  سے بہت زیادہ ہو گی اور اس صورت میں اسے یوں لکھا جاسکے گا۔

$$(3.37) \quad \begin{aligned} \Delta I_C &= - \left( \frac{\Delta V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right) \\ &\approx - \left( \frac{\Delta V_{BE}}{R_E} \right) \end{aligned}$$

مساوات 3.37 تبدیلی  $V_{BE}$  کی وجہ سے نقطے کارکردگی کے سرک جانے کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_E$  بڑھنے سے  $I_C$  میں تبدیلی کم کی جاسکتی ہے۔

### 3.7.3 نقطے کارکردگی سوارنے کے اسباب

حصہ 3.7.1 اور حصہ 3.7.2 میں نقطے کارکردگی سرک جانے کے وجوہات بتائے گئے۔ اس مسئلے کو نہایت عدمگی سے یوں پیش کیا جاسکتا ہے۔ کوئی بھی تابع تفاضل مثلاً  $I_C(\beta, V_{BE}, \dots)$  جو آزاد متغیرات مثلاً  $\beta$ ،  $V_{BE}$  وغیرہ کے تابع ہو، کی قیمت ان آزاد متغیرات پر مختصر ہو گی۔ یوں اگر ان آزاد متغیرات میں  $\Delta\beta$ ،  $\Delta V_{BE}$ ، ... کی باریک تبدیلی پیدا ہو تو تابع تفاضل کی قیمت میں کل باریک تبدیلی یوں حاصل کی جائے گی۔

$$(3.38) \quad \Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta} \Delta \beta + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \Delta V_{BE} + \dots$$

اس مساوات میں

$$(3.39) \quad S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$$

$$(3.40) \quad S_{V_{BE}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$$

⋮

لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.41) \quad \Delta I_C = S_\beta \Delta \beta + S_{V_{BE}} \Delta V_{BE} + \dots$$

جہاں  $S_{V_{BE}}$ ،  $S_\beta$  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 جاسکتا 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 برقی رو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.43) \quad I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_1+1} + R_E} \approx \frac{\beta_1 (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_1 + 1) R_E}$$

$$(3.44) \quad I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_2+1} + R_E} \approx \frac{\beta_2 (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E}$$

مندرجہ بالا مساوات میں دوسری مساوات سے پہلی مساوات منقی کرنے سے  $\Delta I_C$  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

---

stability factors<sup>25</sup>

ہوئے حاصل مساوات کے دونوں جانب سے ایک (1) متفق کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{I_{C2}}{I_{C1}} &= \left( \frac{\beta_2(V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_2 + 1)R_E} \right) \times \left( \frac{R_B + (\beta_1 + 1)R_E}{\beta_1(V_{BB} - V_{BE})} \right) \\
 &= \frac{\beta_2[R_B + (\beta_1 + 1)R_E]}{\beta_1[R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \\
 \frac{I_{C2}}{I_{C1}} - 1 &= \frac{\beta_2[R_B + (\beta_1 + 1)R_E] - \beta_1[R_B + (\beta_2 + 1)R_E]}{\beta_1[R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \\
 \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} &= \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \frac{\beta_2 R_B + \beta_2 \beta_1 R_E + \beta_2 R_E - \beta_1 R_B - \beta_1 \beta_2 R_E - \beta_1 R_E}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \\
 \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} &= \frac{(\beta_2 - \beta_1)(R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \\
 &= \frac{(R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1)R_E]} \Delta \beta
 \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر  $(\beta_2 - \beta_1)$  کو  $\Delta \beta$  لکھا گیا ہے۔ اس سے  $S_\beta$  حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.45) \quad S_\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[ \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1)R_E} \right]$$

اسی طرز پر آپ  $V_{BB}$  میں تبدیلی سے پیدا  $S_{V_{BB}}$  حاصل کر سکتے ہیں وغیرہ وغیرہ۔

مساوات 3.41 میں مساوات 3.42 اور مساوات 3.45 استعمال کرتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.46) \quad \Delta I_C = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[ \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1)R_E} \right] \Delta \beta - \frac{1}{R_E} \Delta V_{BE} + \dots$$

تمام نقطے کار کردگی سوارنے کے اسباب کی مدد سے برقرار  $I_C$  کے کل تبدیلی کو مندرجہ بالا مساوات کے طرز پر لکھا جا سکتا ہے۔ نقطے کار کردگی سوارنے کے اسباب کی قیمتیں قابو کرتے ہوئے اس تبدیلی کو قابل قبول حد کے اندر رکھا جاتا ہے۔

### 3.8 مزاحمت کا عکس

شکل 3.29 الف میں برقی رو کو  $I_{Ca}$  لکھتے ہوئے اس کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.47) \quad I_{Ca} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

اسی طرح شکل ب میں برقی رو کو  $I_{Cb}$  لکھتے ہوئے اس کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ ہم دیکھتے ہیں کہ  $R'_B$  اور  $R_E$  سلسلہ وار جڑے ہیں اور ان کا کردار بالکل ایسا ہی ہے جیسے یہاں ایک ہی مزاحمت  $R''_E$  نسب ہو جس کی قیمت  $(R'_B + R_E)$  شکل 3.30 الف میں یہ تصور دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.48) \quad I_{Cb} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R''_E} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R'_B + R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر اس مساوات میں  $R'_B$  کی قیمت مساوات 3.47 کے  $\frac{R_B}{\beta+1}$  کے برابر ہو تو  $I_{Ca}$  اور  $I_{Cb}$  برابر ہوں گے یعنی اگر

$$(3.49) \quad R'_B = \frac{R_B}{\beta+1}$$

ہوتی

$$(3.50) \quad I_{Ca} = I_{Cb}$$

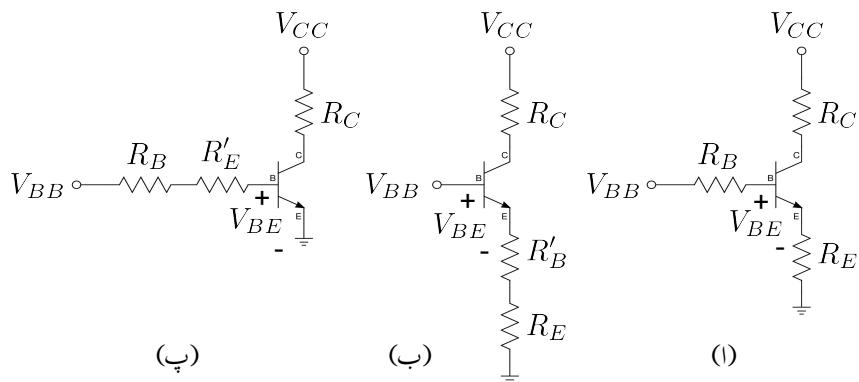
ہو گا، اگرچہ ان دو اشکال کے  $V_{CE}$  مختلف ہوں گے چونکہ

$$V_{CEa} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

$$V_{CEb} = V_{CC} - I_C R_C$$

ہوں گے اور یوں  $V_{CEa} \neq V_{CEb}$  ہوں گے۔ اسی طرح شکل پ میں برقی رو کو  $I_{Cc}$  لکھتے ہوئے اسے حاصل کرتے ہیں۔ یہاں  $R'_E$  اور  $R_B$  سلسلہ وار جڑے ہیں اور ان کا کردار بالکل ایک ایسے مزاحمت  $R''_B$  کی طرح ہے جس کی قیمت  $(R_B + R'_E)$  شکل 3.30 ب میں یہ تصور دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.51) \quad I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left( \frac{R''_B}{\beta+1} \right)} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left( \frac{R_B}{\beta+1} + \frac{R'_E}{\beta+1} \right)}$$



شکل 3.29: مراجعت کے عکس

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں اگر  $R_E = \frac{R'_E}{\beta+1}$  کی قیمت مساوات 3.47 کے برابر ہو یعنی اگر

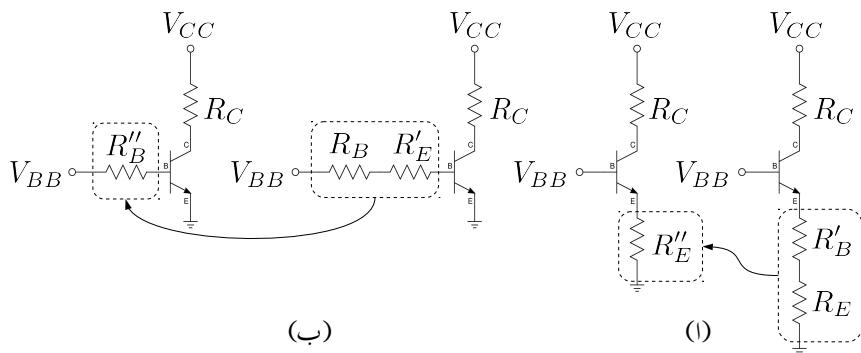
$$(3.52) \quad \frac{R'_E}{\beta+1} = R_E$$

ہوتے

$$(3.53) \quad I_{Cc} = I_{Ca}$$

ہوں گے، اگرچہ مساوات 3.52 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.54) \quad R'_E = (\beta + 1) R_E$$



شکل 3.30: مزاحمت کے حصے

مثال 3.26: شکل 3.29 الف میں

$$\begin{aligned}\beta &= 99 \\ V_{CC} &= 15 \text{ V} \\ V_{BB} &= 6.2 \text{ V} \\ R_C &= 5 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 5 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 50 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

ہے۔

1. شکل 3.29 الف کا برقی رو  $I_C$  حاصل کریں۔
2. شکل ب میں  $R'_B$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے شکل ب کی برقی رو شکل الف کی برقی رو کے برابر ہو گی۔
3. شکل پ میں  $R'_E$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے اس شکل پ کی برقی رو شکل الف کے برقی رو کے برابر ہو گی۔

حل:

.1

$$I_{Ca} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{6.2 - 0.7}{\frac{50000}{99+1} + 5000} = 1 \text{ mA}$$

.2

$$R'_B = \frac{R_B}{\beta+1} = \frac{50000}{99+1} = 500 \Omega$$

اس قیمت کی مزاحمت کے استعمال سے ٹکل 3.30 الف میں  $R''_E$  کی قیمت

$$R'_B + R_E = 500 + 5000 = 5500 \Omega$$

ہو گی اور اس میں برقی روکی قیمت

$$I_{Cb} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R'_B + R_E} = \frac{6.2 - 0.7}{500 + 5000} = 1 \text{ mA}$$

ہی حاصل ہو گی۔

.3

$$R'_E = (\beta + 1)R_E = (99 + 1) \times 5000 = 500 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے ٹکل 3.30 ب میں

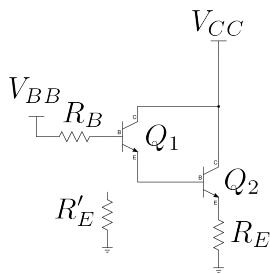
$$R''_B = R_B + R'_E = 50k\Omega + 500k\Omega = 550k\Omega$$

ہو گا اور یوں

$$I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R''_B}{\beta+1}\right)} = \frac{6.2 - 0.7}{\left(\frac{550000}{99+1}\right)} = 1 \text{ mA}$$

ہی حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 3.49 اور مساوات 3.54 اہم نتائج ہیں۔ ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر دیکھتے ہوئے  $R_E$  کا کردار بالکل ایسا ہوتا ہے جیسے بیس سرے کے ساتھ مزاحمت  $R'_E$  جڑا ہو۔ اس تمام کو یوں بھی کہا جا سکتا ہے کہ ایکسٹر پر جڑے



شکل 3.31: ڈار لگن میں مزاحمت کا عکس

مزاحمت  $R_E$ ، ٹرانزسٹر کے بیس سرے سے بالکل  $R'_E$  معلوم ہوتا ہے۔ اسی لئے  $R'_E$  کو عکس کہا جاتا ہے۔

اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس سرے کے ساتھ جو ہے مزاحمت  $R_B$  کو اگر ٹرانزسٹر کے ایمپٹر سرے سے دیکھا جائے تو یہ بالکل ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ایمپٹر سرے کے ساتھ مزاحمت  $R'_B$  جڑا ہے۔ اسی لئے  $R'_B$  کو عکس کہا جاتا ہے۔

مندرجہ بالا کا نجوئی ہے کہ ٹرانزسٹر ادوار میں بر قی رو  $I_C$  حاصل کرتے وقت، ایمپٹر پر موجود مزاحمت کا عکس لیتے ہوئے اسے بیس جانب منتقل کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس جانب مزاحمت کا عکس لیتے ہوئے ایمپٹر جانب منتقل کیا جا سکتا ہے۔ یاد رہے کہ یہ صرف اور صرف حساب کتاب آسان بنانے کا ایک گرہ ہے۔ اصل ٹرانزسٹر دور کی جگہ کبھی بھی عکس استعمال کرتے حاصل دور کام نہیں کرے گا۔

مثال 3.27: شکل 3.31 میں بیس جانب  $R_E$  کا عکس حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے بر قی دباؤ سے

$$V_{BB} = I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2}R_E$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں  $I_{E2} = \frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}$  لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}R_E \\ &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{R_E}{\beta_1\beta_2}I_{B1} \\ &= I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{B1}R'_E \end{aligned}$$

ملتا ہے جہاں  $\frac{R_E}{\beta_1\beta_2} \approx R'_E$  لکھا گیا ہے۔ اس مساوات کے تحت بیس جانب برقی رو  $I_{B1}$  دو مزاحمت سے گزرتی ہے۔ پہلا مزاحمت  $R_B$  اور دوسرا  $R'_E$  ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے بیس جانب مزاحمت  $R'_E$  نظر آتا ہے اور یہی  $R_E$  کا بیس جانب عکس ہے۔

---

### 3.9 ٹرانزسٹر کے خط

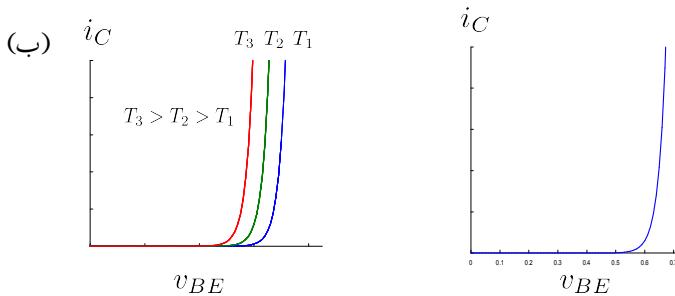
ٹرانزسٹر کے تین سرے ہونے کی بدولت اس کے تین برقی رو اور تین برقی دباؤ ممکن ہیں۔ ان میں کسی دو کو آپس میں گراف کیا جا سکتا ہے۔

$i_C - v_{BE}$  3.9.1

شکل 3.32 الف میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کا  $i_C - v_{BE}$  خط دکھایا گیا ہے جو بالکل ڈائڈ کے خط کی طرح کا ہے۔  $i_C - v_{EB}$  اور  $p-n-p$  کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

$$(3.55) \quad i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T} - 1} \right) \quad n-p-n$$

$$(3.56) \quad i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{EB}}{V_T} - 1} \right) \quad p-n-p$$



شکل 3.32: ٹرانزسٹر کے خط اور اس پر درجہ حرارت کے اثرات

جنہیں  $e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$  کی صورت میں عموماً

$$(3.57) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

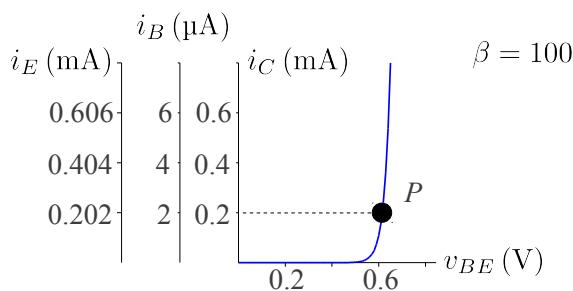
$$(3.58) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{EB}}{V_T}}$$

لکھا جاتا ہے۔ چونکہ  $i_C = \alpha i_E$  اور  $i_E - v_{BE} = i_B - v_{BE}$  ہوتے ہیں لہذا  $i_C = \beta i_B$  اور  $i_E - v_{BE}$  خطوں کی شکلیں ایک جیسے ہوں گی۔ ان کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

$$(3.59) \quad i_E = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.60) \quad i_B = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

شکل 3.33 میں ایک ہی گراف پر تینوں خطوں کے گراف کی مثال دی گئی ہے جہاں حزبِ معمول ایک ہی افقي محدود ہے جو  $v_{BE}$  کو ظاہر کرتا ہے جبکہ عمودی محدود کی تعداد تین ہے جو  $i_C$ ،  $i_E$  اور  $i_B$  کو ظاہر کرتے ہیں۔  $v_{BE}$  کی پیمائش وولٹ V میں دی گئی ہے جبکہ  $i_C$  اور  $i_E$  کی  $\mu A$  mA میں اور  $i_B$  کی  $\mu A$  میں دی گئی ہے۔  $\beta = 100$  تصور کرتے ہوئے نقطہ P پر  $v_{BE} = 0.61 V$  پر جبکہ  $i_C = 0.2 mA$  اور  $i_E = 0.202 mA$  اور  $i_B = 2 \mu A$  ہیں۔ بالکل ڈائیوڈ کی طرح، جہاں اشد درستگی درکار نہ ہو وہاں، ٹرانزسٹر کے ادوار کے یک سمتی حل حاصل کرتے وقت سیدھے مائل بیس-ایمپٹر جوڑ پر برقی دباؤ  $v_{BE}$  کو 0.7 V ہی لیا جاتا ہے اسی طرح یہاں بھی  $v_{BE} = 0.5 V$  سے کم برقی دباؤ پر برقی رو  $i_C$  کی قیمت قبل نظر انداز ہوتی ہے اور اس صورت میں ٹرانزسٹر کے اس جوڑ کو غیر-چالو تصور کیا جاتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے لئے بھی چالو کردہ برقی دباؤ کی قیمت 0.5 V ہے۔



شکل 3.33: بر قی رو بال مقابل بر قی دباؤ

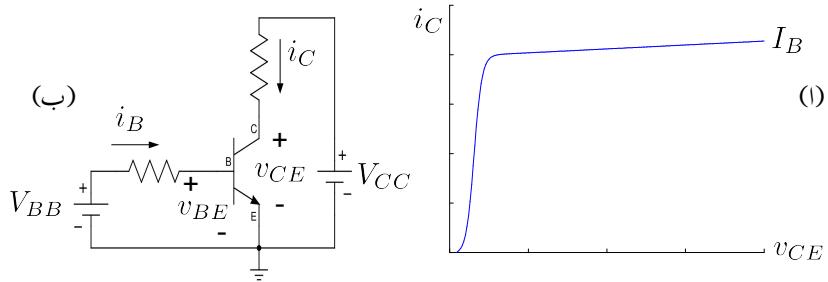
بالکل ڈائیوڈ کی طرح  $i_C$  برقرار رکھتے ہوئے، ایک ڈگری سمنی گریڈ درج حرارت بڑھانے سے  $v_{BE}$  کی قیمت گھٹتی ہے یعنی  $2 \text{ mV}$

$$(3.61) \quad \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$$

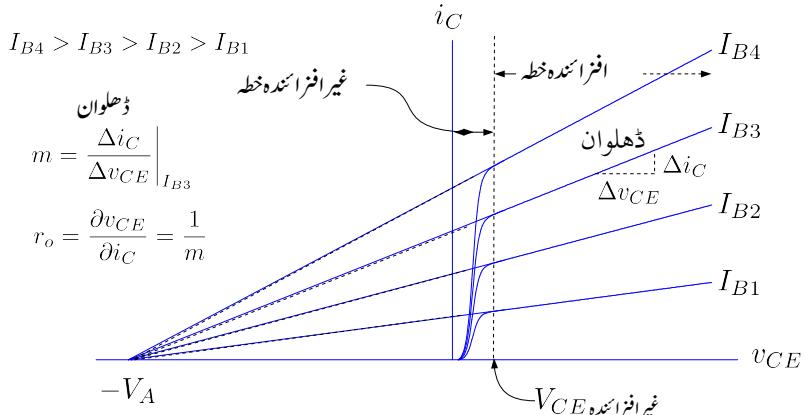
شکل 3.34 میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کا  $v_{EB}$  بھی اسی شرح سے حرارت کے ساتھ گھٹتا ہے۔

خط  $i_C - v_{CE}$  3.9.2

شکل 3.34 میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کے  $i_C$  بال مقابل  $v_{CE}$  کا گراف دکھایا گیا ہے جسے حاصل کرتے وقت  $i_B$  کو کسی ایک مقررہ قیمت  $I_B$  پر رکھا گیا۔ شکل 3.34 ب میں ٹرانزسٹر کا وہ دور بھی دکھایا گیا ہے جسے گراف حاصل کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا۔ گراف حاصل کرنے سے قبل  $V_{BB}$  کو تبدیل کرتے ہوئے مقررہ  $I_B$  پیدا کیا جاتا ہے۔  $i_B$  کو برقرار  $I_B$  پر رکھنے کی خاطر  $V_{BB}$  کو اس کے بعد تبدیل نہیں کیا جاتا۔ اس کے بعد گراف حاصل کرنے کی خاطر  $V_{CC}$  کو قدم صفر ولٹ 0V سے بڑھایا جاتا ہے اور ہر قدم پر ٹرانزسٹر کی بر قی رو  $i_C$  اور بر قی دباؤ  $v_{CE}$  ناپے جاتے ہیں۔ یوں ناپ شدہ  $i_C$  اور  $v_{CE}$  کا گراف شکل اف میں دکھایا گیا ہے جہاں گراف کے اوپر  $I_B$  لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ یہ گراف مقررہ  $I_B$  پر حاصل کی گئی ہے۔ اسی طرز پر  $i_B$  کو مختلف قیمتوں پر رکھ کر مختلف  $i_C - v_{CE}$  کے خط حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ اس طرح کے خطوط شکل 3.35 میں دکھائے گئے ہیں۔ ان گراف کو دیکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ  $v_{CE}$  کی قیمت



کل  $i_C - v_{CE}$  ک  $n-p-n : 3.34$



بندرنج کم کرتے ہوئے ایک مقام آتا ہے جہاں  $i_C$  کی قیمت نہیں تیزی سے گھٹنے شروع ہوتی ہے۔ اس مقام سے کم  $v_{CE}$  کے نقطے کو غیر افزاندہ خط<sup>26</sup> جبکہ اس سے زیادہ  $v_{CE}$  کے نقطے کو افزاندہ خط<sup>27</sup> کہتے ہیں۔ اس حصہ میں ہم افزاندہ خط پر غور کریں گے۔

افزاندہ نقطے میں  $v_{CE} - i_C$  کے خط سیدھی شکل اختیار کر لیتے ہیں۔ ہر خط ایک خاص ڈھلوان رکھتا ہے۔ اگر ان تمام خطوط کو منقی  $v_{CE}$  کے جانب فرضی طور نقش کیا جائے تو یہ ایک ہی نقطہ پر جاملاً ہیں جہاں  $v_{CE} = V_A -$  ہوتا ہے۔ اس فرضی نقش کو نقطہ دار لکیر وں سے دکھایا گیا ہے۔ کسی بھی ٹرانزسٹر کے  $V_A$  کی قیمت کو بطور ثابت عدد کے بیان کیا جاتا ہے جسے ارلی برق دباؤ<sup>28</sup> کہتے ہیں۔<sup>29</sup> دو جوڑ والے ٹرانزسٹروں کا ارلی برقی دباؤ پچاس ولٹ تا سو ولٹ ہوتا ہے۔ یہ معلومات ٹرانزسٹر بنانے والے صنعت کار میا کرتے ہیں۔

شکل 3.35 میں کسی ایک نقطہ پر خط کی ڈھلوان  $m$  دکھائی ہے یعنی

$$m = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{I_B3}$$

ٹرانزسٹر کے خارجی جانب خارجی مزاحمت  $r_o$  کو یوں لکھا جا سکتا ہے

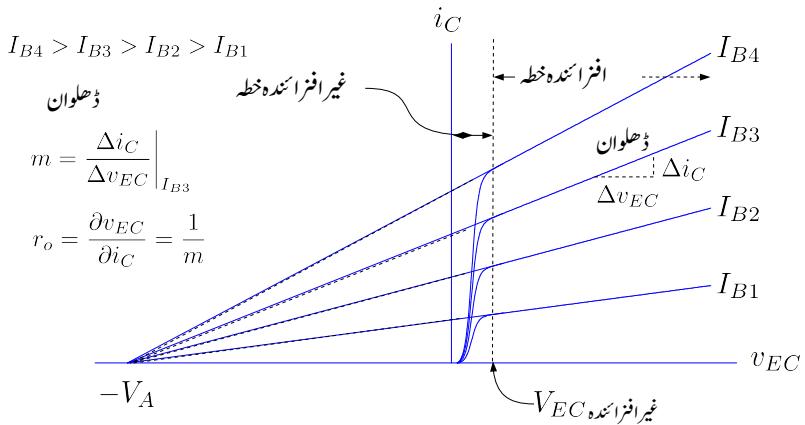
$$\begin{aligned} r_o &= \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_{I_B} \\ &= \frac{1}{m} \\ &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B}^{-1} \end{aligned}$$

چونکہ  $v_{CE} - i_C$  کے خط اور فرضی نقش کئے گئے نقطہ دار لکیر کی ڈھلوان برابر ہیں لہذا ہم خارجی مزاحمت کو یوں بھی حاصل کر سکتے ہیں

$$(3.62) \quad r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$$

---

saturation region<sup>26</sup>  
active region<sup>27</sup>  
Early voltage<sup>28</sup>  
<sub>29</sub>



شکل 3.36:  $i_C - v_{EC}$  خطوط pnp ٹرانزسٹر

حقیقت میں افراکنڈہ خط کے نچلے حد پر (یعنی غیر افراکنڈہ خط کے بالکل قریب) کی قیمت استعمال کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.63) \quad r_o \approx \frac{V_A}{I_C}$$

اگرچہ افراکنڈہ خط میں  $v_{CE}$  کے تبدیلی سے  $I_C$  کی قیمت تبدیل ہوتی ہے مگر اس تبدیلی کو یک سمتی مطالعہ کے دوران نظر انداز کیا جاتا ہے۔ البتہ بدلتے رو مطالعہ میں  $r_o$  اہمیت رکھتا ہے۔

شکل 3.36 میں pnp ٹرانزسٹر کے  $i_C - v_{EC}$  خطوط دکھائے گئے ہیں۔  $V_{EC, \text{افراکنڈہ}} = 0.2 \text{ V}$  ہی ہے۔ اس سے کم  $v_{EC}$  پر ٹرانزسٹر غیر افراکنڈہ جبکہ اس سے زیادہ پر افراکنڈہ ہوتا ہے۔

مثال 3.28: ایک ایسے npn ٹرانزسٹر جس کی اولیٰ برقی دباؤ کی قیمت پچاس ولٹ  $V_A = 50 \text{ V}$  ہے کی خارجی مزاحمت  $10 \text{ mA}$  اور  $100 \mu\text{A}$  کی برقی رو پر حاصل کریں۔

حل:

### 3.10. یک سمی ادوار کا ترسمی تجزیہ

279

.1

$$r_o \approx \frac{V_A}{I_C} = \frac{50}{100 \times 10^{-6}} = 500 \text{ k}\Omega$$

.2

$$r_o = \frac{50}{10^{-3}} = 50 \text{ k}\Omega$$

.3

$$r_o = \frac{50}{10 \times 10^{-3}} = 5 \text{ k}\Omega$$

### 3.10 یک سمی ادوار کا ترسمی تجزیہ

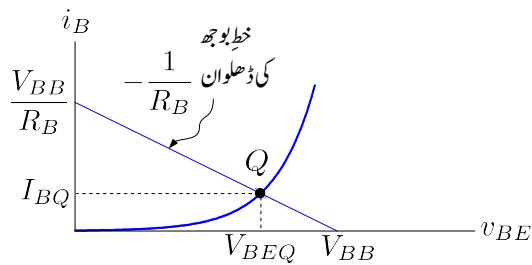
اگرچہ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً الجبرائی طریقہ سے حل کیا جاتا ہے مگر گراف کے استعمال سے بہت گہری سمجھ پیدا ہوتی ہے۔ اس طریقہ کو سمجھنے کے بعد ٹرانزسٹر ادوار تخلیق دینے میں آسانی پیدا ہوتی ہے۔ آئیں شکل 3.38 میں دئے دور کو گراف کی مدد سے حل کرتے ہیں۔

#### 3.10.1 یک سمی روندبو جھ

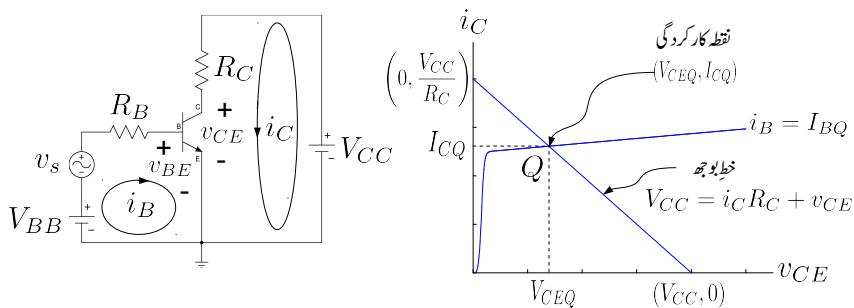
شکل 3.38 میں، بدلتے اشارہ  $v_s$  کو نظر انداز کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر دور کے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.64) \quad V_{BB} = i_B R_B + v_{BE}$$

چونکہ ٹرانزسٹر کا بیس-ایمپل جوڑ بالکل ایک ڈائیڈ کی مانند ہوتا ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو داخلی جانب کا یک سمی بوجھ کا خط کہا جاسکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے  $i_B - v_{BE}$  خط پر اس کو مساوات کو کھینچنے سے نقطہ مائل حاصل ہوتا ہے جس سے  $V_{BEQ}$  اور  $I_{BQ}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یہ عمل شکل 3.37 میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح، بدلتے اشارات



شکل 3.37: داخلي جانب کے نقطہ مائل کا حصول



شکل 3.38: یک سمتی خطِ بوجھ۔

کو نظر انداز کرتے ہوئے، شکل 3.38 میں ٹرانزسٹر دور کے خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.65) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE}$$

اس مساوات کو ٹرانزسٹر کے  $i_C - v_{CE}$  خط پر گراف کیا گیا ہے۔ بوجھ کا خط بر قی دباؤ کے محور کو  $(V_{CC}, 0)$  پر اور بر قی رو کے محور کو  $\left(0, \frac{V_{CC}}{R_C}\right)$  پر تکرنا ہے اور اس کی ڈھلوان  $-\frac{1}{R_C}$  ہے۔ یہاں اس بات کو مد نظر رکھنا ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے  $i_C - v_{CE}$  خطوں میں سے صرف اس خط کو گراف کیا گیا ہے جس پر  $i_B = I_{BQ}$  کے لئے ہے جہاں  $I_{BQ}$  شکل 3.38 میں حاصل کی گئی۔ خطِ بوجھ کی مساوات میں  $i_C$  اور  $v_{CE}$  دو آزاد متغیرات ہیں۔ دو آزاد متغیرات کو حاصل کرنے کی خاطر دو مساوات درکار ہوتے ہیں۔ خطِ بوجھ کی مساوات پہلی مساوات ہے جبکہ ٹرانزسٹر کا  $i_C - v_{CE}$  خط دوسرے مساوات کا گراف ہے۔ جہاں دو مساوات کے گراف ملتے ہیں یہی ان کا حل ہوتا ہے۔ شکل میں اسے نقطہ کارکردگی Q کہا گیا ہے اور اس نقطے پر متغیرات کی قیمت

( $V_{CEQ}$ ,  $I_{CQ}$ ) ہے۔ یوں اس دور میں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب برقی روکی قیمت جبکہ اس کے بیس۔ گلگھر سروں کے ماہین برقی دباؤ کی قیمت  $V_{CEQ}$  ہو گی۔

### 3.10.2 باریک اشارات

آئیں اب شکل 3.38 میں باریک اشارات پر غور کریں۔ باریک اشارہ  $v_s$  کے موجودگی میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کل برقی دباؤ ( $V_{BB} + v_s$ ) ہو گا اور ہم اس جانب خط بوچھ کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.66) \quad V_{BB} + v_s = i_B R_B + v_{BE}$$

خط بوچھ کی یہ مساوات  $i_B - v_{BE}$  کے گراف پر کھینچی گئی شکل 3.39 میں دکھائی گئی ہے جہاں

$$(3.67) \quad v_s = V_p \sin \omega t$$

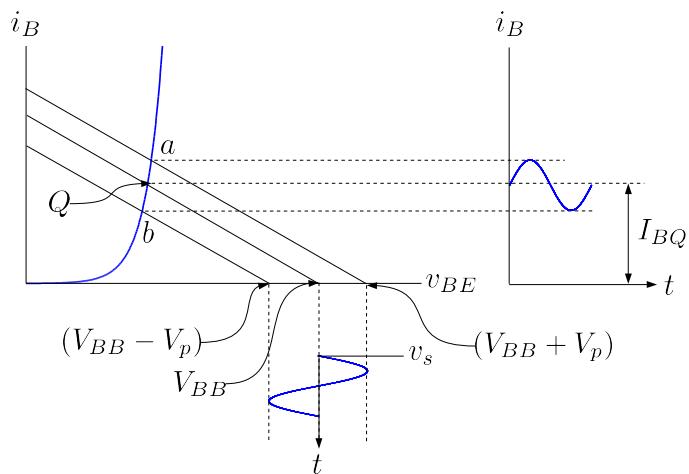
تصور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خط بوچھ اپنی جگہ سے ہلتا ہے جس کی وجہ سے نقطہ کارکردگی  $i_B - v_{BE}$  خط پر Q کے قریب قریب رہتے ہوئے a اور b کے درمیان چال قدی کرتا ہے جس سے  $i_B$  کی قیمت بھی  $I_{BQ}$  سے انحراف کرتی ہے۔  $i_B$  کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.68) \quad i_B = I_{BQ} + I_p \sin \omega t$$

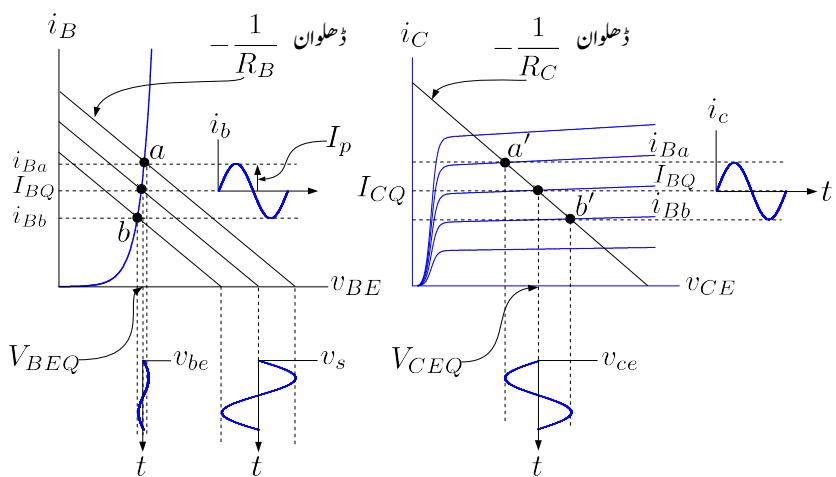
جہاں نقطہ کارکردگی کے قریب  $i_B - v_{BE}$  خط کو سیدھا تصویر کیا گیا ہے۔ شکل 3.40 میں باریک اشارہ  $v_s$  اور اس کے پیدا کردہ  $i_b$ ,  $v_{be}$ ,  $i_c$ ,  $v_{ce}$  اور  $i_b$ ,  $v_s$ ,  $i_b$ ,  $v_{be}$ ,  $i_c$ ,  $v_{ce}$  اور  $i_c$  ہم زاویہ ہیں جبکہ  $v_{ce}$  ان سب سے 180 کے زاویہ پر ہے۔ یاد رہے کہ تمام اشارات کا دوری عرصہ کیساں ہے چونکہ ایکلیفائر اشارے کے تعداد کو تبدیل نہیں کرتا۔

### 3.10.3 برقی دباؤ $V_{CC}$ اور مزاحمت $R_C$ کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

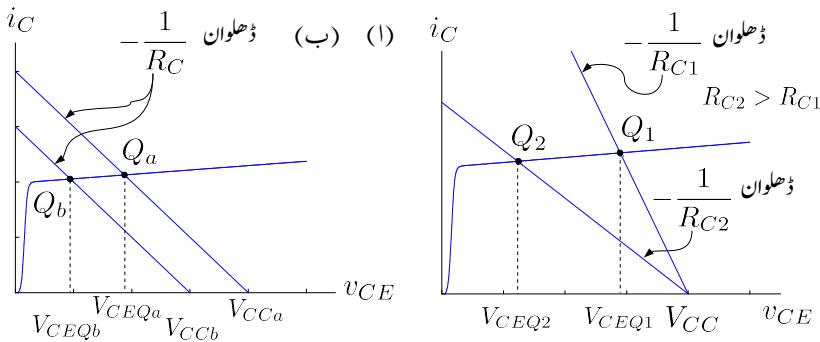
شکل 3.38 میں ایک مرتبہ  $R_{C1}$  کی قیمت  $R_{C2}$  رکھی گئی اور دوسری مرتبہ اسے  $R_{C2}$  رکھا گیا جبکہ بقاہی دور میں کوئی تبدیلی نہیں کی گئی۔  $R_{C2}$  کی قیمت  $R_{C1}$  سے زیادہ ہے۔ ان دونوں صورتوں کو شکل 3.41 الف میں دکھایا گیا ہے۔  $R_{C1}$  کی صورت میں خط بوچھ ٹرانزسٹر کے  $i_C - v_{CE}$  خط کو  $Q_1$  پر نکلا تا ہے اور یوں



کل 3.39: باریک اشارات پذیریه گراف



کل 3.40: باریک اشارات



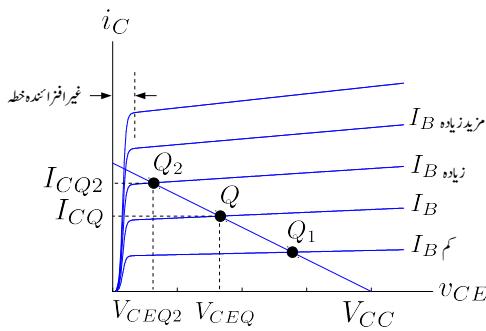
شکل 3.41: نقطہ کارکردگی پر منفی بر قی دباؤ اور مزاحمت کے اثرات

ٹرانزسٹر کے اس نقطہ کارکردگی پر بر قی دباؤ  $v_{CE}$  کی قیمت  $V_{CEQ1}$  ہو گی۔  $R_{C2}$  کی صورت میں خطِ بوجھ کی ڈھلوان کم ہو گئی ہے اور یہ  $i_C - v_{CE}$  خط کو  $Q_2$  پر لکھتا ہے جہاں  $v_{CE}$  کی قیمت  $V_{CEQ2}$  ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خطِ بوجھ کے مساوات (یعنی مساوات 3.65) میں صرف مزاحمت تبدیل کرنے سے خطِ بوجھ کی ڈھلوان تبدیل ہوتی ہے جس سے ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تبدیل ہوتا ہے۔ ان دونوں صورتوں میں خطِ بوجھ بر قی دباؤ کے محور کو  $V_{CC}$  پر ہی لکھاتے ہیں۔

شکل 3.41 ب میں صرف بر قی دباؤ  $V_{CC}$  کے تبدیل ہونے کے اثرات کو دکھایا گیا ہے جہاں  $V_{CCa}$  کی قیمت  $V_{CCb}$  سے زیادہ رکھی گئی ہے۔  $V_{CC}$  کو  $V_{CCb}$  سے بڑھا کر  $V_{CCa}$  کرنے سے نقطہ کارکردگی  $Q_b$  سے منتقل ہو جاتا ہے جبکہ خطِ بوجھ کی ڈھلوان تبدیل نہیں ہوتی۔

### 3.10.4 داخلي بر قي رو کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

شکل 3.42 میں خطِ بوجھ مختلف داخلي بر قي رو کو  $I_B$  پر  $i_C - v_{CE}$  خطوط پر نقش کیا گیا ہے۔ اگر داخلي بر قي رو کو  $I_B$  سے بڑھا کر  $I_{B2}$  کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی  $Q$  سے  $Q_2$  منتقل ہو جائے گا۔ یوں بر قي رو  $I_{CQ}$  سے بڑھ کر  $I_{CQ2}$  ہو جائے گی جبکہ بر قي دباؤ  $V_{CEQ}$  سے کم ہو کر  $V_{CEQ2}$  ہو جائے گا۔ اگر  $I_B$  کو مزید بڑھا کر  $I_{B2}$  کیا جائے تو نقطہ کارکردگی غیر افراہندہ خطے میں داخل ہو جاتا ہے جہاں  $v_{CE}$  کی قیمت



شکل 3.42: نقطہ کار کردگی بالمقابل داخلی برقی رو

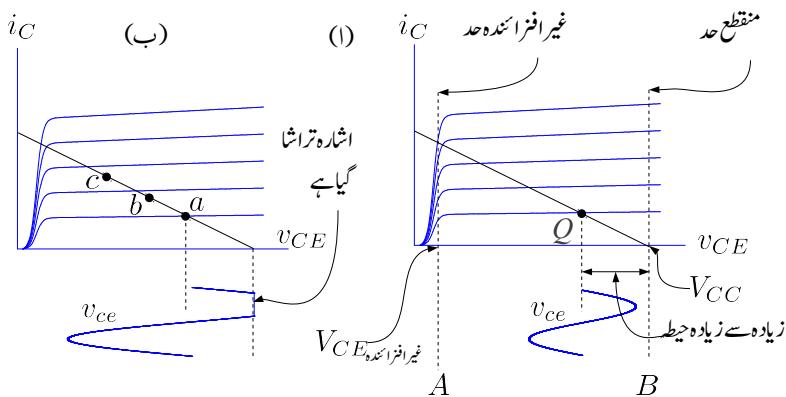
$V_{CE}$  یعنی  $0.2\text{V}$  سے بھی کم ہو جاتی ہے۔  $I_B$  کو مزید بڑھانے سے نہ تو  $i_C$  اور نہ ہی  $v_{CE}$  کی قیمت میں خاطر خواہ تبدیلی رو نما ہوتی ہے۔ یہی وجہ ہے کہ اس خطے کو غیر افزائندہ خطہ کہتے ہیں۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $I_B$  کی قیمت بڑھاتے ہوئے ٹرانزسٹر آخر کار غیر افزائندہ خطے میں داخل ہو جاتا ہے جہاں اس میں برقی رو  $I_{CQ}$  کی قیمت تقریباً  $\frac{V_{CC}}{R_C}$  ہی رہتی ہے۔ غیر افزائندہ خطے میں داخل ہونے کے بعد  $I_B$  بڑھانے سے ٹرانزسٹر غیر افزائندہ خطے کے مزید گھرائی میں چلا جاتا ہے۔ اس خطے میں ٹرانزسٹر مکمل طور چالو ہوتا ہے اور یہ چالو برقی سوچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ یہ صورت حال شکل 3.42 میں دکھایا گیا ہے۔

اس کے برعکس اگر  $I_B$  کی قیمت بذریعہ کم کی جائے تو نقطہ کار کردگی اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب  $I_{CQ}$  کی قیمت کم ہوتی ہے۔ اگر  $I_B$  کو نہایت کم یا اسے بالکل روک کر صفر کر دیا جائے تو نقطہ کار کردگی افقی محور سے ٹکرا جائے گا جہاں  $I_{CQ} = 0\text{A}$  اور  $V_{CEQ} = V_{CC}$  ہو گا۔ اس نقطے پر ٹرانزسٹر مکمل منقطع صورت اختیار کئے ہوتا ہے اور یہ ایک منقطع برقی سوچ کا کردار ادا کرتا ہے۔

### 3.10.5 خارجی اشارہ کے حدود

مندرجہ بالا حصے میں ہم نے دیکھا کہ  $I_B$  کو بڑھا کر ٹرانزسٹر کو غیر افزائندہ کیا جا سکتا ہے جبکہ اسے گھٹا کر ٹرانزسٹر کو منقطع کیا جا سکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کو بطور ایکلینیٹر استعمال کرتے ہوئے اس بات کو یقینی رکھنا ضروری ہے کہ



شکل 3.43: خارجی اشارہ کے حدود

ٹرانزسٹر افزائندہ خطے میں ہی رہے۔ نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے پچھے کئی وجوہات ہو سکتے ہیں۔ شکل 3.43 میں نقطہ کارکردگی کو یوں رکھا گیا ہے کہ اشارہ کے عدم موجودگی میں  $I_{BQ}$  کم سے کم ہو۔ موبائل فون میں ایسا ہی کیا جاتا ہے تاکہ اس کی بیٹری زیادہ وقت بغیر بھرے کے کام کر سکے۔ شکل الف میں اس ایمپلیفیٹر کا خارجی اشارہ  $v_{ce}$  دکھایا گیا ہے۔ اگر ایمپلیفیٹر کا داخلی اشارہ  $v_s$  مزید بڑھ جائے تو ظاہر ہے کہ  $v_{ce}$  بھی بڑھنے کی کوشش کرے گا لیکن جیسے شکل ب سے واضح ہے کہ ایسا نہیں ہو گا۔ اگرچہ  $v_{ce}$  کا آدھا لہر صحیح بڑھ گیا ہے لیکن اس کا دوسرا حصہ تراشناگی ہے۔ اگر نقطہ کارکردگی کو 'a' سے قدر بائیں نقطہ 'b' پر منتقل کر دیا جائے تو موجودہ  $v_{ce}$  بغیر تراشے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ آپ یہ بھی دیکھ سکتے ہیں کہ اگر نقطہ کارکردگی کو مزید بائیں، نقطہ 'c' پر منتقل کر دیا جائے تو  $v_{ce}$  کا دوسرا جانب تراشنا شروع ہو جائے گا۔ جیسے شکل 3.43 الف میں دکھایا گیا ہے کہ افزائندہ ٹرانزسٹر کے  $v_{CE}$  کی کم سے کم ممکنہ قیمت  $V_{CE_{\text{حد}}}$  ہے جبکہ اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت  $V_{CC}$  ہے۔ ان حدود کو 'A' اور 'B' نقطے دار لکیروں سے دکھایا گیا ہے۔  $v_{CE}$  ان حدود سے تجاوز نہیں کر سکتا لہذا نقطہ کارکردگی 'Q' کے ایک جانب خارجی اشارے کی چوٹی 'A' تک اور دوسری جانب 'B' تک بغیر تراشے بڑھائی جاسکتی ہے۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے یوں ہم سائز۔ نما خارجی اشارہ  $v_{ce}$  کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کی حد کا تعین اس شکل سے کر سکتے ہیں۔

## 3.10.6 بدلتی رو، خط بوجہ

ٹرانزسٹر ادوار میں  $\beta$  اور  $V_{BE}$  کے تبدیلی سے نقطہ کارکردگی کے تبدیلی کو روکنے کی خاطر  $R_E$  استعمال کیا جاتا ہے۔ البتہ جیسے آپ صفحہ 354 پر مساوات 3.217 میں دیکھیں گے،  $R_E$  کے استعمال سے ٹرانزسٹر ایمپلیفیئر کی افراش کم ہو جاتی ہے۔ نقطہ کارکردگی یک سمتی رو سے تعین کیا جاتا ہے جبکہ افراش کا تعلق بدلتے اشارات کے ساتھ ہے۔ یوں اگر کسی طرح یک سمتی رو کے نقطہ نظر سے  $R_E$  دور میں پایا جائے جبکہ بدلتے اشارے کے نقطہ نظر سے  $R_E$  کی قیمت صفر کر دی جائے تو دونوں واجبات پورے ہوں گے۔ شکل 3.44 الف میں  $R_E$  کے متوازی لامحدود قیمت کا کپیسٹر نسب کیا گیا ہے۔ یک سمتی رو کپیسٹر سے نہیں گرتی، لہذا نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت کپیسٹر کو نظر انداز کیا جائے گا۔ لامحدود کپیسٹر کی برقی رکاوٹ صفواؤہم ہے جو  $R_E$  کے متوازی جڑا ہے۔ یوں بدلتا اشارہ  $R_E$  سے ہر گز نہیں گزرے گا بلکہ یہ کپیسٹر کے راستے گزرے گا۔ بدلتی رو کو مراحت کے مقابل راستہ فراہم کرنے والا کپیسٹر قصری کپیسٹر<sup>30</sup> پکارا جاتا ہے۔ محدود کپیسٹر کے کارکردگی پر باب 6 میں غور کیا جائے گا۔ اس حصے میں لامحدود کپیسٹر نسب کرنے کے اثرات پر غور کیا جائے گا۔ اس کتاب کے حصہ 2.12.1 میں ڈائیڈ ادوار کے بدلتی رو، خط بوجہ پر غور کیا گیا۔ آئیں ٹرانزسٹر کے بدلتی رو، خط بوجہ پر غور کریں۔

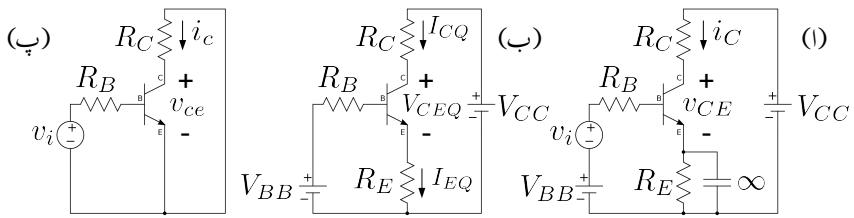
## شکل 3.44 الف کے خارجی جانب

$$(3.69) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E \\ \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{یک سمتی رو، خط بوجہ}$$

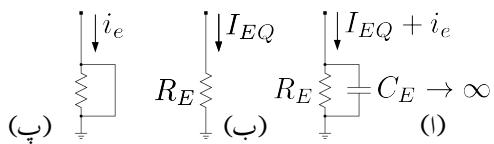
ہے جہاں  $i_C \approx i_E$  لیا گیا ہے۔ ڈائیڈ کی طرح یہاں مندرجہ بالا مساوات کو یک سمتی رو، خط بوجہ پکارا جاتا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف یک سمتی خط بوجہ<sup>31</sup> کہتے ہیں۔ شکل 3.45 ب میں  $i_E$  کو یک سمتی  $I_{EQ}$  اور بدلتے  $i_e$  حصوں میں لکھا گیا ہے۔ یک سمتی اشارے کے لئے کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا، جیسے شکل 3.45 ب میں دکھایا گیا ہے،  $I_{EQ}$  صرف مراحت  $R_E$  سے گزرے گا۔ یوں ٹرانزسٹر کے ایمپلیفیئر پر  $V_{EQ} = I_{EQ} R_E$  ہو گا۔ کپیسٹر پر بھی یہی یک سمتی برقی دباؤ پایا جائے گا۔

جیسے شکل 3.45 پ میں دکھایا گیا ہے، بدلتے اشارے کے لئے لامحدود کپیسٹر کی برقی رکاوٹ  $0 = \frac{1}{j\omega C_E}$  ہو گی اور یوں  $i_e$  کپیسٹر کے راستے گزرے گا۔ اس طرح ٹرانزسٹر کے ایمپلیفیئر پر برقی دباؤ پیدا کرنے میں  $i_e$  کوئی کردار ادا نہیں کرے گا۔ صرف  $I_E$  کے بدلت ایمپلیفیئر پر برقی دباؤ پیدا ہو گا۔ ان حقائق کو استعمال کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات میں متغیرات کو یک سمتی اور بدلتے حصوں میں لکھتے ہیں

bypass capacitor<sup>30</sup>  
DC load line<sup>31</sup>



شکل 3.44: کپیسٹر اور بدلی رو، خط بوجہ۔



شکل 3.45: یک سمی اور بدلی رو کی علیحدگی

$$(3.70) \quad V_{CC} = (I_{CQ} + i_c) R_C + (V_{CEQ} + v_{ce}) + I_{EQ} R_E$$

بدلے اشارات کے عدم موجودگی میں مساوات 3.70 کو یوں لکھا جا سکتا ہے

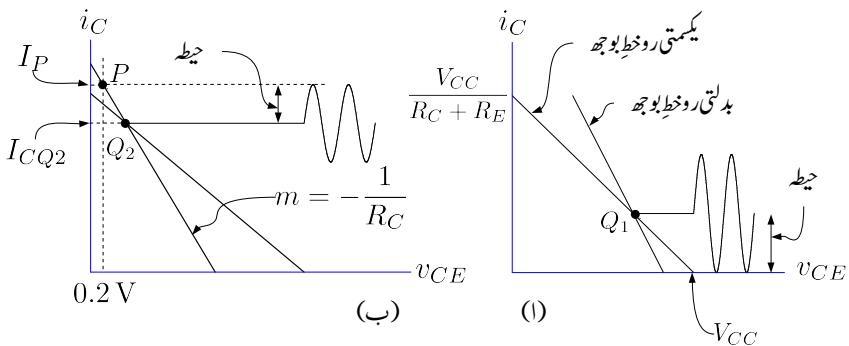
$$(3.71) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

جہاں  $I_{EQ} \approx I_{CQ}$  لیا گیا ہے۔ آپ تسلی کر لیں کہ بدلے اشارے کے عدم موجودگی میں مندرجہ بالا مساوات اور مساوات 3.69 ایک ہی خط کو ظاہر کرتے ہیں لہذا مساوات 3.71 بھی یک سمی رو، خط بوجہ کی مساوات ہے۔

شکل 3.44 ب سے بھی مساوات 3.71 حاصل ہوتا ہے لہذا شکل 3.44 ب در حقیقت شکل 3.44 الف کا مساوی یک سمی دور ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یک سمی دور حاصل کرنے کی خاطر کپیسٹر کو کھلے سرے اور بدلے اشارہ  $v_i$  کو صفر کرتے ہوئے بقایا دور لیا جاتا ہے۔

بدلے اشارے کے موجودگی میں مساوات 3.70 کے یک سمی اجزاء کو مساوات کے ایک جانب جبکہ بدلے اجزاء کو دوسرے جانب لکھتے ہیں۔

$$(3.72) \quad i_c R_C + v_{ce} = \underbrace{V_{CC} - I_{CQ} R_C - V_{CEQ} - I_{EQ} R_E}_0$$



شکل 3.46: بدلتی رو، خط بوجھ پر چہل قدمی

مساوات 3.71 کو  $V_{CC} - I_{CQ}R_C - V_{CEQ} - I_{CQ}R_E = 0$  لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مندرجہ بالا مساوات میں مساوی نشان کے دائیں جانب صفر لکھا جا سکتا ہے لہذا اس سے

$$(3.73) \quad i_c R_C + v_{ce} = 0 \quad \text{بدلتی رو، خط بوجھ}$$

حاصل ہوتا ہے جو بدلتی رو، خط بوجھ ہے جسے عموماً بدلتی رو خط بوجھ<sup>32</sup> پکارا جاتا ہے۔ شکل 3.44 پ سے بھی یہی مساوات حاصل ہوتا ہے۔ بدلتی رو، مساوی شکل حاصل کرتے وقت تمام یک سمتی برتنی دباؤ کی منبع اور تمام کپیسٹروں کو قصر دور کرتے ہوئے دور کا بقايا حصہ لیا جاتا ہے۔

مساوات 3.71 سے یک سمتی خط بوجھ کی مزاحمت  $R = R_C + R_E$  یکمیتی  $R$  جبکہ مساوات 3.73 سے بدلتی رو خط بوجھ کی مزاحمت  $R = R_E$  پریتی  $R$  حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ایک دلچسپ صورت ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں دور کا نقطہ کارکردگی یک سمتی رو خط بوجھ پر پایا جائے گا جبکہ بدلتے اشارے کے موجودگی میں دور بدلتی رو خط بوجھ پر چہل قدمی کرے گا۔

شکل 3.46 اف میں یک سمتی رو خط بوجھ پر  $Q_1$  نقطے کارکردگی ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں ٹرانزسٹر اسی نقطے پر رہے گا۔ بدلتی رو، خط بوجھ اسی نقطے پر کھینچا جاتا ہے۔ یک سمتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان  $m = -\frac{1}{R}$  ہے۔ اسی طرح بدلتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان  $m = -\frac{1}{R_C + R_E}$  ہے۔

AC load line<sup>32</sup>

بدلتے اشارے کے موجودگی میں ٹرانزسٹر بدلتی رو، خطِ بوجہ پر چیل قدمی کرے گا۔ سائنس نما بدلتے اشارے کے موجودگی میں  $i_C$  دکھایا گیا ہے۔ شکل میں زیادہ سے زیادہ مکنہ منفی جیٹے کا  $i_C$  دکھایا گیا ہے۔ اگر داخلی اشارے کو مزید بڑھایا جائے تو  $i_C$  کا نچلا یعنی منفی حصہ تراشنا جائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی کو (3.46) پر رکھتے ہوئے زیادہ سے زیادہ مکنہ منفی جیٹے  $I_{CQ}$  حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.46 ب میں یک سمتی رو خطِ بوجہ پر  $Q_2$  نقطہ کارکردگی ہے۔ سائنس 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 نکلتا ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر غیر افزائندہ  $V_{CE}$  سے کم برتنی دباو پر قوت افزائش کھو دیتا ہے لہذا  $i_C$  کی ثابت چھوٹی شکل میں دکھائے گئے ہیں۔ اس طرح  $i_C$  کا زیادہ سے زیادہ مکنہ جیٹے  $I_P - I_{CQ2}$  کے برابر ہو گا۔

آئین بدلتی رو خطِ بوجہ کے خط کی مساوات حاصل کریں۔  $y - x$  محدود پر  $m$  ڈھلوان اور نقطے  $(x' - y')$  سے گزرتے خط کی مساوات  $y - y' = m(x - x')$  ہوتی ہے۔ موجودہ مسئلہ میں  $v_{CE} - v_{CEQ}$  محدود پر نقطے (3.46) پر بدلتی رو خطِ بوجہ کی مساوات درکار ہے۔ بدلتی رو خطِ بوجہ کے خط کی ڈھلوان  $\frac{1}{R_c} -$  ہے لہذا اس کی مساوات

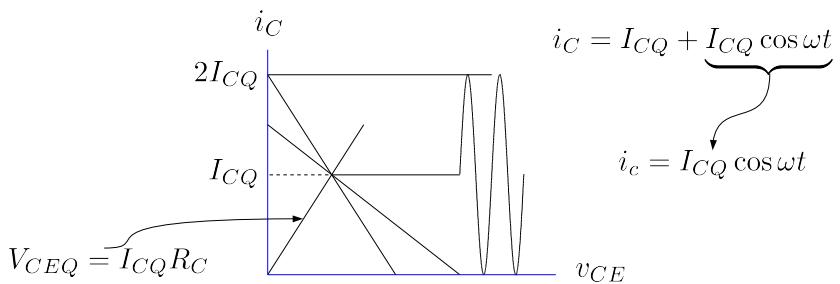
$$(3.74) \quad i_C - I_{CQ} = -\frac{1}{R_c} (v_{CE} - V_{CEQ})$$

شکل 3.46 میں نقطہ کارکردگی کو  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان یوں رکھا جاسکتا ہے کہ  $i_C$  کا جیٹ دوںوں جانب برابر تراشنا جائے۔ اس طرح زیادہ سے زیادہ مکنہ جیٹے کا  $i_C$  حاصل کیا جاسکتا ہے۔ مساوات 3.74 کو استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کو حاصل کرتے ہیں۔ شکل 3.47 میں یک سمتی رو، خطِ بوجہ اور بدلتی رو، خطِ بوجہ دکھائے گئے ہیں۔ غیر افزائندہ  $V_{CE}$  کو انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اگر بدلتی رو، خطِ بوجہ عمودی محدود کو  $2I_{CQ}$  پر چھوئے تب  $i_C$  کے دوںوں جانب نا تراشنا جیٹے  $I_{CQ}$  ہو گا۔ مساوات 3.74 میں یوں  $v_{CE} = 0$  پر  $i_C = 2I_{CQ}$  رکھتے ہوئے

$$2I_{CQ} - I_{CQ} = -\frac{1}{R_c} (0 - V_{CEQ})$$

یعنی

$$(3.75) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_c$$



شکل 3.47: زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کو بھی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ جہاں یہ مساوات اور یک سمتی روخت بوجھ آپس میں ملتے ہیں وہ درکار نقطہ کار کردگی ہے۔ مساوات 3.71 میں  $I_{CQ} \approx I_{EQ}$  لکھتے ہوئے اس میں مساوات 3.75 پر کرتے ہوئے دونوں جانب زیادہ سے زیادہ جیٹھ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی پر برقرار رہتی ہے۔

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_C + R_E}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات میں  $R_{\text{باقی}} = R_C + R_E$  اور  $R_{\text{باقی}} = R_C + R_E$  کہتے ہوئے ایسا مساوات حاصل ہوتا ہے جو یاد رکھنے کے لئے زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے یعنی

$$(3.76) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{باقی}} + R_{\text{یکمی}}}$$

اس مساوات کو مساوات 3.75 کے ساتھ ملاتے ہوئے

$$(3.77) \quad V_{CEQ} = \frac{R_{\text{باقی}} V_{CC}}{R_{\text{باقی}} + R_{\text{یکمی}}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 3.76 اور مساوات 3.77 زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھ کا خارجی بدلتا اشارہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی دیتے ہیں۔

مثال 3.29: شکل 3.44 الف میں  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  اور  $R_E = 200 \Omega$ ،  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$  ہیں۔ کمپیٹر

کی قیمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے بدلتے اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھے حاصل کرنے کے لئے درکار فقط کارکردگی حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.76 اور مساوات 3.77 میں  $R_{CQ} = 1000 + 200 = 1200$  اور  $R_E = \frac{12}{\beta+1} = 1000$  پر بحث استعمال کرتے ہوئے

$$I_{CQ} = \frac{12}{1200 + 1000} = 5.45 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = \frac{12 \times 1000}{1200 + 1000} = 5.45 \text{ V}$$

لطفہ کارکردگی حاصل ہوتا ہے۔ یوں خارجی برتنی روکا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھے  $5.45 \text{ mA}$  ہے۔

---



---

مثال 3.30: مندرجہ بالا مثال میں  $R_B = 760 \Omega$  اور  $\beta = 37$  لیتے ہوئے  $V_{BB}$  حاصل کریں۔

حل:  $R_E$  کے استعمال سے  $R_B = 760 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برتنی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left( \frac{R_B}{\beta+1} + R_E \right)$$

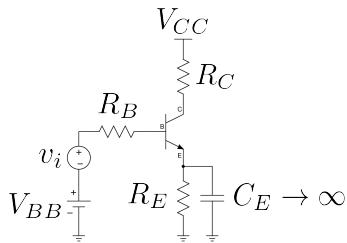
$$= 0.7 + 5.45 \times 10^{-3} \left( \frac{760}{37+1} + 200 \right) = 1.899 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

---



---



### شکل 3.48: بدلتی رو، خط بوجھ کی مثال

مثال 3.31: شکل 3.48 میں  $V_{CC} = 17\text{V}$ ,  $R_C = 1.2\text{k}\Omega$  جبکہ کپیسٹر کی قیمت لاحدہ ہے۔ ٹرانزیستر کے  $\beta$  کی قیمت 50 تا 150 تا 0.6 تا 0.8 ممکن ہے۔ غیر اضافہ  $V_{CEQ}$  کو 0.2V لیتے ہوئے،  $R_E$  اور  $R_B$  کے ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ  $i_C \mp 4\text{mA}$  کم از کم تک ممکن ہو۔

حل: شکل 3.49 میں صورت حال دکھائی گئی ہے۔ یک سمتی رو، خط بوجہ افی محور کو  $V_{CC}$  پر جبکہ عمودی محور کو  $\frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$  پر چھوتا ہے۔ بدلتی رو، خط بوجہ کی ڈھلوان  $\frac{1}{R_C}$  ہے۔ جب تک بدلتی رو خط بوجہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان یک سمتی رو خط بوجہ کو نکل رائے اس وقت تک  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4 \text{ mA}$  ممکن ہے۔  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان کسی اور مقام پر بدلتی رو خط بوجہ پائے جانے کی صورت میں  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4 \text{ mA}$  پاس سے زیادہ ممکن ہو گا۔

$I_{CQ1}$  کی قیمت  $4 \text{ mA}$  ہوتی ہے اور  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4 \text{ mA}$  ممکن ہو گا۔ پس

$$(3.78) \quad I_{CO1} = 4 \text{ mA}$$

$Q_2$  پر پائے جانے والا بدلتی روخت بوجھ، نیز افراستنده  $V_{CE}$  پر عمودی کھینچ خط کو نقطے P پر ملکرتا ہے۔ چونکہ نیز افراستنده  $V_{CE}$  سے کم بر قی دباؤ پر ٹرانزسٹر قوت افزائش کھو دیتا ہے لہذا  $i_C$  کا حیطہ  $I_P - I_{CQ2}$  کے برابر ہو گا۔ اس طرح اگر  $Q_2$  پر بر قی رو  $I_{CQ2}$  اور نقطے P پر  $I_{CQ2} + 4 \text{ mA}$  ہو تب  $i_C$  کا حیطہ  $\mp 4 \text{ mA}$  ممکن ہو گا۔

کسی بھی سیدھے خط کی مساوات  $m = \frac{\Delta y}{\Delta x}$  سے  $y - y' = m(x - x')$  حاصل ہوتا ہے جہاں اور  $\Delta x$  اس خط پر کسی دو نقطوں سے حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ بدلتی رو، خط بوجھ پر  $P$  اور  $Q_2$  دو نقطیں ہیں جن سے

$$-\frac{1}{1200} = \frac{I_{CQ2} + 4 \text{ mA} - I_{CQ2}}{V_{CEQ2} - V_{CEQ2}}$$

یعنی

$$V_{CEQ2} - 0.2 = 4 \times 10^{-3} \times 1200$$

یعنی

$$(3.79) \quad V_{CEQ2} = 5 \text{ V}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یک سمتی رو، خط بوجھ کی مساوات شکل 3.48 کے خارجی جانب کرخوف کے قانون سے یوں لکھی جا سکتی ہے۔

$$(3.80) \quad V_{CC} = V_{CEQ2} + I_{CQ2} (R_C + R_E)$$

مساوات 3.79 کو مندرجہ بالا مساوات میں استعمال کرتے ہیں

$$V_{CC} = 5 + I_{CQ2} (R_C + R_E)$$

جس سے  $I_{CQ2}$  کی قیمت

$$(3.81) \quad I_{CQ2} = \frac{V_{CC} - 5}{R_C + R_E} = \frac{12}{1200 + R_E}$$

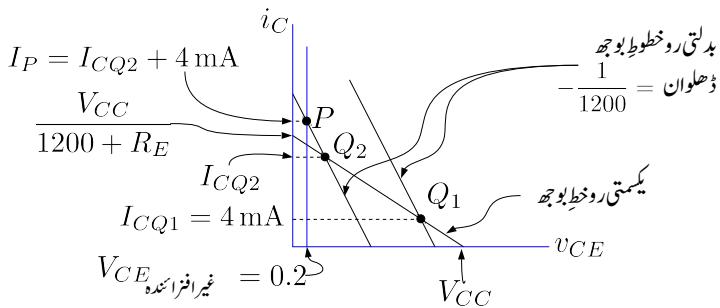
حاصل ہوتی ہے۔ نقطہ کارکردگی کو  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان رکھنے کی خاطر  $I_{CQ}$  کا مندرجہ ذیل مساوات پر پورا اترتہ لازم ہے۔

$$(3.82) \quad I_{CQ1} < I_{CQ} < I_{CQ2}$$

$$4 \text{ mA} < I_{CQ} < \frac{12}{1200 + R_E}$$

جس سے  $R_E < 1.8 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب  $\beta$  اور  $V_{BE}$  میں تبدیلی کے اثرات کو دیکھیں۔ شکل 3.48 کے داخلی جانب



شکل 3.49

$$(3.83) \quad V_{BB} = V_{BE} + I_{CQ} \left( \frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right)$$

یعنی

$$(3.84) \quad I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 3.83 کا کوئی واحد حل نہیں پایا جاتا ہے بلکہ مختلف  $R_E$  لیتے ہوئے اسے حل کیا جا سکتا ہے۔ مثلاً اگر  $R_E = 1 \text{k}\Omega$  لیا جائے تو  $\beta = 50$  پر  $R_B = 5.1 \text{k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ  $I_{CQ1} = 4 \text{mA}$  یعنی کمتر بر قی رواں وقت پائی جائے گی جب  $V_{BE} = 0.8 \text{V}$  اور  $\beta = 50$  ہو۔ ان قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے

$$V_{BB} = 0.8 + 4 \times 10^{-3} \left( \frac{5100}{50 + 1} + 1000 \right) = 5.2 \text{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $\beta = 150$  اور  $V_{BE} = 0.6 \text{V}$  کی صورت میں مساوات 3.84 سے

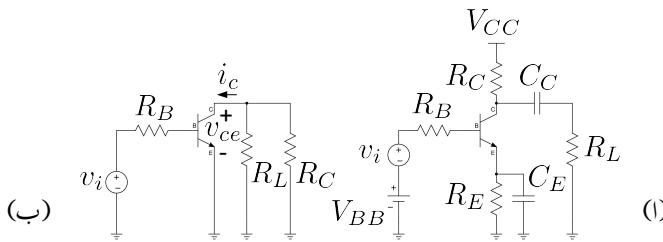
$$I_{CQ} = \frac{5.2 - 0.6}{\frac{5100}{150 + 1} + 1000} = 4.45 \text{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $I_{CQ2} = 5.45 \text{mA}$  پر مساوات 3.82 سے  $R_E = 1 \text{k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے جو کہ  $4.45 \text{mA}$  سے زیادہ ہے۔ یوں

$$R_E = 1 \text{k}\Omega$$

$$R_B = 5.1 \text{k}\Omega$$

$$V_{BB} = 5.2 \text{V}$$



: 3.50

مطلوبہ جوابات ہیں۔

مثال 3.32: شکل 3.50 الف میں  $C_C$  کے ذریعہ ایپلینیٹر کو برقی بوجھ  $R_L$  کے ساتھ واپسی کیا گیا ہے۔ ایسا کپیسٹر جو دو حصوں کی وابستگی پیدا کرتے ہوئے ایک حصے سے دوسرے حصے میں اشارے کی منتقلی کرنے جفتی کپیسٹر<sup>33</sup> لپڑا جاتا ہے۔ شکل میں  $i_C$  کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ اور اس کے لئے درکار نظر کارکردگی حاصل کریں۔ کپیسٹروں کی قیمت لا محدود تصور کریں۔

حل: یک سمی رو کے لئے کپیسٹروں کو کھلے سرے کرتے ہوئے یک سمی رو، خط بوجھ کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.85) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E$$

$$(3.86) \quad \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{یک سمی رو، خط بوجھ}$$

بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.87) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E) \quad \text{یک سمی رو، خط بوجھ}$$

<sup>33</sup> coupling capacitor

شکل ب میں بدلتی رو، خطِ بوجھ حاصل کرنے کی خاطر  $V_{CC}$  اور کپیسٹروں کو قصر دور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بدلتے اشارے کے نقطہ نظر سے  $R_L$  متوازی جڑے ہیں۔ اس دور سے بدلتی رو، خطِ بوجھ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.88) \quad v_{ce} + i_c \left( \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \right)$$

چونکہ  $v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce}$  اور  $i_C = I_{CQ} + i_c$  لکھا جا سکتا ہے

$$(3.89) \quad i_C - I_{CQ} = - \left( \frac{R_C + R_L}{R_C R_L} \right) (v_{CE} - V_{CEQ}) \quad \text{بدلتی رو، خطِ بوجھ}$$

جو کہ درکار بدلتی رو، خطِ بوجھ ہے۔ یہ مساوات 3.74 کے طرز کی مساوات ہے لہذا مساوات 3.75 کی طرز پر بہاں بھی مساوات 3.87 اور

$$(3.90) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{بوجھ}} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

کو آپس میں حل کرتے ہوئے نقطہ کارکردگی حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{CC} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

جس سے

$$(3.91) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{بوجھ}} + R_{\text{کمکتی}}}$$

$$(3.92) \quad V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{بوجھ}} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{\text{کمکتی}}}{R_{\text{بوجھ}}}}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ زیادہ سے زیادہ کمکتی حیطہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی ہے۔ جیسے شکل 3.47 میں دکھایا گیا ہے یوں  $i_C$  کا زیادہ سے زیادہ ناتراشی حیطہ مندرجہ بالا مساوات میں دئے  $I_{CQ}$  کے برابر ہو گا۔ چونکہ  $i_c$  متوازی جڑے  $R_L$  اور  $R_C$  سے گزرتا ہے لہذا تقسیم برتنی رو سے  $R_L$  میں برتنی رو  $i_{RL}$  کی قیمت  $\frac{R_C I_{CQ}}{R_L + R_C}$  ہو گی۔ سائن نما اشارے کی صورت میں یوں

$$(3.93) \quad i_{RL} = \frac{R_C}{R_L + R_C} I_{CQ} = \frac{R_C}{R_L + R_C} \left( \frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} \right)$$

ہو گی۔

---



---

مثال 3.33: شکل 3.50 میں  $R_E = 400\Omega$ ،  $V_{CC} = 12V$  اور  $R_C = R_L = 2k\Omega$  ہیں۔ زیادہ سے زیادہ جیٹے کا  $i_C$  حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

حل: چونکہ  $R_{EQ} = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_C}} = \frac{1}{\frac{1}{400} + \frac{1}{2k\Omega}} = 1k\Omega$  جبکہ  $R_{CEQ} = \frac{R_C}{1 + \frac{R_C}{R_E}} = \frac{2k\Omega}{1 + \frac{2k\Omega}{400}} = 2.4k\Omega$

$$I_{CQ} = \frac{12}{2400 + 1000} = 3.529 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = 3.529 \times 10^{-3} \times 1000 = 3.529 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $i_C$  کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹے 3.529 mA اور  $R_L$  سے گزرتے برقی رو  $i_{RL}$  کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹے 1.765 mA ہو گا۔

---

### 3.11 ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے وسیع اشارات

قلم و کافند استعمال کرتے ہوئے ٹرانزسٹر ادوار کے قابل قبول حل حاصل کرنے کے طریقوں پر گزشتہ حصوں میں تبصرے ہوئے۔ ان طریقوں سے حاصل جوابات سے بہتر نتائج حاصل کرنے کی خاطر نسبتاً بہتر ریاضی نمونہ استعمال کئے جاتے ہیں۔ آئیں ایسے چند ریاضی نمونوں پر غور کرتے ہیں۔

## 3.11.1 ایبر-مال ریاضی نمونہ

ایبر-مال ریاضی نمونہ ٹرانزسٹر کو افزاں کندہ، غیر افزاں کندہ اور منقطع تینوں خطوں میں نہایت عمدگی سے بیان کرتا ہے اور اسے استعمال کرتے ہوئے حقیقت کے بہت قریب نتائج حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ریاضی نمونہ کم تعدد کے اشارات کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ کمپیوٹر کا پروگرام سپاٹ 34 اسی ریاضی نمونہ سے اخذ کردہ مال-برداری ریاضی نمونہ استعمال کرتا ہے جس پر اگلے حصے میں گفتگو ہو گی۔

عمومی طرز پر مائل کردہ  $npn$  ٹرانزسٹر کے مختلف مساوات لکھتے وقت مساوات میں (F) بطور زیرِ نوشت استعمال کیا جائے گا جو عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کو ظاہر کرے گا۔

عمومی طرز پر مائل کردہ  $npn$  ٹرانزسٹر کے کلکٹر سرے پر برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.94) \quad i_{CF} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس مساوات کی مدد سے ایمپر برقی رو  $i_{EF}$  اور نیک برقی رو  $i_{BF}$  حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.95) \quad i_{EF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.96) \quad i_{BF} = i_{EF} - i_{CF} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس آخری مساوات کو حاصل کرتے وقت مساوات 3.94 اور مساوات 3.95 استعمال کئے گئے۔ اس آخری مساوات کو مزید حل کر کے یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.97) \quad i_{BF} = I_S \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

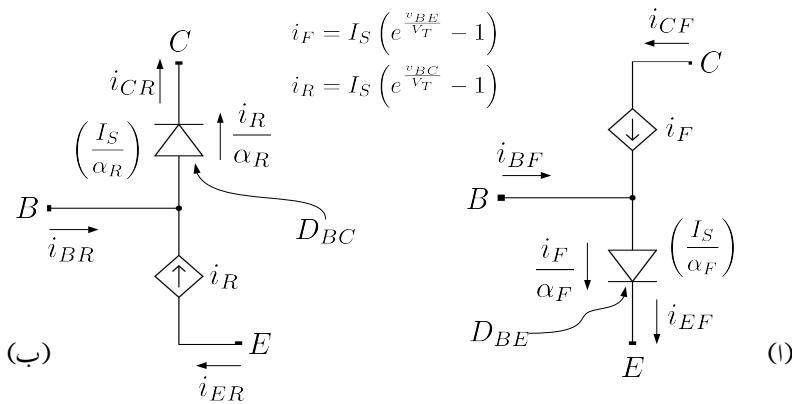
جہاں

$$(3.98) \quad \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) = \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} = \frac{1}{\beta_F}$$

کا استعمال کیا گیا۔

ان مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $i_{CF} = \beta_F i_{EF}$  اور  $i_{CF} = \alpha_F i_{BF}$  یہیں جو کہ ٹرانزسٹر کے جانے پہچانے مساوات ہیں۔ یوں شکل 3.51 الف عمومی طرز پر مائل  $npn$  ٹرانزسٹر کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔

مساوات 3.94، مساوات 3.95 اور مساوات 3.96 (یا اس کا مساوی مساوات 3.97) ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی رو



شکل 3.51: npn ٹرانزسٹر کے ابیر-مال ریاضی نمونہ کا حصول

کے مساوات ہیں۔ ایک ایسا دور جس کے تین سرے ہوں اور جسے حل کر کے اس کے سروں پر یہی تین مساوات حاصل ہوں کو ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جاتا ہے۔

شکل 3.51 الف میں تابع منبع 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 ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ جیسا کہ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمیٹر جوڑ کا ڈائیوڈ  $D_{BE}$  ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈائیوڈ کے لبریزی برقی رو کو یہاں  $I_{SBE}$  لکھتے ہوئے اس ڈائیوڈ میں برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.100) \quad i_D = I_{SBE} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

جہاں  $I_{SBE}$  بیس-ایمیٹر جوڑ کے ڈائیوڈ کا لبریزی برقی رو ہے جس کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.101) \quad I_{SBE} = \frac{I_S}{\alpha_F}$$

dependent current 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۔

آئین شکل 3.51 الف کے تین سروں پر برقی رو حاصل کریں۔ ہم دیکھتے ہیں کہ  $i_{CF}$  اور  $i_F$  برابر ہیں یعنی

$$(3.102) \quad i_{CF} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ایکٹر سرے کی برقی رو  $i_{EF}$  اور ڈائیوڈ  $D_{BE}$  میں گزرتی برقی رو  $I_{D_{BE}}$  بھی آپس میں برابر ہیں یعنی

$$(3.103) \quad i_{EF} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

میں سرے پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت ( $i_{BF} = i_{EF} - i_{CF}$ ) ہو گا یعنی

$$(3.104) \quad i_{BF} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ہم دیکھتے ہیں کہ مساوات 3.102، مساوات 3.103 اور مساوات 3.104 ہو بھوٹرانزسٹر کے مساوات 3.94، مساوات 3.95 اور مساوات 3.96 ہی ہیں۔ یوں شکل 3.51 الف میں دکھائے دور کو عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کاریاضی نمونہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

اب تصور کریں کہ ٹرانزسٹر کے ایکٹر اور گلکٹر سروں کو استعمال کے نقطہ سے آپس میں بدل دیا جائے یعنی میں۔ ایکٹر جوڑ کو غیر چالو جکبہ میں۔ گلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل کر دیا جائے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جو غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کاریاضی نمونہ ہے۔ شکل ب میں  $i_{ER}$ ،  $i_{CR}$  اور  $\alpha_R$  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 ایکٹر اور گلکٹر سروں پر برقی رو کی سمیتیں اٹھیں ہوں گی۔

شکل ب میں میں۔ گلکٹر جوڑ کے ڈائیوڈ کے لبریزی برقی رو  $I_{SBC}$  کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.105) \quad I_{SBC} = \frac{I_S}{\alpha_R}$$

یوں اس ڈائیوڈ کے برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$(3.106) \quad i_{DBC} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل میں تالع منج رو  $i_R$  کا بھی استعمال کیا گیا ہے جس کی قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.107) \quad i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس شکل کے تین سروں پر برقی رو حاصل کرتے ہیں۔

ہم دیکھتے ہیں کہ ڈائیوڈ کا برقی رو ہی  $i_{CR}$  ہے لہذا

$$(3.108) \quad i_{CR} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اسی طرح  $i_{ER}$  دراصل  $i_R$  ہی ہے لہذا

$$(3.109) \quad i_{ER} = I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

بیس سرے پر کر خوف کے قانون برائے برقی رو سے  $i_{BR}$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.110) \quad i_{BR} = i_{CR} - i_{ER} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس آخری مساوات کو حاصل کرتے وقت مساوات 3.108 اور مساوات 3.109 استعمال کئے گئے۔ اس آخری مساوات کو مزید حل کر کے یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

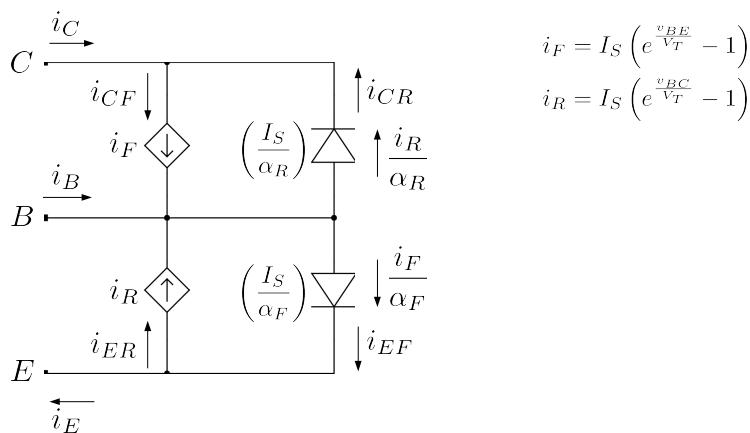
$$(3.111) \quad i_{BR} = I_S \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

جباں

$$(3.112) \quad \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) = \left( \frac{1 - \alpha_R}{\alpha_R} \right) = \frac{1}{\beta_R}$$

کا استعمال کیا گیا۔

3.51 npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی کو افراہندہ، غیر افراہندہ اور مقطوع تینوں خطوں میں بیان کرنے کی خاطر شکل اور شکل ب کے ادوار آپس میں متوالی جوڑ کر شکل 3.52 حاصل کیا جاتا ہے جو npn ٹرانزسٹر کا ابیر-مال ریاضی نمونہ ہے۔ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کا بیس-اینٹر جوڑ سیدھا مائل ( $v_{BE} \geq 0 \text{ V}$ ) ہوتا ہے جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ غیر چالو (یعنی  $v_{BC} \leq 0.5 \text{ V}$ ) ہوتا ہے۔ یوں مثلاً اگر  $v_{BE} = 0.65 \text{ V}$  اور



شکل 3.52: npn کا ٹرانزسٹر کا ایک مال مذہل

$i_R = 1.957 \text{ mA}$  لیتے ہوئے  $i_F = 1.957 \text{ mA}$  اور  $i_E \approx I_S = 10^{-14} \text{ A}$  ہوں تو  $v_{BC} = -0.5 \text{ V}$  ہوتے ہیں۔ اس طرح  $i_R$  اور اس پر منحصر جزو نظر انداز کئے جاسکتے ہیں۔ شکل 3.53 اف میں ایسا ہی کرتے ہوئے ریاضی نمونہ کے وہ حصے دکھائے گئے ہیں جو عمومی طرز پر مائل npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی دینتے ہیں۔ ریاضی نمونہ کے بقایا حصوں پر کاملاً لگایا گیا ہے نظر انداز کیا گیا ہے۔ اسی طرح شکل ب میں غیر عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کی کارکردگی دینے والے حصے دکھائے گئے ہیں جبکہ بقایا حصوں پر کاملاً لگایا گیا ہے۔

$i_R$  اور  $i_F$  کے مساوات ایک جیسے اشکال رکھتے ہیں اور یوں معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے دونوں جانب کی کارکردگی یکساں ہو گی۔ حقیقت میں ایسا نہیں۔ فرض کریں کہ  $I_S = 10^{-14} \text{ A}$ ،  $\alpha_R = 0.01$ ،  $\alpha_F = 0.99$  اور  $V_{BE} = 0.65 \text{ V}$  ہیں۔ اس ٹرانزسٹر کو عمومی طرز پر

$$V_{BE} = 0.65 \text{ V}$$

پر مائل کیا جاتا ہے۔ یوں

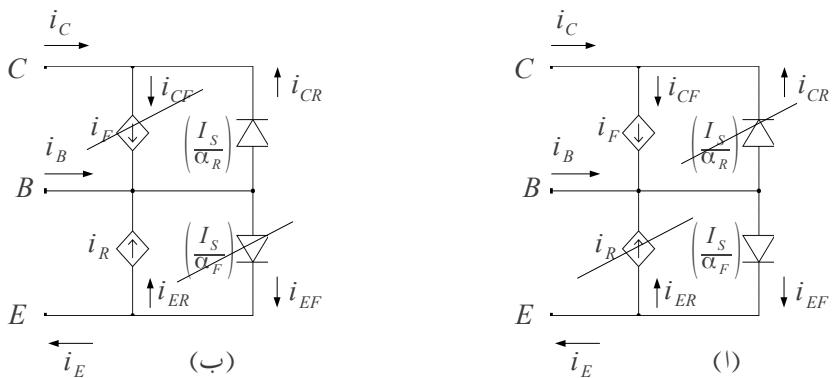
$$I_F = 1.9573 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$I_C = 1.9573 \text{ mA}$$

$$I_E = 1.9771 \text{ mA}$$

$$I_B = 19.573 \mu\text{A}$$



شکل 3.53: npn ایبر زمال یا خی نمونہ کی کارکردگی

حاصل ہوتے ہیں۔ اس کے برعکس اگر اسی ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر

$$V_{BC} = 0.65 \text{ V}$$

پر مائل کیا جائے تو

$$I_R = 1.9573 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ (ٹرانزسٹر کے سروں کے نام تبدیل کئے بغیر) اس سے

$$I_E = -1.9573 \text{ mA}$$

$$I_C = -195.73 \text{ mA}$$

$$I_B = 197.76 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ فرق صاف ظاہر ہے۔

غیر افراہندہ خطے میں بیس۔ ایمپر جوڑ اور بیس۔ لکھر جوڑ دونوں سیدھے مائل ہو سکتے ہیں۔ ایسی صورت میں  $i_F$  اور  $i_R$  دونوں کی قیمتیں ناقابلِ نظر انداز ہوں گی اور پورا یا خی نمونہ استعمال ہو گا۔ شکل 3.52 کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.113) \quad i_E = i_{EF} - i_{ER} = i_{EF} - \alpha_R i_{CR}$$

$$(3.114) \quad i_C = i_{CF} - i_{CR} = \alpha_F i_{EF} - i_{CR}$$

$$(3.115) \quad i_B = i_E - i_C$$

مساوات 3.102 اور مساوات 3.108 کے استعمال سے مساوات 3.114 کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.116) \quad i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.117) \quad \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$$

اسی طرح مساوات 3.113 کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.118) \quad i_E \approx \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$$

اس طرح مساوات 3.115 سے حاصل ہوتا ہے

$$(3.119) \quad \begin{aligned} i_B &\approx \left( \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \left( I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) \\ &= \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \\ &= \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \frac{I_S}{\beta_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \end{aligned}$$

مساوات 3.116 میں  $e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$  کو تو سین کے باہر نکلنے سے اسے یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.120) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( e^{\frac{v_{BE}-v_{BC}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)$$

شکل 3.54 میں ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ کے مابین تعلق بیان کیا گیا ہے یعنی

$$(3.121) \quad v_{CE} = v_{BE} - v_{BC}$$

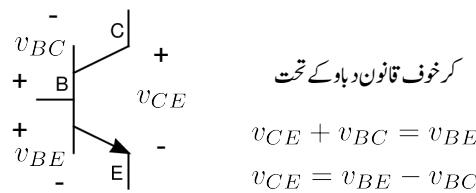
جسے استعمال کرتے ہم اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$(3.122) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)$$

یہی طریقہ مساوات 3.119 پر استعمال کرتے ہیں یعنی

$$(3.123) \quad i_B = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( \frac{e^{\frac{v_{BE}-v_{BC}}{V_T}}}{\beta_R} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$

$$(3.124) \quad = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( \frac{e^{\frac{v_{CE}}{V_T}}}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$



شکل 3.54: ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ کا آپس میں تعلق

مساوات 3.122 کو مساوات 3.123 پر تقسیم کرنے سے حاصل ہوتا ہے

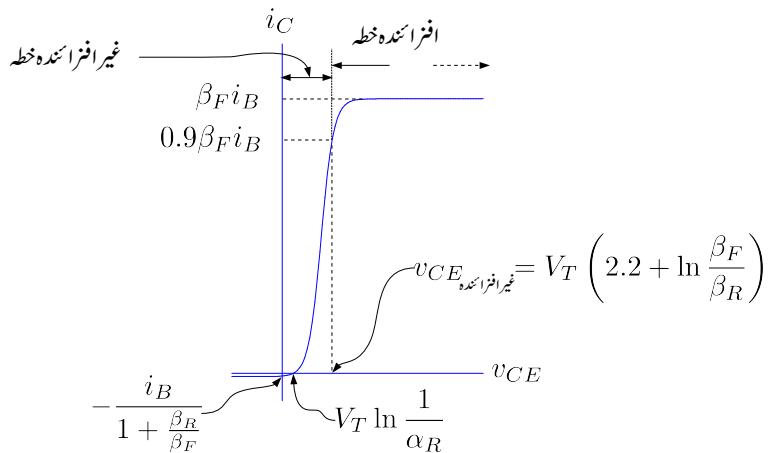
$$(3.125) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right) = \beta_F \frac{\left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{\left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} + \frac{\beta_F}{\beta_R} \right)}$$

اس مساوات سے  $v_{CE}$  کی مساوات حاصل کی جاسکتی ہے یعنی

$$(3.126) \quad v_{CE} = V_T \ln \left( \frac{\frac{1}{\alpha_R} + \frac{(i_C/i_B)}{\beta_R}}{1 - \frac{(i_C/i_B)}{\beta_F}} \right)$$

مندرجہ بالا اجبرا سے ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے ایمتر اور لکلٹر 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 3.55 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل سے واضح ہے کہ  $v_{CE}$  کو زیادہ بڑھانے سے برقی رو  $i_C$  بڑھتے بڑھتے برقرار ر قیمت ( $\beta_F i_B$ ) حاصل کر لیتی ہے۔ شکل میں افراکندہ اور غیر افراکندہ خطوں کی نمائندگی بھی کی گئی ہے۔ شکل میں ان دو خطوں کے سرحد کو طے کرنا دکھایا گیا ہے۔ جہاں  $i_C$  کی قیمت اس کے بلند تر قیمت کے نوے فی صد ہو (یعنی جہاں  $i_C = 0.9 \beta_F i_B$  ہو) یہی ان دو خطوں کے مابین حد ہے۔ مساوات 3.126 سے اس حد پر برقی دباؤ  $v_{CE}$  یوں حاصل کیا جاسکتا ہے

$$(3.127) \quad V_{CE} = V_{CE_{\text{نیافراکندہ}}} = V_T \ln \left( \frac{\frac{1+\beta_R}{\beta_R} + \frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right)$$



نکل 3.55: ابیرز-مال ریاضی نمونے سے حاصل کردہ ٹرانزسٹر کا خط

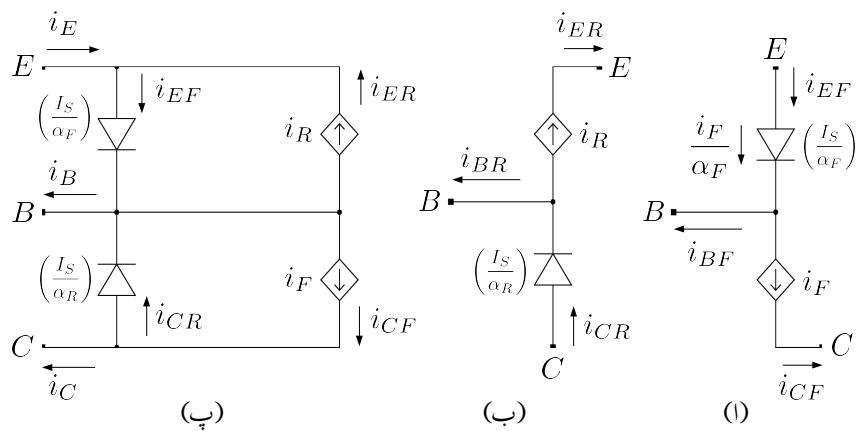
جسے  $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} = V_{CE, \text{گذشتہ}} + V_T \ln \frac{0.9\beta_F}{\beta_R}$  لکھتے ہیں۔ عموماً  $\beta_F$  کی قیمت  $\beta_R$  سے کئی گناہ زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو اس طرح بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.128) \quad V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} \approx V_T \ln \left( \frac{\frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right) = V_T \ln \frac{9\beta_F}{\beta_R} = V_T \left[ 2.2 + \ln \left( \frac{\beta_F}{\beta_R} \right) \right]$$

اگر  $\beta_F = 180$  اور  $\beta_R = 0.01$  تو  $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} = 0.2995 \text{ V}$   
 اگر  $\beta_F = 100$  اور  $\beta_R = 0.15$  تو  $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} = 0.21756 \text{ V}$   
 میں جہاں خاص طور بتایا ہے جائے جائے  $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} = 0.2 \text{ V}$  لیا جائے گا۔

صفحہ 276 پر شکل 3.35 میں دئے خطوط سے یہ غلط تاثر ملتا ہے کہ  $v_{CE} = 0 \text{ V}$  پر  $i_C = 0 \text{ A}$  ہوتا ہے۔ شکل 3.55 سے صاف ظاہر ہے کہ ایسا ہر گز نہیں۔  $v_{CE} = V_T \ln \frac{1}{\alpha_R} i_C = 0 \text{ A}$  کے برابر ہوتا ہے۔ اسی طرح  $i_C$  کی قیمت بھی بیہاں شکل پر دکھائی گئی ہے۔

کچھ ادوار مثلاً ٹرانزسٹر-ٹرانزسٹر 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 3.56: pnp ٹرانزسٹر کا ایبرز-مال ماذل

3.11.2 pnp ٹرانزسٹر کا ایبرز-مال ماذل

شکل 3.56 میں ایبرز-مال ریاضی نمونہ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل اف میں عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ان دونوں کو متوازی جوڑ کر شکل پ میں pnp ٹرانزسٹر کا مکمل ایبرز-مال ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ چونکہ عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر میں ایبرز-میں (E - B) جوڑ سیدھا مائل کیا جاتا ہے لہذا ٹرانزسٹر کے مساوات لکھتے وقت  $v_{EB}$  کا استعمال کیا جاتا ہے لہذا

$$i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{EB}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1 \right)$$

لکھے جائیں گے۔ امید کی جاتی ہے کہ آپ اس ریاضی نمونہ کو خود سمجھ سکیں گے۔

## 3.11.3 مال برداری ریاضی نمونہ

شکل 3.58 الف میں عمومی طرز پر مائل (یعنی سیدھا مائل)  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کا ایک اور ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جہاں  $i_{CF}$ ،  $i_{EF}$  وغیرہ لکھتے ہوئے ( $F$ ) کو بطور زیر نوشت استعمال کیا گیا ہے جو کہ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کو ظاہر کرتا ہے۔ عمومی طرز پر مائل کردہ (یعنی سیدھا مائل کردہ) ٹرانزسٹر کا میں۔ ایمپر جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا میں۔ ٹکلٹر جوڑ غیر چالو رکھا جاتا ہے۔ اس شکل میں تابع منج رو  $i_F$  استعمال کیا گیا ہے۔ وہ برقی رو ہے جو ایمپر خطيہ اور ٹکلٹر خطيہ کے ذریعہ باروں کی مال برداری سے پیدا ہوتا ہے۔ اسے سیدھے رخ مال برداری سے پیدا برقی رو کہہ سکتے ہیں۔

اس ریاضی نمونہ میں ایک عدد ڈائیڈ استعمال کیا گیا ہے جو دراصل ٹرانزسٹر کے میں۔ ایمپر جوڑ کے ڈائیڈ  $D_{BE}$  کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈائیڈ کے لبریزی برقی رو کو  $I_{SBE}$  لکھتے ہیں۔ موجودہ استعمال میں  $I_{SBE}$  کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.129) \quad I_{SBE} = \frac{I_S}{\beta_F}$$

شکل الف میں ڈائیڈ  $D_{BE}$  کے قریب تو سین میں بند  $I_{SBE}$  کی قیمت  $\frac{I_S}{\beta_F}$  کو یاد دہانی کے خاطر لکھا گیا ہے۔ اس طرح ڈائیڈ  $D_{BE}$  کے مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.130) \quad i_{DF} = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل الف کو دیکھتے ہم لکھ سکتے ہیں

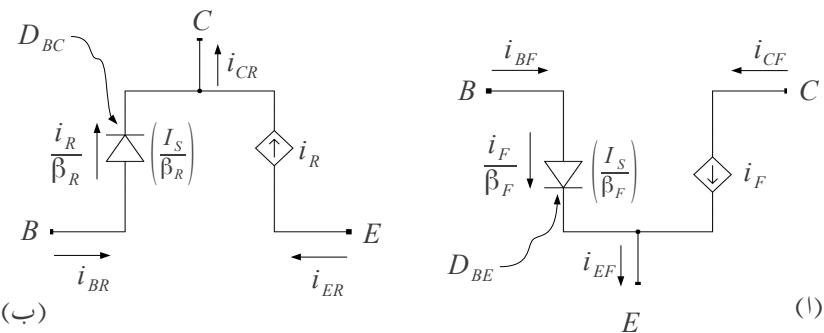
$$(3.131) \quad i_{CF} = i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.132) \quad i_{BF} = i_{DF} = \frac{i_F}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.133) \quad i_{EF} = i_{BF} + i_{CF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل 3.58 ب میں ٹرانزسٹر کے میں۔ ٹکلٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ میں۔ ایمپر جوڑ کو غیر چالو رکھ کر ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر (یعنی اتنا) مائل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ڈائیڈ  $D_{BC}$  استعمال کیا گیا ہے جو ٹرانزسٹر کے میں۔ ٹکلٹر جوڑ کے ڈائیڈ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس ڈائیڈ کے لبریزی برقی رو  $I_{SBC}$  کی قیمت مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.134) \quad I_{SBC} = \frac{I_S}{\beta_R}$$



شکل 3.57: npn ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

شکل (ب) میں یاد دہانی کی خاطر ڈائوڈ کے قریب اس تیمت کو تو سین میں بند لکھا گیا ہے۔ ڈائوڈ کے علاوہ ایک عدد قابو منع برقی رو  $i_R$  استعمال کیا گیا ہے جو ایکثر اور گلکھر خطوں کے مابین، میں خطے کے ذریعہ، باروں کے مال برداری سے پیدا برقی رو کو ظاہر کرتا ہے۔ استعمال ہونے والے  $i_R$  کا قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.135) \quad i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل ب کو دیکھتے ہوئے برقی رو کے مساوات لکھتے ہیں۔

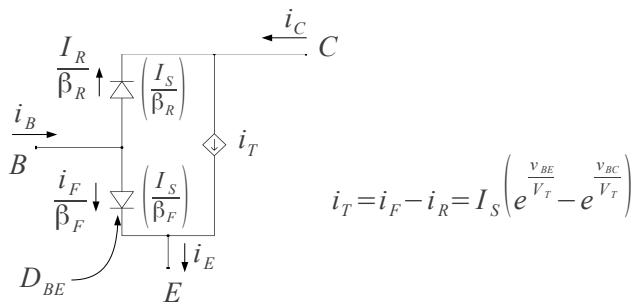
$$(3.136) \quad i_{ER} = i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.137) \quad i_{BR} = \frac{i_R}{\beta_R} = \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.138) \quad i_{CR} = i_{BR} + i_{ER} = \frac{i_R}{\alpha_R} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

ان مساوات میں (R) کو بطور زیر نوشت استعمال کیا گیا ہے جو غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کو ظاہر کرتا ہے۔ یہاں میں خطے میں غیر عمومی (یعنی الٹی) رخ باروں کے مال برداری سے حاصل برقی رو کو  $i_R$  کہا گیا ہے۔ یوں  $i_R$  کو الٹی رخ مال برداری سے پیدا برقی رو کہہ سکتے ہیں۔

شکل 3.57 کو افراستنڈہ، غیر افراستنڈہ اور منقطع تینوں خطوں میں ظاہر کرنے کی خاطر شکل 3.58 الف اور شکل ب کو متوازی جوڑ کر شکل 3.58 جاصل کیا گیا ہے جو npn ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ ہے۔ دونوں



شکل 3.58 npn ٹرانزسٹر کا مل برداری مذہل

اشکال کو متوازی جوڑتے وقت  $i_T$  اور  $i_R$  کے مجموع کو کھاگیا ہے یعنی

$$\begin{aligned}
 i_T &= i_F - i_R \\
 (3.139) \quad &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right)
 \end{aligned}$$

یوں  $i_T$  کو کسی بھی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر میں باروں کے مال برداری سے حاصل بر قی رو تصور کیا جاسکتا ہے۔ شکل 3.58 میں دکھائے مال برداری ریاضی نمونہ کو دیکھتے ہوئے، مساوات 3.131 اور مساوات 3.136 کے استعمال سے کسی بھی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کے مساوات حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ آئیں ان مساوات کو حاصل کریں۔ ایسا کرتے وقت دھیان رہے کہ  $i_{EF}$  کا رُخ ٹرانزسٹر کے سرے پر باہر جانب کو ہے،  $i_{ER}$  کا رُخ اندر کی جانب کو ہے،  $i_{CF}$  کا رُخ اندر جانب کو جبکہ  $i_{CR}$  کا رُخ باہر جانب کو ہے۔ یوں

$$(3.140) \quad i_C = i_{CF} - i_{CR}$$

$$(3.141) \quad i_E = i_{EF} - i_{ER}$$

$$(3.142) \quad i_B = i_{BF} - i_{BR}$$

$$\begin{aligned}
 i_C &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 (3.143) \quad &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( 1 + \frac{1}{\beta_R} \right) \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &= I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S - \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &\approx I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)
 \end{aligned}$$

اس مساوات کے حصول میں دوسری قدم پر  $\alpha = \frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta}$  کا استعمال کیا گیا جس سے حاصل کر کے استعمال کیا گیا۔ مساوات کے حصول کے آخری قدم پر  $I_S$  کو نظر انداز کیا گیا۔

$$\begin{aligned}
 i_E &= \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 (3.144) \quad &= I_S \left( 1 + \frac{1}{\beta_F} \right) \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
 &\approx I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) + \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)
 \end{aligned}$$

مساوات 3.144 کے حصول میں دوسری قدم پر  $\alpha = \frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta}$  کا استعمال کیا گیا جس سے حاصل کر کے استعمال کیا گیا۔ مساوات کے حصول کے آخری قدم پر  $I_S$  کو نظر انداز کیا گیا ہے۔

$$(3.145) \quad i_B = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 میں پہلی توسین بیس نقطے میں کل باروں کی مال برداری سے پیدا بر قی رو  $i_T$  کو ظاہر کرتا ہے جس کی قیمت 3.57 الف روپے یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(3.146) \quad i_T = i_F - i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right)$$

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  $i_E$  بر قی رو حاصل کریں۔

حل: شکل 3.58 کو دیکھتے ہوئے دو ڈائوڈ کے بر قی رو یوں لکھے جا سکتے ہیں۔

$$i_{D_{BE}} = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$i_{D_{BC}} = \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

اور یوں کر خوف کے قانون برائے بر قی رو سے  $i_B$  حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$(3.149) \quad i_B = i_{D_{BE}} + i_{D_{BC}}$$

$$(3.150) \quad = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

یہ بالکل مساوات 3.145 ہی حاصل ہوا ہے۔ اسی طرح کلکٹر اور ایمپٹر سروں پر کر خوف کے قانون برائے بر قی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.151) \quad i_C = i_T - i_{D_{BC}} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.152) \quad i_E = i_T + i_{D_{BE}} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

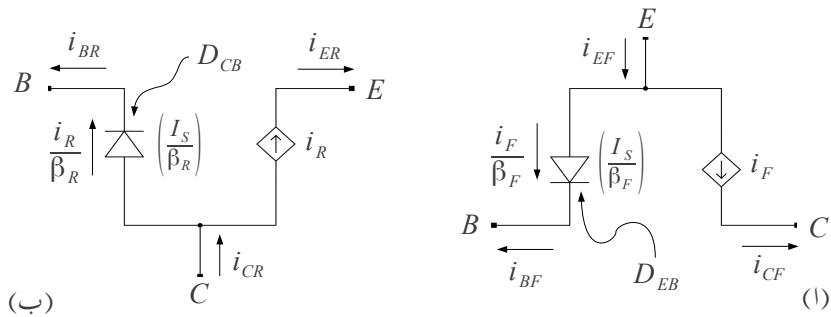
یہ بالکل مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 کے جواب ہی ہیں۔

---



---

مشق 3.1: مشق: شکل 3.59 کی مدد سے  $p-n-p$  ٹرانزسٹر کے مساوات لکھیں اور ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ حاصل کریں جسے شکل 3.60 میں دکھایا گیا ہے۔

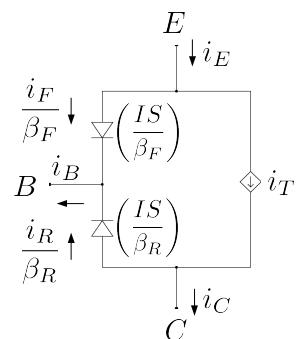


شکل 3.59: pnp ٹرانزسٹر کے مال برداری یا خی نمونہ کا حصول

ڈاپوڈ کے لبریزی بر قرو  
مندرجہ ذیل ہیں

$$I_{SD_{EB}} = \frac{I_S}{\beta_F}$$

$$I_{SD_{CB}} = \frac{I_S}{\beta_R}$$



شکل 3.60: pnp ٹرانزسٹر کا مال برداری یا خی نمونہ

عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر میں ایمپر - بیس جوڑ کو سیدھا مائل  $v_{EB} \geq 0V$  جبکہ لگلٹر - بیس جوڑ کو غیر چالو رکھا جاتا ہے جبکہ غیر عمومی طرز پر مائل کردہ  $pnp$  ٹرانزسٹر میں  $v_{EB}$  کو غیر چالو رکھا جاتا ہے جبکہ  $v_{CB}$  کو سیدھا مائل رکھا جاتا ہے۔ یوں سیدھے رُخ اور اٹھے رُخ باروں کے مال برداری سے پیدا برتنی روکے مساوات مندرجہ ذیل ہوں گے۔

$$(3.153) \quad i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{FB}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.154) \quad i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1 \right)$$

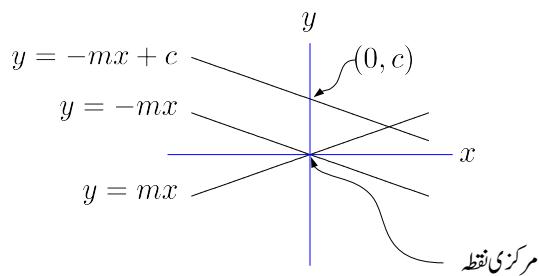
### 3.12 نفی کار

شکل 3.61 میں چند خطوط دکھائے گئے ہیں۔ آپ  $y = mx$  کے خط سے بخوبی واقف ہیں۔ یہ خط کار تینی محدود کے مرکزی نقطہ  $(0,0)$  سے گزرتا ہے۔ اسی شکل میں  $y = -mx$  کو بھی دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $x$  محور میں  $y = mx$  کا عکس لینے سے  $y = -mx$  حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $y = mx$  کو  $(0,0)$  سے  $(0,c)$  منتقل کیا جائے تو  $y = -mx + c$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح  $y = -mx$  کو  $(0,0)$  سے  $(0,c)$  منتقل کرنے سے  $y = mx + c$  حاصل ہوتا ہے۔

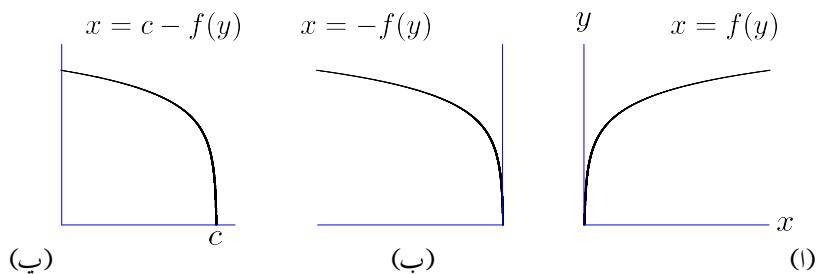
اسی طرح  $y = f(x)$  کا  $y$  محور میں عکس  $(y) = -f(x)$  ہو گا اور خط کو ثابت  $x$  جانب  $c$  اکائی منتقل کرنے سے  $x = f(y)$  حاصل ہوتا ہے۔ ان حقائق کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے۔

•  $y$  محور میں  $x = f(y)$  کا عکس لینے سے  $x = -f(y)$  حاصل ہوتا ہے۔

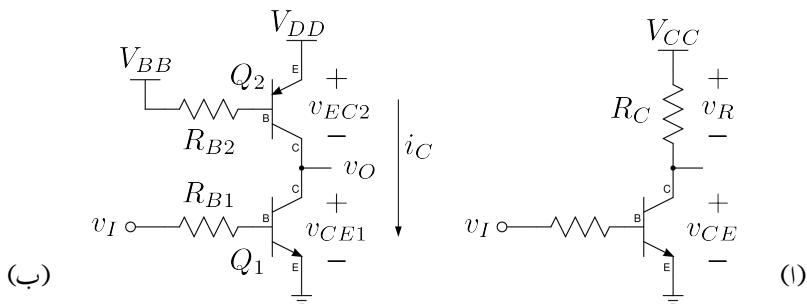
•  $x$  کو  $y$  محور پر ثابت جانب  $c$  اکائی منتقل کرنے سے  $x = f(y) + c$  حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.61: افقی محور میں عکس اور عمودی سمت میں منتقلی



شکل 3.62: عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی



شکل 3.63: نفی کار

شکل 3.62 اف میں  $x = f(y)$  جبکہ شکل ب میں اسی کا عمودی محور میں عکس  $(y) - f = x$  دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں عکس کو دائیں جانب  $c$  اکائی منتقل کرتے ہوئے  $y = c - f(x)$  حاصل کیا گیا ہے۔

ان معلومات کو مد نظر رکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ شکل 3.63 میں ٹرانزسٹر کا سادہ دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور پر ہم تفصیلیًّا بحث کر چکے ہیں۔ آئیں اس کے خط بوجھ کھپین۔ اس دور کے لئے لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_{CE} = V_{CC} - v_R$$

یہاں  $v_R = i_C R_C$  کے برابر ہے لہذا اسی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

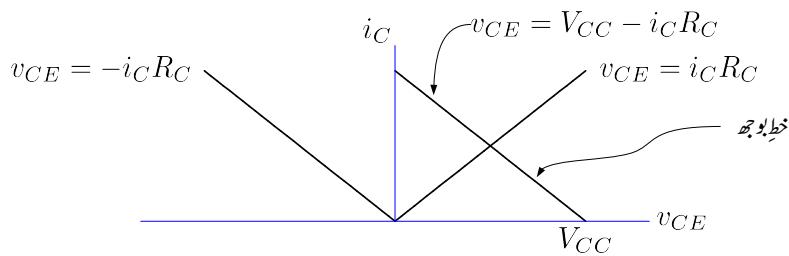
$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$$

$v_{CE}$  کو افني محور اور  $i_C$  کو عمودي محور پر رکھتے ہوئے  $v_{CE} = f(i_C)$  کو طرز پر کھینچا جاسکتا ہے۔ عمودي محور میں اس خط کا عکس لینے سے  $v_{CE} = -i_C R_C$  حاصل ہوتا ہے جسے  $V_{CC}$  کا ایسا افني محور پر داعی منتقل کرتے ہوئے خط بوجھ کر کھینچا جائے۔ اسی میں قدم باقاعدہ کرنا دکھایا گیا ہے۔

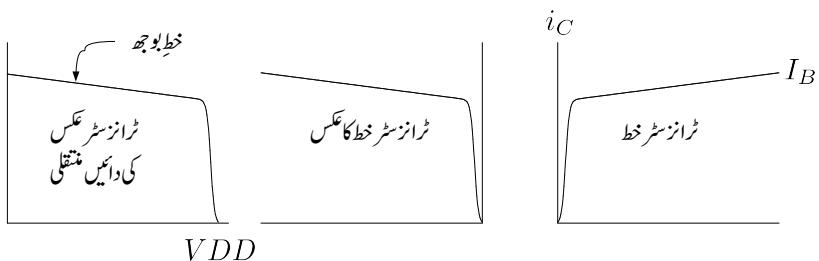
آنئں اب اصل موضوع پر غور کریں۔ شکل 3.63 ب میں نفی کار<sup>37</sup> دکھایا گیا ہے جو عددی ادوار<sup>38</sup> کا اہم ترین دور ہے۔ عددی ادوار میں ثبت منبع کو عموماً  $V_{DD}$  لکھا جاتا ہے۔ اسی لئے شکل میں  $V_{EE}$  یا  $V_{CC}$  کی جگہ  $V_{DD}$  لکھا گیا ہے۔ یہاں Q2 بطور رقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_{CE1} = V_{DD} - v_{EC2}$$

NOT gate<sup>37</sup>  
digital circuits<sup>38</sup>



شکل 3.64: خطِ بوجھ کا حصول۔



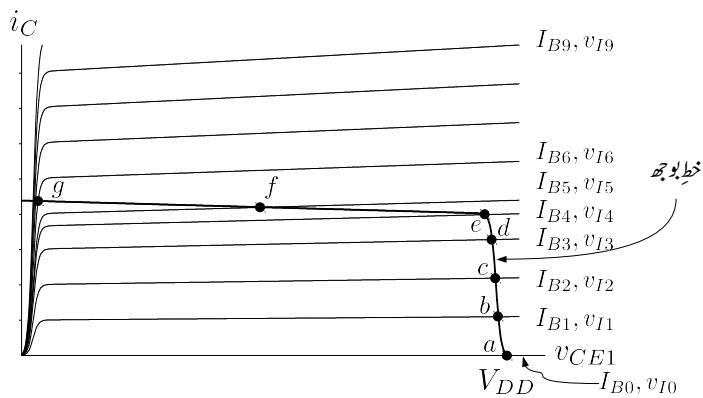
شکل 3.65: ٹرانزسٹر کے خط کی عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی۔

لکھا جا سکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی خطِ بوجھ کی مساوات ہے۔ عمودی محور میں  $f(i_C) = v_{EC2}$  کے خط کے عکس کو افقی محور پر دائیں جانب  $V_{DD}$  منتقل کرنے سے مندرجہ بالا مساوات کھینچا جا سکتا ہے۔ اس عمل کو شکل 3.65 میں قدم با قدم دکھایا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے ایمپٹر اور بیس پر یک سمتی برقی دباد مہیا کئے گئے ہیں لہذا اس کے بیس پر برقی رو  $I_B$  یک سمتی ہو گی جسے شکل سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$I_B = \frac{V_{DD} - V_{EB} - V_{BB}}{R_{B2}}$$

ٹرانزسٹر کے  $v_{EC2} = f(i_C)$  خطوط سے مراد  $pnp$  ٹرانزسٹر کے  $i_C$  بال مقابل  $v_{EC}$  خطوط ہیں جنہیں صفحہ 278 پر شکل 3.36 میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ موجودہ صورت میں  $Q_2$  کے بیس پر برقی رو تبدیل نہیں ہو رہی لہذا ان خطوط میں سے صرف اس خط کو چنانچہ گا جو حاصل کردہ  $I_B$  پر پایا جائے۔



شکل 3.66: ٹرانزسٹر خطوط پر خط بوجھ کھینچا گیا ہے۔

شکل 3.66 میں  $Q_1$  کے خطوط پر خط بوجھ کو کھینچا گیا ہے۔ اگر اس دور کو بطور ایک پلیفار استعمال کرنا مقصود ہو تو نقطہ کار کردگی کو  $f$  کے قریب رکھ کر زیادہ سے زیادہ حیطے کا خارجی اشارہ حاصل کرنا ممکن بنایا جاسکتا ہے۔ نقطہ کار کردگی کو  $f$  پر رکھنے کی خاطر  $Q_1$  کے بیس پر  $I_{B5}$  برقی رو درکار ہو گی۔ شکل 3.63 کو دیکھتے ہوئے  $Q_2$  کے بیس پر برقی رو کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے

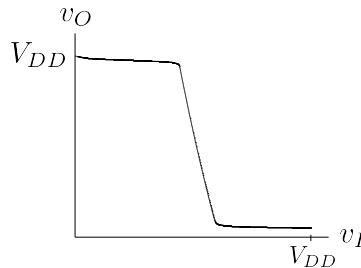
$$i_B = \frac{v_I - v_{BE}}{R_{B1}}$$

جہاں  $v_{BE} = 0.7\text{V}$  لیا جاتا ہے۔  $I_{B5}$  برقی رو حاصل کرنے کی خاطر  $v_I$  کی درکار قیمت  $v_{I5}$  اس مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ شکل 3.66 میں  $Q_1$  کے خطوط پر  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$ ,  $v_{I2}$ ,  $v_{I1}$  وغیرہ بھی لکھتے ہوئے گئے ہیں۔

عدوی ادوار میں عموماً  $V_{DD} = 5\text{V}$  ہوتا ہے جبکہ  $v_I$  کی دو ہی ممکنہ قیمتیں ہیں۔ یہ یا تو  $0\text{V}$  اور یا پھر  $5\text{V}$  ہوتا ہے۔ آئین  $I$  کی قیمت  $5\text{V}$  تا  $0\text{V}$  تبدیل کرتے ہوئے شکل 3.66 کی مدد سے  $v_O$  حاصل کریں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_O$  دراصل  $v_{CE1}$  کے ہی برابر ہے۔

$I_{B0} = 0\text{A}$  پر  $v_{I0} = 0\text{V}$  ہو گا اور  $Q_1$  کا نقطہ  $a$  پر ہو گا جہاں سے  $v_O = V_{DD} = 5\text{V}$  یعنی  $5\text{V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح مختلف نقاط پر  $v_O$  بال مقابل  $v_I$  حاصل کرتے ہوئے شکل 3.67 میں دکھایا گیا  $v_O$  بال مقابل  $v_I$  کا خط کھینچا جاتا ہے۔

صفحہ 503 پر حصہ 4.12 میں بہتر نفی کار پر غور کیا جائے گا۔



شکل 3.67: نفی کارکرد کا خارجی اشارہ بال مقابل داخلی اشارہ خط

## 3.13 باریک اشاراتی تجزیہ

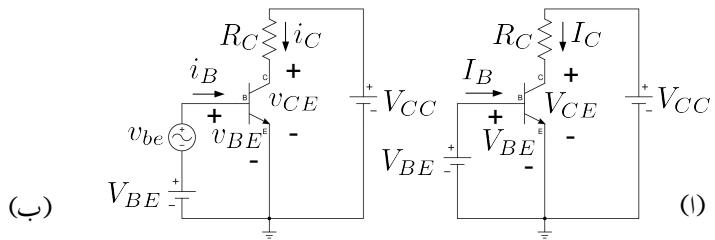
اس حصے میں کم تعداد پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جس کی مدد سے اگلے حصے میں ٹرانزسٹر کا پست تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کیا جائے گا۔ اسی ریاضی نمونے میں ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹروں کی شمولیت سے بلند تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے حصہ 6.11.1 میں حاصل کیا گیا ہے۔

## 3.13.1 ترمیمی تجزیہ

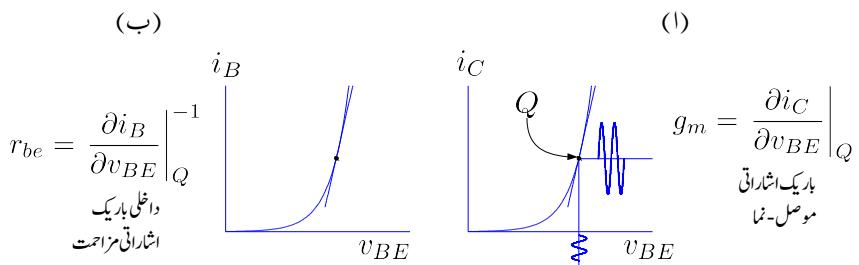
شکل 3.68 الف میں ٹرانزسٹر کا دور و کھایا گیا ہے جس کے داخلی جانب مائل کرنے والا بر قی دباؤ ٹرانزسٹر کو  $V_{BE}$  پر مائل کرتا ہے۔ شکل 3.69 الف میں یوں حاصل نقطہ کارکردگی  $Q$  دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.68 ب میں داخلی بر قی دباؤ  $V_{BE}$  کے ساتھ سلسہ وار بدلتا باریک اشارہ  $v_{be}$  جوڑا گیا ہے۔  $v_{be}$  کسی بھی شکل کا ہو سکتا ہے۔ یہاں اسے سائن نما تصور کیا گیا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر نقطہ مائل کے قریب قریب رہتے ہوئے خط  $v_{BE} - v_C - i$  پر چال قدی کرتا ہے۔ شکل 3.69 الف میں اس عمل سے پیدا باریک اشاراتی بر قی دباؤ  $v_{be}$  اور باریک اشاراتی بر قی رو  $i_c$  دکھائے گئے ہیں۔ یہاں طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ صفحہ 133 پر دئے حصہ 2.11 کو ایک مرتبہ دوبارہ دیکھیں۔

شکل 3.69 الف سے صاف واضح ہے کہ

$$(3.155) \quad i_c = g_m v_{be}$$



شکل 3.68: نقطہ مائل پر ٹرانزسٹر کی کارکردگی



شکل 3.69: باریک اشاراتی افراکش موصل-نما اور باریک اشاراتی داخی مزاجت

ہے جہاں

$$(3.156) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q$$

ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات حصہ 2.11 میں بطور مساوات 2.20 اور مساوات 2.21 پیش کئے گئے۔ مساوات 3.155 میں  $i_c(t)$  اور  $v_{be}(t)$  کی جگہ  $i_c$  اور  $v_{be}$  لکھا گیا ہے۔ مساوات میں بار بار تو سین میں بند  $t$  نہ لکھنے سے مساوات کچھ صاف دکھائی دیتے ہیں۔ مساوات 3.155 کے تحت ٹرانزسٹر کا خارجی باریک اشاراتی برقی رو  $i_c$  اس کے داخلی باریک اشاراتی برقی دباؤ  $v_{be}$  کے  $g_m$  گناہ ہے۔ اسی لئے  $g_m$  کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی افزائش موصليت۔ غا<sup>39</sup> کہتے ہیں جسے عموماً چھوٹا کر کے افزائش موصليت۔ غا یا صرف موصليت۔ غا<sup>40</sup> پکارا جاتا ہے۔

برقی رو تقسيم برقی دباؤ کو موصليت کہتے ہیں۔  $g_m$  ٹرانزسٹر کے خارجی جانب کے برقی رو اور اس کے داخلی جانب کے برقی دباؤ سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں یہ حقیقی موصليت نہیں ہے بلکہ اس کی مساوات موصليت کی مساوات سے مشابہت رکھتا ہے۔ یوں اسے  $g_m$  لکھا اور موصليت۔ غا<sup>41</sup> پکارا جاتا ہے۔  $g_m$  کی اکائی موصليت کی اکائی  $\frac{A}{V}$  یا سیمیتر<sup>42</sup> ہی ہے۔

### 3.13.2 باریک اشاراتی داخلی مزاحمت $r_{be}$ اور $r_{BE}$

ٹرانزسٹر کے داخلی جانب برقی دباؤ  $v_{BE}$  مہیا کرنے سے اس کے بیس سرے پر برقی رو  $i_B$  اور ایکٹر سرے پر برقی رو  $i_E$  پیدا ہوتا ہے۔ شکل 3.69 ب میں ٹرانزسٹر کا  $i_B - v_{BE}$  خط دکھایا گیا ہے۔ نقطہ کار کردگی پر  $i_B - v_{BE}$  خط سے ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $r_{be}$  یوں حاصل کیا جاتا ہے۔

$$(3.157) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q$$

یعنی اگر نقطہ کار کردگی پر اس خط کی ڈھلوان  $m$  ہو تو

$$r_{be} = \frac{1}{m}$$

small signal transconductance gain<sup>39</sup>  
transconductance gain<sup>40</sup>  
transconductance<sup>41</sup>  
Siemens<sup>42</sup>

ہو گا۔ اس کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.158) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

$r_{be}$  کو عمومی طور پر کتابوں میں  $r_\pi$  لکھا جاتا ہے۔

ٹرانزسٹر کا باریک اشارتی مراجحت حاصل کرتے وقت  $i_B$  کے بجائے اگر  $i_E$  لیا جائے تو ٹرانزسٹر کا باریک اشارتی مراجحت  $r_e$  حاصل ہو گا یعنی

$$(3.159) \quad r_e = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_Q$$

اگر نقطہ کار کردگی پر  $i_E v_{BE}$  خط کی ڈھلوان  $m_1$  ہو تو

$$(3.160) \quad r_e = \frac{1}{m_1}$$

ہو گا۔ اس کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.161) \quad r_e = \left. \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

### 3.13.3 تخلیلی تجربہ

اس حصے میں ارلی برق دباؤ  $V_A$  کو نظر انداز کیا جائے گا تیجھاً  $v_{CE}$  کا  $i_C$  پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس اثر کو بعد میں شامل کیا جائے گا۔ شکل 3.68 الف کے لئے مساوات 3.55 اور کرخوف کا قانون استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.162) \quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.163) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

جبکہ شکل ب میں

$$(3.164) \quad v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

اور

(3.165) 
$$i_C = I_C + i_c$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned}
 (3.166) \quad i_C &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
 &= I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} \\
 &= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}}
 \end{aligned}$$

مساوات 3.162 کی مدد سے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

(3.167) 
$$i_C = I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$$

اگر  $v_{be} \ll V_T$  ہو تو سلسلہ مکاروں کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

(3.168) 
$$i_C = I_C \left[ 1 + \frac{1}{1!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right) + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

اگر مساوات 3.168 کے تیرے جزو کی قیمت اس کے دوسرے جزو کی قیمت سے بہت کم ہو یعنی

$$\begin{aligned}
 (3.169) \quad \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 &\ll \frac{1}{1!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right) \\
 v_{be} &\ll 2 \times V_T
 \end{aligned}$$

تب اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

(3.170) 
$$i_C \approx I_C \left( 1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right)$$

مساوات 3.169 باریک اشارہ کی تخلیلی تحریف ہے۔ چونکہ

$$2 \times V_T = 2 \times 0.025 = 0.05 \text{ V}$$

کے برابر ہے لہذا  $v_{be}$  کو اس صورت باریک اشارہ تصور کیا جائے گا جب اس کی قیمت  $0.05 \text{ V}$  (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 ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مساوات کہتے ہیں۔

مثلاً 3.35: مساوات 3.168 اور مساوات 3.170 میں  $I_C = 1 \text{ mA}$  لیتے ہوئے کہ  $v_{be} = 10 \text{ mV}$  باریک اشارہ کے لئے  $i_C$  کی قیمت حاصل کریں اور دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔

حل: مساوات 3.168 سے

$$i_C = 10^{-3} \left[ 1 + \frac{1}{1!} \left( \frac{0.01}{0.025} \right) + \frac{1}{2!} \left( \frac{0.01}{0.025} \right)^2 + \dots \right] \approx 1.48 \text{ mA}$$

جبکہ مساوات 3.170 سے

$$i_C = 10^{-3} \left( 1 + \frac{0.01}{0.025} \right) = 1.4 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں باریک اشارتی مساوات کے استعمال سے جواب میں

$$\frac{1.48 - 1.4}{1.48} \times 100 = 5.4\%$$

کافر ق آتا ہے جو کہ قابلِ قبول ہے۔ یاد رہے کہ 10 mV سے کم اشارات کے لئے یہ فرق مزید کم ہو گا۔

مساوات 3.170 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.171) \quad i_C = I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

مساوات 3.165 کے ساتھ موازنہ کرنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ گلگھر برتنی رو  $i_C$  کے دو جزو ہیں۔ اس کا پہلا جزو وہی یک سمتی برتنی رو  $I_C$  ہے جسے شکل 3.68 میں حاصل کیا گیا جبکہ اس کا دوسرا جزو  $(\frac{I_C}{V_T} v_{be})$  باریک اشارہ پر مخصوص بدلتا جزو ہے یعنی

$$(3.172) \quad i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

اس مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے

$$(3.173) \quad i_c = g_m v_{be}$$

جہاں

$$(3.174) \quad g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

لیا گیا ہے۔ مساوات 3.173 سے ہم دیکھتے ہیں کہ بدلتی ٹکٹر برتنی رو  $i_c$  کی قیمت داخلی اشارہ  $v_{be}$  کے  $g_m$  گناہ ہے۔ جیسے کہ پہلے ذکر ہوا  $g_m$  کو ٹرانزسٹر کی افزائش موصلیت۔ نمایا صرف موصلیت۔ غما<sup>43</sup> کہا جاتا ہے اور اس کی پیمائش سیمیٹر<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۔ نمایکی قیمت ٹرانزسٹر کے یک سمتی برتنی رو  $I_C$  کے برابر راست تناسب ہے۔ یوں  $I_C$  کی قیمت دگنی کرنے سے  $g_m$  کی قیمت بھی دگنی ہو جائے گی۔

مثال 3.36: افزائش موصلیت۔ نمایکی قیمت  $0.1 \text{ mA}$ ،  $1 \text{ mA}$  اور  $10 \text{ mA}$  کے یک سمتی برتنی رو پر حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.174 کی مدد سے  $I_C = 0.1 \text{ mA}$  پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4 \text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح  $I_C = 1 \text{ mA}$  پر  $I_C = 10 \text{ mA}$  اور

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS}$$

پر  $I_C = 10 \text{ mA}$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{10 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.4 \text{ S}$$

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  $v_{be}$  اور  $i_c$  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 3.69 میں دکھایا گیا ہے، مندرجہ بالا مساوات کے مطابق  $g_m = i_C / v_{BE}$  ٹرانزسٹر کے مماس کی ڈھلوان ہے۔ اس مساوات کو مزید بہتر یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(3.182) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q$$

مساوات 3.182 افراش موصیت-نا  $g_m$  کی ترسیلی تعریف ہے۔

جیسا کہ شکل 3.69 سے واضح ہے کہ  $i_C - v_{BE}$  خط کی ڈھلوان ہر نقطے پر مختلف ہے۔ یوں  $g_m$  کی مقدار اسی نقطے پر حاصل کرنا ضروری ہے جس پر ٹرانزسٹر مائل کیا گیا ہو۔ مساوات 3.182 میں دیکھ باتھ تفرق لیتے وقت نقطہ کارکردگی  $Q$  کو بھی مد نظر رکھا گیا ہے۔

مساوات 3.182 استعمال کرتے ہوئے مساوات 3.174 کو نہیت آسانی سے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

پہلے گلکٹر برقی روکی مساوات کا تفرق لیتے ہیں۔

$$(3.183) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$\frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} = \frac{I_S}{V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

مساوات 3.182 کے تحت نقطہ کارکردگی پر اس تفرق کی قیمت ہی  $g_m$  ہے۔ نقطہ کارکردگی پر اس مساوات کی قیمت حاصل کرنے کی خاطر  $v_{BE} = V_{BE}$  استعمال کرتے ہیں جہاں  $(V_{BE}, I_C)$  نقطہ مائل ہے۔

$$g_m = \left. \frac{i_C}{V_T} \right|_{v_{BE}=V_{BE}}$$

$$= \frac{I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{V_T}$$

مساوات 3.162 کا سہارا لیتے ہوئے اس کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.184) \quad g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

شکل 3.69 ب میں ٹرانزسٹر کا  $i_B - v_{BE}$  خط گراف کیا گیا ہے۔ نقطہ مائل پر خط کے ڈھلوان سے ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت  $r_{be}$  حاصل کیا جاسکتا ہے یعنی

$$(3.185) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

چونکہ  $i_C = \beta i_B$  لہذا

$$(3.186) \quad i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

لکھا جائے گا۔ ان دو مساوات کی مدد سے  $r_{be}$  کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ مساوات 3.186 کا تفرق لیتے ہیں

$$\frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} = \frac{I_S}{\beta V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

اور اس تفرق کی نقطہ کارکردگی پر قیمت حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $v_{be} = V_{BE}$  استعمال کرنا ہو گا۔ یوں

$$\left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{BE}=V_{BE}} = \frac{I_S}{\beta V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 3.162 کا سہارا لیتے ہوئے اسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$\left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{BE}=V_{BE}} = \frac{I_C}{\beta V_T}$$

اور چونکہ

$$r_{be} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{BE}=V_{BE}}^{-1}$$

ہوتا ہے لہذا

$$(3.187) \quad r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مزید یہ کہ مساوات 3.184 کی مدد سے اسے یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.188) \quad r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$\beta = r_{be} g_m$$

یا گزشتہ دو مساوات ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $r_{be}$  کے حصول کے لئے استعمال کئے جاتے ہیں۔ مساوات 3.188 سے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ  $\beta$  کے غیر متغیر ہونے کی وجہ سے اگر کسی ٹرانزسٹر کا برقی رو  $I_C$  بڑھا کر اس کا  $g_m$  بڑھایا جائے تو ٹرانزسٹر کا  $r_{be}$  کم ہو جائے گا۔

بالکل  $r_{be}$  کے حصول کے طرز پر اگر  $i_E - v_{BE}$  کے خط سے شروع کیا جائے تو باریک اشاراتی مزاحمت  $r_e$  حاصل کیا جاسکتا ہے جہاں

$$(3.189) \quad r_e = \left. \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

ہے۔ آئیں ایسا ہی کریں۔

$$(3.190) \quad \begin{aligned} i_E &= \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} &= \frac{I_S}{\alpha V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ \left. \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \right|_Q &= \frac{I_S}{\alpha V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \\ &= \frac{I_C}{\alpha V_T} \end{aligned}$$

یوں

$$(3.191) \quad r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.192) \quad r_e = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

مساوات 3.191 میں  $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$  لیتے ہوئے اس کا مساوات 3.187 کے ساتھ موازنہ کرنے سے حاصل ہوتا ہے۔

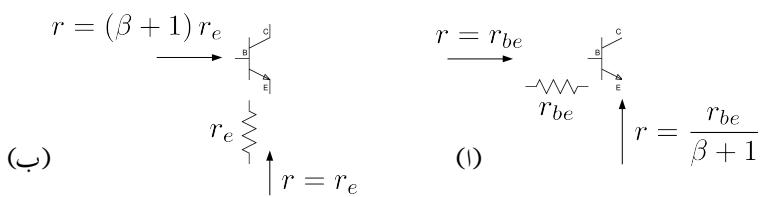
$$(3.193) \quad r_e = \frac{r_{be}}{\beta+1}$$

اس کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.194) \quad r_{be} = (\beta+1) r_e$$

$r_{be}$  اور  $r_e$  دراصل ایک ہی مزاحمت کے دو شکلیں ہیں۔ آئیں اس حقیقت پر غور کریں۔ آپ نے حصہ میں دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے ایمپٹ پر جٹے مزاحمت  $R_E$  کا عکس میں جانب  $R_E (\beta+1)$  نظر آتا ہے۔ اسی طرح اس کے میں جانب مزاحمت  $R_B$  کا عکس ایمپٹ جانب  $\frac{R_B}{(\beta+1)}$  نظر آتا ہے۔ ان نتائج کو یہاں استعمال کرتے ہیں۔

$r_{be}$  وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے میں جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے جبکہ  $r_e$  وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے ایمپٹ جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے۔ اگر  $r_{be}$  کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت تصور کیا جائے تو ٹرانزسٹر کے میں جانب  $r_{be}$  نظر آئے گا جبکہ اس کے ایمپٹ جانب سے دیکھتے ہوئے ہمیں  $\frac{r_{be}}{(\beta+1)}$  نظر آئے گا۔ مساوات 3.193 میں کچھ کہتا ہے۔ اسی طرح اگر  $r_e$  کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت تصور کیا جائے تو



شکل 3.70: پاریک اشاراتی داخلی مزاحمت اور ان کے عکس

ٹرانزسٹر کے ایمپر جانپ سے  $r_e$  نظر آئے گا جبکہ اس کے بیس جانپ سے دیکھتے ہوئے ہمیں  $(\beta + 1) r_e$  نظر آئے گا۔ مساوات 3.194 یہی کہتا ہے۔ شکل 3.70 ان حقائق کے تصوراتی ایکال پیش کرتا ہے۔

**مثال 3.37:**  $pnp$  ٹرانزسٹر کے مساوات حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.55 کو استعمال کرتے ہوئے

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{EB}} \right|_Q$$

$$= I_s e^{\frac{V_{EB}}{V_T}}$$

یعنی

$$(3.195) \quad g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح  $i_B = \frac{i_C}{\beta}$  لکھتے ہوئے

$$(3.196) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial v_{EB}}{\partial i_B} \right|_O = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{EB}} \right|_O^{-1} = \frac{\beta V_T}{I_C} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$اور i_E = \frac{i_C}{\gamma} \text{ لکھتے ہوئے}$$

$$(3.197) \quad r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C} = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ خارجی مزاحمت  $r_o$  ایکریز مال برق دباؤ سے یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(3.198) \quad r_o = \frac{\Delta v_{EC}}{\Delta i_C} \Bigg|_Q = \frac{V_A + V_{EC}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$


---

### 3.14 پست تعدادی ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے باریک اشارات

گزشتہ حصے میں ہم نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردوگی پر اس کی افراش موصل-نما  $g_m$  اور داخلی مزاحمت  $r_{be}$  حاصل کی جاسکتی ہے۔ ان دونوں مساواتوں کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$(3.199) \quad g_m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}} = \frac{i_c}{v_{be}}$$

$$(3.200) \quad r_{be} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} = \frac{v_{be}}{i_b}$$

جنہیں یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.201) \quad i_c = g_m v_{be}$$

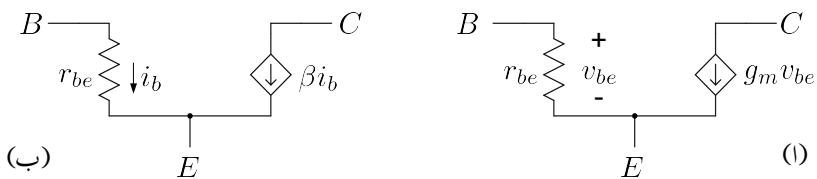
$$(3.202) \quad i_b = \frac{v_{be}}{r_{be}}$$

ان مساوات کے مطابق مائل کردہ ٹرانزسٹر پر داخلی جانب باریک اشارہ  $v_{be}$  لاگو کرنے سے اس کے داخلی جانب میں سرے پر بر قی رو  $i_b$  پیدا ہوتا ہے جبکہ اس کے خارجی جانب بر قی رو  $i_c$  پیدا ہوتا ہے۔ یہ دو مساوات ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی کار کردوگی بیان کرتے ہیں۔ اگرچہ مساوات 3.201 کے مطابق  $i_c$  صرف  $v_{be}$  پر منحصر ہے، حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور  $i_c$  کی قیمت خارجی بر قی دباؤ  $v_{CE}$  پر بھی منحصر ہوتا ہے۔ فی الحال  $i_c$  پر  $v_{CE}$  کے اثر کے بحث کو ملتوی کرتے ہیں اور مندرجہ بالا دو مساوات کو ٹرانزسٹر کی مکمل باریک اشاراتی کار کردوگی بیان کرنے والے مساوات مان لیتے ہیں۔

شکل 3.71 الف پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس دورے سے

$$v_{be} = i_b r_{be}$$

$$i_c = g_m v_{be}$$



شکل 3.71: پست تعددی مارک اشاراتی پائے رماضی نمونہ

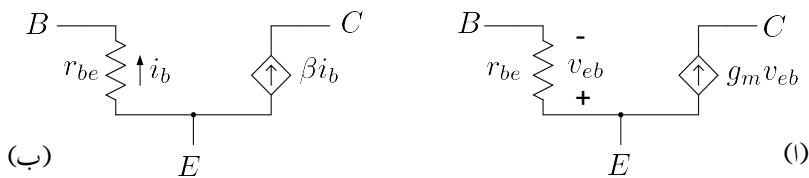
مساوات حاصل ہوتے ہیں جو کہ مساوات 3.202 اور مساوات 3.203 ہی ہیں۔ یوں یہ دور ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی کارکردگی ہی بیان کرتا ہے، المذا یہ دور ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ ہی ہے۔ اس کا عمومی نام ٹرانزسٹر کا پست تعددی باریک اشاراتی پائیے ( $\pi$ ) ریاضی نمونہ<sup>45</sup> ہے جسے چھوٹا کر کے صرف  $\pi$  ریاضی نمونہ یا پائیئر ریاضی نمونہ یا کارا چاتا ہے۔

شکل 3.71 ب میں ریاضی نمونہ کا قدر مختلف دور دکھایا گیا ہے۔ مساوات 3.188 اور مساوات 3.202 کے استعمال سے

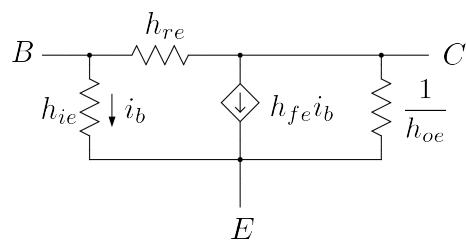
$$\beta i_b = \beta \frac{v_{be}}{r_{he}} = g_m v_{be}$$

لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ دونوں اشکال سے حاصل جوابات یکساں ہیں۔ شکل 3.71 اور شکل ب اس کتاب میں بار بار استعمال کئے جائیں گے۔

شکل 3.72 میں  $pnp$  ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونے دکھائے گئے ہیں جہاں برقی روکی سمتیں شکل 3.71 کے الٹ ہیں۔ اسی طرح یہاں  $v_{be}$  کی جگہ  $v_{eb}$  استعمال کیا گیا ہے۔ اگر  $pnp$  کے ان ریاضی نمونوں میں  $v_{eb}$  کی جگہ  $v_{be}$  لکھا جائے تو تابع منج روکی سمت الٹ ہو جائے گی اور یوں شکل 3.71 ہی حاصل ہو گا۔ اس طرح ہم دیکھتے ہیں کہ  $pnp$  کے لئے بھی شکل 3.71 کے ریاضی نمونے استعمال کئے جاسکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔ شکل 3.73 میں پائے ریاضی نمونے کی ایک اور نہایت مقبول شکل وکھانی گئی ہیں جہاں تمام اجزاء



شکل 3.72: کاپڈیک اشاراتی  $\pi$  ریاضی نمونہ



شکل 3.73: پائے ریاضی نمونے کی ایک اور مقبول شکل

کے نام  $h$  سے شروع ہوتے ہیں۔ ان اجزاء کو  $h$  اجزاء ہی پکارا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دراصل

$$h_{ie} = r_{be}$$

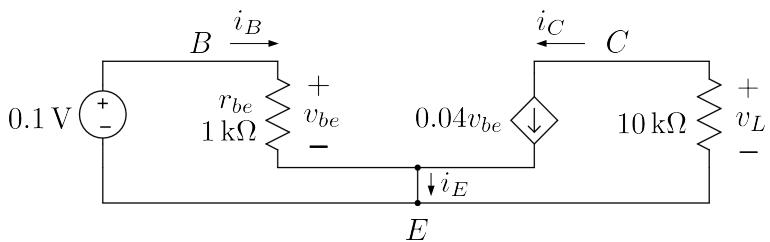
$$h_{fe} = \beta$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o}$$

$$h_{re} = \infty$$

ہیں۔ صنعت کار عموماً ٹرانزسٹر کے  $h$  اجزاء فراہم کرتے ہیں۔  $h$ -ریاضی نمونے پر مزید کوئی بات نہیں کی جائے گی۔

مثال 3.38: شکل 3.71 میں  $B$  اور  $E$  کے درمیان  $0.1\text{ V}$  کا برقی دباؤ مہیا کریں اور  $C$  اور  $E$  کے درمیان  $10\text{ k}\Omega$  کی مزاحمت نسب کریں۔ اگر  $g_m = 0.04\text{ S}$  اور  $r_{be} = 1\text{ k}\Omega$  ہوں تو نسب کچے گے مزاحمت پر برقی دباؤ کیا ہو گا۔ شکل 3.71 کی جگہ شکل 3.72 استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔



شکل 3.74

حل: شکل 3.74 میں دور دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$v_{BE} = 0.1 \text{ V}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یہاں

$$i_C = 0.04 \times 0.1 = 4 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ E جوڑ پر کرنوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

$$i_E = i_B + i_C = 4.1 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

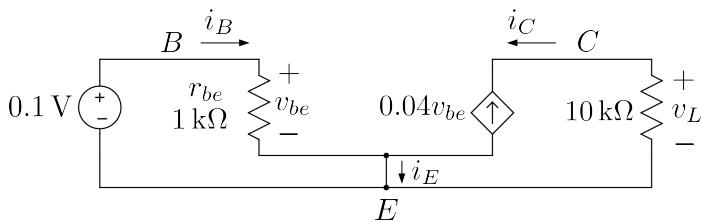
آئیں شکل 3.75 کو استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ اس شکل میں شکل 3.72 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ یہاں

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$v_{eb} = -0.1 \text{ V}$$

ہیں۔ چونکہ یہاں  $i_C = -g_m v_{eb}$  اور  $i_C = g_m v_{eb}$  کے سمتیں آپس میں الٹ ہیں لہذا لکھا جائے گا۔ یہاں

$$i_C = -0.04 \times (-0.1) = 4 \text{ mA}$$



: 3.75 ٹکل

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

$$i_E = i_B + i_C = 4.1 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

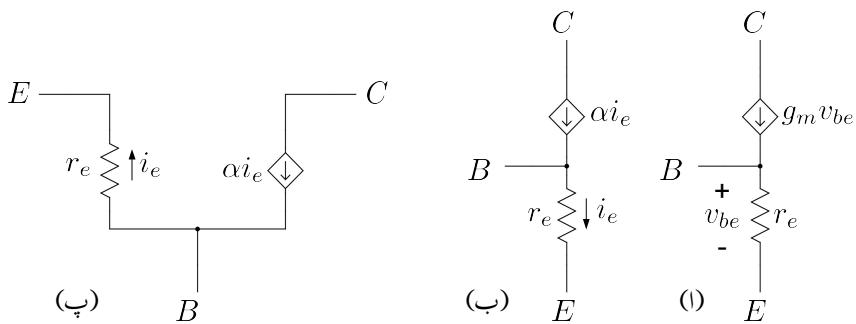
دونوں اشکال کے جوابات بالکل یکساں ہیں۔ یہی وجہ ہے کہ  $pnp$  کے لئے بھی شکل 3.71 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔

### 3.14.1 $T$ ریاضی نمونہ

گزشتہ حصے میں ہم نے دیکھا کہ پائے ریاضی نمونہ کو حل کرنے سے ٹرانزسٹر کے مساوات (یعنی مساوات 3.201 اور مساوات 3.202) حاصل ہوتے ہیں اور یوں اسے ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جا سکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے کے علاوہ بھی ادوار بنائے جا سکتے ہیں جن سے انہیں مساوات کا حصول ممکن ہے۔ ایسے تمام ادوار کو بھی ٹرانزسٹر کے ریاضی نمونے تصور کیا جا سکتا ہے۔ ان میں  $T$  ریاضی نمونہ<sup>46</sup> خاصہ مقبول ہے۔ ایمپر مشترک<sup>47</sup> اور کلکٹر مشترک

<sup>46</sup> ٹی ریاضی نمونہ کی شکل انگریزی کے حروف تہجی T کی مانند ہے۔ اسی لئے اس کو ٹی ریاضی نمونہ کہتے ہیں۔

<sup>47</sup> مشترک ایمپ، مشترک کلکٹر اور مشترک میں کی پیچان حصہ 3.19 میں کی گئی ہے۔



شکل 3.76: ریاضی نمونہ

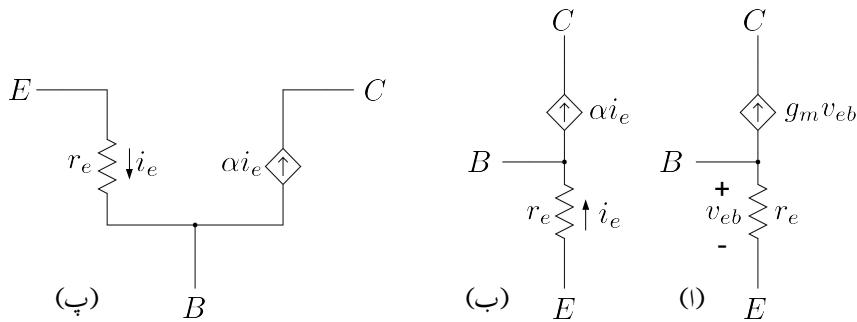
ادوار حل کرتے ہوئے عموماً پائے ریاضی نمونے ہی استعمال کیا جاتا ہے جبکہ بیس مشترک ادوار کو T ریاضی نمونے کی مدد سے زیادہ آسانی سے حل کرنا ممکن ہوتا ہے۔  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ہوئے npn کے T ریاضی نمونے کے مختلف اشکال کو شکل 3.76 میں دکھایا گیا ہے۔ انہیں ریاضی نمونے میں C اور E کے مابین  $r_o$  نسب کرتے ہوئے  $r_o$  کے اثر کو بھی شامل کیا جاسکتا ہے۔

شکل 3.76 الف میں چونکہ C سرے کے ساتھ تابع منبع روسلسلہ وار جڑا ہے لہذا  $i_c = g_m v_{be}$  ہو گا۔ اُوہم کے قانون کے مطابق اگر  $r_e$  پر  $v_{be}$  برقراری دباو پایا جائے تو  $i_e = \frac{v_{be}}{r_e}$  ہو گا۔ کرخوف کے قانون برائے برقراری دباو کے تحت  $i_b = i_e - i_c = i_e - i_c$  ہو گا۔ آئیں اس کی قیمت حاصل کریں۔ چونکہ

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

$$r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha V_T}{I_C}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$



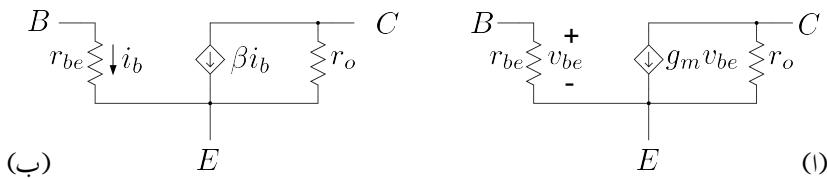
شکل 3.77 کے  $pnp$  ریاضی نمونہ

بین المذا

$$\begin{aligned}
 i_b &= i_e - i_c \\
 &= \frac{v_{be}}{r_e} - g_m v_{be} \\
 &= v_{be} \left( \frac{I_C}{\alpha V_T} - \frac{I_C}{V_T} \right) \\
 &= \frac{I_C}{V_T} v_{be} \left( \frac{1 - \alpha}{\alpha} \right) \\
 &= \frac{I_C}{V_T} v_{be} \frac{1}{\beta} \\
 &= \frac{v_{be}}{r_{be}}
 \end{aligned}$$

پس  $T$  ریاضی نمونے سے بھی ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی مساوات حاصل ہوتے ہیں اور یوں اسے ابطور ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ استعمال کیا جاسکتا ہے۔ شکل ب میں  $\pi$ -ریاضی نمونے کی دوسری مکمل صورت دکھائی گئی ہے جہاں  $i_c = \alpha i_e$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ شکل پ میں  $\pi$ -ریاضی نمونے کو پائے  $\pi$  طرز پر بنایا گیا ہے۔

شکل 3.77 میں  $pnp$  کا  $T$  ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ یہاں بھی اگر  $v_{be}$  کی جگہ  $v_{eb}$  لکھا جائے تو شکل میں تابع منع روکی سمت الٹ ہو جائے گی اور یوں اس سے شکل 3.76 ہی حاصل ہو گا۔ اس کا مطلب ہے کہ  $pnp$  کے لئے بھی شکل 3.76 کے ریاضی نمونے استعمال کرنے جاسکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔



شکل 3.78: پائے ریاضی نمونہ بعد خارجی مزاحمت  $r_0$

3.14.2 پائے ریاضی نمونہ بعد خارجی مزاحمت  $r_0$

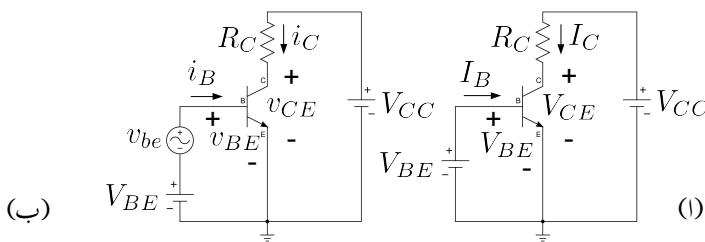
مساوات 3.62 ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی خارجی مزاحمت  $r_0$  دیتا ہے۔  $i_C$  پر  $v_{ce}$  کے اثرات کو ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ میں  $r_0$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ شکل 3.78 میں پائے ریاضی نمونہ بعد خارجی مزاحمت  $r_0$  دکھائے گئے ہیں۔

### 3.15 یک سمی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

شکل 3.79 میں ٹرانزسٹر کا یک سمی دو دکھایا گیا ہے جہاں  $V_{BE}$  ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردگی تعین کرتا ہے۔ شکل ب میں  $V_{BE}$  کے ساتھ سلسلہ وار باریک اشارہ  $v_{be}$  جوڑا گیا ہے جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر نقطہ ماکل کے قریب۔ قریب  $i_C - v_{BE}$  خط پر چال قدمی کرتا ہے۔ شکل اف میں تمام متغیرات یک سمی ہیں لہذا  $i_C$  کو  $I_C$  اور  $v_{BE}$  کو  $V_{BE}$  لکھا جائے گا۔ یوں مساوات 3.55 اور کرخوف کا قانون برائے برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے شکل اف کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.203) \quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.204) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$



کھل 3.79: یک سختی اور بدلت مختبرات کی علیحدگی

جبکہ شکل ب کے لئے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$\begin{aligned} i_C &= I_C + i_c \\ &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \\ &= I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر مساوات 3.203 کا سہارا لیا گیا۔ سلسلہ مکارن کی مدد سے اس کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$i_C = I_C \left[ 1 + \frac{1}{1!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right) + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

باریک اشارات کے لئے اس مساوات کے پہلے دو جزو لینا کافی ہوتا ہے اور یوں

$$i_C \approx I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ تقریباً برابر کی علامت  $\approx$  کی جگہ برابر کی علامت  $=$  استعمال کرتے ہوئے مساوات 3.184 کے استعمال سے حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned} i_C &= I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be} \\ I_C + i_c &= I_C + g_m v_{be} \end{aligned}$$

اور یوں

(3.205) 
$$i_c = g_m v_{be}$$

اسی طرح شکل 3.79 ب کے خارجی جانب

$$\begin{aligned} v_{CE} &= V_{CC} - i_C R_C \\ V_{CE} + v_{ce} &= V_{CC} - (I_C + i_c) R_C \\ V_{CE} + v_{ce} &= V_{CC} - I_C R_C - i_c R_C \\ \underbrace{V_{CE} - V_{CC} + I_C R_C}_{=0} + v_{ce} &= -i_c R_C \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر مساوات 3.204 کی مدد حاصل کی گئی۔ مساوات 3.205 کو استعمال کرتے ہوئے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

(3.206) 
$$v_{ce} = -g_m R_C v_{be}$$

جس سے باریک اشاراتی افراش بر قی دباؤ  $A_v$  حاصل کی جاسکتی ہے۔

(3.207) 
$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_C$$

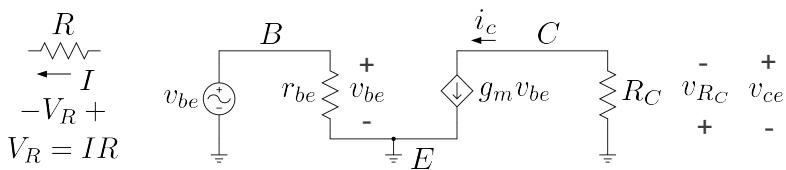
مساوات 3.203 اور مساوات 3.204 سے شکل 3.79 میں یک سمیٰ متغیرات  $I_C$  اور  $V_{CE}$  حاصل ہوتے ہیں جبکہ مساوات 3.205 اور مساوات 3.206 سے اسی شکل کے بدلتے متغیرات  $i_c$  اور  $v_{ce}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یک سمیٰ متغیرات شکل الف سے حاصل کئے گئے جہاں بدلتے متغیرات موجود نہیں۔

شکل 3.71 الف میں دئے گئے ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے پر داخلی جانب  $v_{be}$  لاگو کرتے ہوئے اور اس کے خارجی جانب مزاحمت  $R_C$  جوڑنے سے شکل 3.80 حاصل ہوتا ہے جس سے

(3.208) 
$$i_c = g_m v_{be}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات 3.205 ہے جسے اصل ٹرانزسٹر کا دور حل کرتے حاصل کیا گیا تھا۔

اسی طرح  $V_{R_C}$  کو اُوہم کے قانون کی مدد سے حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں باکیں جانب اُوہم کے قانون کا صحیح استعمال دکھایا گیا ہے جہاں مزاحمت  $R$  میں اگر بر قی رو  $I$  داکیں سرے سے داخل ہو تو اُوہم کا قانون استعمال کرتے وقت بر قی دباؤ  $V_R$  کا ثابت طرف مزاحمت کا وہ سرالیا جاتا ہے جہاں سے مزاحمت میں بر قی رو داخل ہو۔ یوں اُوہم کے قانون سے



شکل 3.80: باریک اشاراتی مساوی دور

$$(3.209) \quad \begin{aligned} v_{R_C} &= i_c R_C \\ &= g_m R_C v_{be} \end{aligned}$$

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  $v_{ce} = -v_{R_C}$ )۔ یوں

$$(3.210) \quad v_{ce} = -g_m R_C v_{be}$$

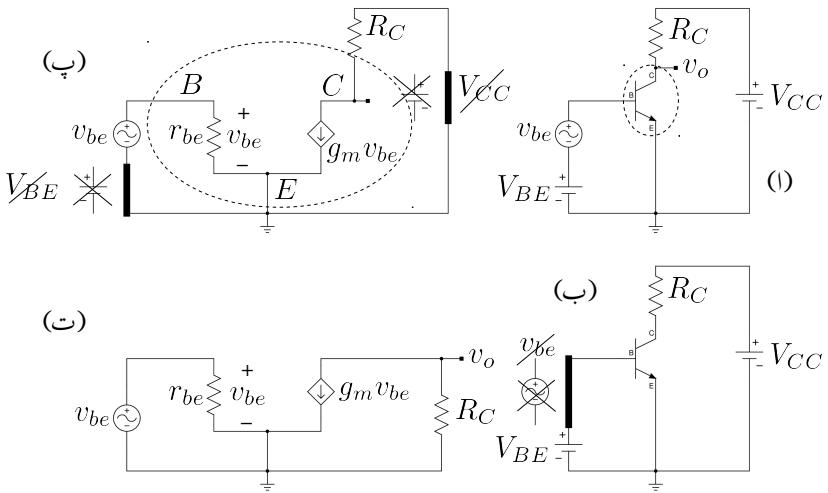
حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات ہی ہے جسے اصل ٹرانزسٹر کا دور حل کرتے حاصل کیا گیا تھا۔

مندرجہ بالا مساوات سے باریک اشاراتی انفرائش بر قی دباؤ  $A_v$  حاصل ہوتی ہے۔

$$(3.211) \quad A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_C$$

ہم دیکھتے ہیں کہ شکل 3.79 ب میں دئے گئے دور کے بدلتے متغیرات شکل 3.81 کو حل کرنے سے بھی حاصل کے جاسکتے ہیں۔ یہ ایک انتہائی اہم نتیجہ ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے ادوار کو قلم و کاغذ پر حل کرتے استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل 3.81 میں دکھایا دور شکل 3.79 ب کا مساوی باریک اشاراتی دور ہے۔

آئیں شکل 3.81 کی مدد سے دیکھیں کہ کسی بھی ٹرانزسٹر دور کے مساوی یک سمتی اور مساوی باریک اشاراتی ادوار کیسے حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہم نے اوپر دیکھا کہ بدلتے متغیرات کے مساوات میں تمام یک سمتی متغیرات کو کٹ جاتے ہیں۔ یوں کسی بھی دور کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کرتے وقت دور میں تمام یک سمتی منبع کی قیمتیں صفر کر دیں جاتی ہیں اور ٹرانزسٹر کی جگہ ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کر دیا جاتا ہے۔ یک سمتی منبع بر قی دباؤ کی قیمت صفر کرنے کی خاطر ان کے دونوں سرے قصر دور تصور کئے جاتے ہیں۔ اگرچہ موجودہ مثال میں یک سمتی منبع بر قی رو استعمال نہیں کیا گیا لیکن اگر ایسا کیا جائے تو یک سمتی منبع بر قی رو کی قیمت صفر کرنے کی خاطر اس کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔



شکل 3.81: (أ) اصل دور، (ب) مساوی یک سمتی دور، (ت) مساوی باریک اشاراتی دور

آنئیں اب شکل 3.81 کے مساوی دور کے مساوی دور حاصل کریں۔ شروع مساوی یک سمتی دور کے حصول سے کرتے ہیں۔

جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے کہ تمام بدلتے اشارات کی قیمت صفر کرنے سے دور کا مساوی یک سمتی دور حاصل ہوتا ہے۔ اس دور میں  $v_{be}$  بدلتا اشارہ ہے جسے دور سے خارج کرتے ہوئے اس مقام کو قصر دور کر دیا گیا ہے (یعنی جن دو بر قت تاروں کے ساتھ  $v_{be}$  جڑا چان تاروں کو آپس میں جوڑ دیا گیا ہے جبکہ یہاں سے  $v_{be}$  کو نہال دیا گیا ہے) جوڑ کو وضاحت کی خاطر موٹی تار سے دکھایا گیا ہے)

شکل (پ) میں مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کی جگہ اس کا باریک اشاراتی  $\pi$  ریاضی نمونہ نسب کیا گا ہے جبکہ تمام یک سمتی منبع کو قصر دور کر دیا گیا ہے۔ چونکہ اصل دور یعنی شکل اف میں  $V_{BE}$  اور  $V_{CC}$  یک سمتی منبع ہیں لہذا انہیں قصر دور کیا گیا ہے۔ ان کی جگہ نسب تاروں کو وضاحت کی غرض سے مونا کر کے دکھایا گیا ہے۔ شکل پ کو عموماً شکل ت کی مانند بنایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں بھی ایسا ہی کیا جائے گا۔ آپ تسلی کر لیں کہ شکل پ اور شکل ت بالکل یکساں ہیں۔

اس حصے میں ہم نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر ادوار کے حل حاصل کرتے وقت یہ ممکن ہے کہ پہلے بدلتے متغیرات کو نظر انداز کیا جائے اور اس کا یک سمتی دور حل کیا جائے۔ یوں حاصل کی سمتی متغیرات سے نقطہ کار کردگی پر ٹرانزسٹر

کے  $r_{be}$  اور  $g_m$  حاصل کئے جائیں اور پھر دور میں یک سمیٰ منبع کو نظر انداز کرتے ہوئے بدلتے اشارات حاصل کئے جائیں۔ قلم و کاغذ پر ٹرانزسٹر ادوار اسی طریقہ کار کو استعمال کرتے ہوئے حاصل کئے جاتے ہیں۔ اگلے حصے میں اس طریقے کی مشق کرائی جائے گی۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ ان مشقوں سے فائدہ اٹھاتے ہوئے اس طریقے کو اچھی طرح سیکھ لیں۔

یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی باریک اشاراتی ادوار کو کسی صورت اصل ٹرانزسٹر کا دور نہ سمجھا جائے۔ یہ صرف اور صرف حساب و کتاب آسان بنانے کا ایک طریقہ ہے۔

### 3.16 باریک اشاراتی ادوار کا پائے ریاضی نمونے کی مدد سے حل

ٹرانزسٹر ایمپلیفیئر کو پائے ( $\pi$ ) ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے ایک منظم طریقے سے حل کیا جاتا ہے۔ اس طریقہ کار کے اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

1. اصل ٹرانزسٹر دور کا مساوی یک سمیٰ دور حاصل کر کے اسے حل کرتے ہوئے  $I_C$  اور  $V_{CE}$  حاصل کریں۔ یہ نقطہ کار کردگی پر ٹرانزسٹر کے متغیرات ہیں۔

2. آگے بڑھنے سے پہلے تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر افراستنڈہ خطے میں ہے (یعنی  $V_{CE} > V_{CE_{افراستنڈہ}}$ )۔

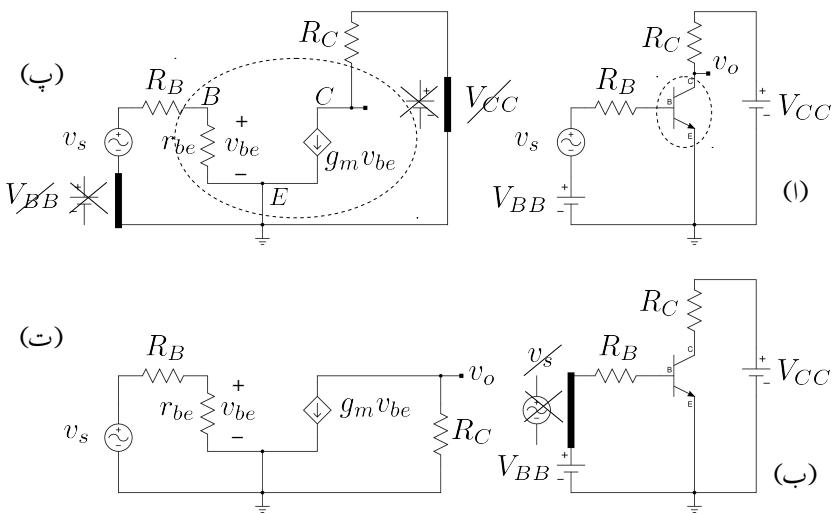
3. حاصل کردہ  $I_C$  استعمال کرتے ہوئے نقطہ کار کردگی پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں یعنی۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{1}{g_m}$$

4. اصل ٹرانزسٹر دور میں تمام منبع برقی دباؤ کو قصر دور اور منبع برقی رو کو کھلے دور کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کی جگہ ٹرانزسٹر کا مساوی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کرتے ہوئے دور کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کریں۔



شکل 3.82: (أ) مساوی باریک اشاراتی دور کا حل، (ب) مساوی باریک اشاراتی سمتی، (ج) مساوی باریک اشاراتی افراش بر قی

5. حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو حل کرتے ہوئے ایمپلینیٹر کے خاصیت حاصل کریں۔ (مثلاً افراش بر قی دباؤ  $A_v$ ، داخلی مزاحمت  $R_i$ ، خارجی مزاحمت  $R_o$  وغیرہ)

6. آخر میں اس بات کی بھی تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کر دگی یوں منتخب ہو کہ خارجی اشارہ (جسے  $v_o$  لکھا جائے گا) کے حیطے کے ثابت اور منفی چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افراشندہ ہی رہے۔ (یعنی کہ خارجی اشارہ  $v_o$  کے چوٹیاں تراشی نہیں جاتیں)

اس عمل کے پہلے تین اندام آپ دیکھ چکے ہیں۔ آئیں اب مساوی باریک اشاراتی دور کو حل کرنا دیکھیں۔ ایسا شکل 3.82 کی مدد سے کرتے ہیں جس میں مزاحمت  $R_B$  بھی نسب کیا گیا ہے۔ یہاں ٹرانزسٹر کی افراش بر قی روکو  $\beta_0$  قصور کریں۔

شکل ب میں اس دور کا مساوی باریک سمتی دور حاصل کیا گیا ہے۔ اس کو حل کرتے ہوئے  $I_C$  اور  $V_{CE}$  حاصل کرتے ہیں۔ داخلی جانب چونکہ

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

ہے لذما

$$(3.212) \quad I_C = \beta_0 I_B = \beta_0 \left( \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہی جواب  $R_B$  کو ٹرانزٹر کے ایمپٹر جانب منتقل کرتے ہوئے لکھ کر بھی حاصل کیا جاسکتا تھا یعنی

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left( \frac{R_B}{\beta_0} \right)}$$

خارجی جانب سے

$$(3.213) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

حاصل ہوتا ہے۔ باریک اشاراتی متغیرات حاصل کرنے سے پہلے یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ ٹرانزٹر افراہندہ خطے میں ہے۔ اگر حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت غیر افراہندہ  $V_{CE, \text{غير افراہندہ}}$  سے کم ہوتی تو ٹرانزٹر غیر افراہندہ ہو گا اور اشارہ کو بڑھانے سے قادر ہو گا۔ اس صورت میں باریک اشاراتی تحریک کرنے کی ضرورت نہیں۔

حاصل  $I_C$  سے ٹرانزٹر ریاضی نمونہ کے جزو  $g_m$  اور  $r_{be}$  حاصل کرنے کے بعد شکل ت سے افراہش  $A_v$  یوں حاصل کی جائے گی۔ داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_s = i_b (R_B + r_{be})$$

$$i_b = \frac{v_s}{R_B + r_{be}}$$

اور چونکہ  $v_{be} = i_b r_{be}$  ہے لذما

$$v_{be} = \frac{v_s r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_c = g_m v_{be}$$

$$v_o = -i_c R_C$$

مندرجہ بالا تین مساوات سے  $v_o$  کھا جاسکتا ہے یعنی

$$v_o = -i_c R_C = - (g_m v_{be}) R_C = -g_m R_C \left( \frac{v_s r_{be}}{R_B + r_{be}} \right)$$

جس سے افراش  $A_v$  یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(3.214) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}}$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ آیا مطلوبہ خارجی اشارہ  $v_o$  کے ثابت اور منفی چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افراںڈہ خطے میں ہی رہتا ہے یا نہیں۔ میرے خیال میں یہ بات مثال کی مدد سے زیادہ آسانی سے سمجھ آئے گی۔

---

مثال 3.39: شکل 3.82 میں

$$\begin{aligned}\beta_0 &= 100 \\ V_{CC} &= 15 \text{ V} \\ V_{BB} &= 2.5 \text{ V} \\ R_C &= 7.5 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 180 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

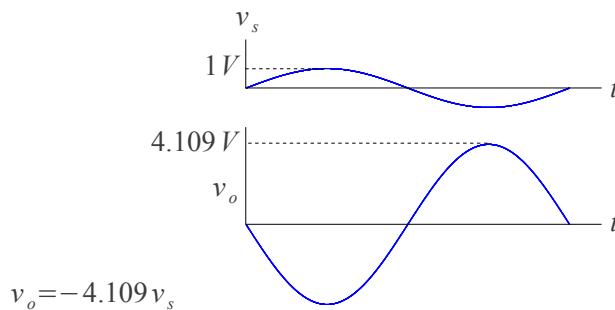
لیتے ہوئے باریک اشاراتی افراش بر قی دباؤ  $A_v$  حاصل کریں۔ زیادہ سے زیادہ نا تراشیدہ خارجی اشارے حاصل ہوتے وقت داخلی اشارے کا جیط دریافت کریں۔

حل: پہلے یک سمی متغيرات 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  $V_{CE, \text{افراںڈہ}} = 0.2 \text{ V}$  (یعنی  $0.2 \text{ V}$ ) سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراںڈہ ہے اور یہ داخلی اشارے کو بڑھا سکتا ہے۔ آئیں ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں۔

$$\begin{aligned}g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS} \\ r_{be} &= \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{40 \times 10^{-3}} = 2.5 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{40 \times 10^{-3}} = 25 \Omega\end{aligned}$$



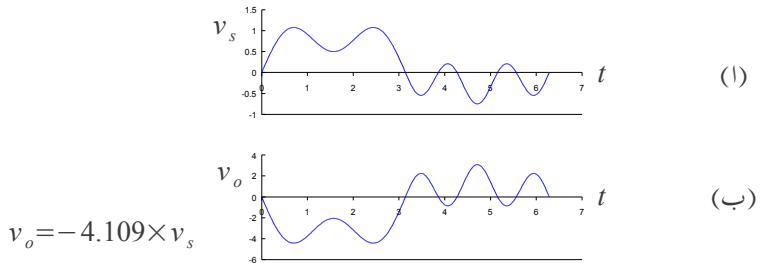
شکل 3.83: سائن۔ نما اشارات

اور انہیں استعمال کرتے ہوئے باریک اشارات کی افزائش بر قی دباؤ  $A_v$  حاصل کریں۔

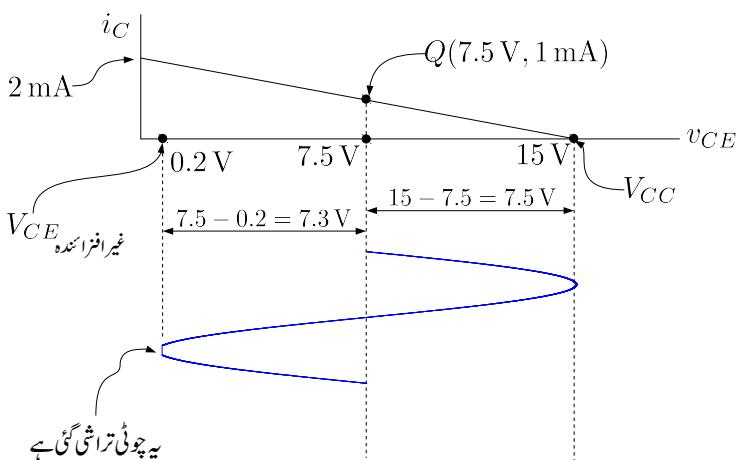
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} = -\frac{0.04 \times 2500 \times 7.5 \times 10^3}{180 \times 10^3 + 2500} = -4.109 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

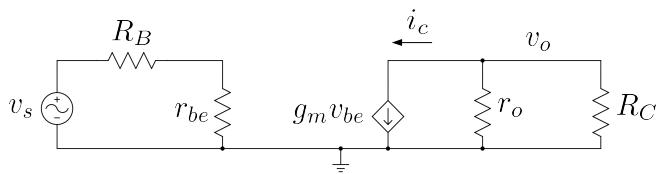
اس مساوات کے مطابق یہ ٹرانزسٹر ایکلیفیاٹر داخلي اشاره  $v_s$  کے جیتے کو 4.109 گنا بڑھائے گا۔  $A_v$  کی قیمت منفی ہونے کا مطلب یہ ہے کہ جس لمحہ داخلي اشارہ ثابت ہو گا اس لمحہ خارجي اشارہ منفی ہو گا۔ شکل میں داخلي اشارہ کو سائن۔ نما قصور کرتے ہوئے اس حقیقت کی وضاحت کی گئی ہے۔ سائن۔ نما اشارہ کی صورت میں یہ کہا جا سکتا ہے کہ داخلي اور خارجي اشارات آپس میں 180° پر ہیں۔ داخلي اشارہ کی شکل کچھ بھی ہو سکتی ہے۔ شکل 3.84 میں غیر سائن۔ نما اشارہ دکھایا گیا ہے جہاں دونوں گرافوں میں بر قی دباؤ کے محدود کی پیمائش مختلف ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب داخلي اشارہ ثابت ہوتا ہے اس وقت خارجي اشارہ منفی ہوتا ہے اور جب داخلي اشارہ منفی ہوتا ہے اس دوران خارجي اشارہ ثابت ہوتا ہے۔ یہ جاننے کے لئے کہ اس ایکلیفیاٹر سے کتنے جیتے کا زیادہ سے زیادہ خارجي اشارہ  $v_o$  حاصل کیا جا سکتا ہے ہم خط بوجھ کی مدد حاصل کرتے ہیں جسے شکل 3.85 میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کار کردگی کے ایک جانب خارجي اشارہ 7.5V کا جیط رکھ سکتا ہے جبکہ دوسری جانب 7.3V کا۔ یوں جیسے ہی خارجي اشارے کا جیط 7.3V سے بڑھ جائے اس کا ایک طرف کٹنے شروع ہو جائے گا۔ 7.3V کے جیتے کا خارجي اشارہ اس وقت حاصل ہو گا جب داخلي اشارے کا جیط 7.777V ہو گا یعنی

$$|v_s| = \left| \frac{v_o}{A_v} \right| = \left| \frac{7.3}{4.109} \right| = 1.777 \text{V}$$



شکل 3.84: غیر سائن-نمایشہ





شکل 3.86: ٹرانزسٹر کا خارجی مزاحمت شامل کرتے مساوی دور

مثال 3.40: مثال 3.39 میں ٹرانزسٹر کا ارلی برقی دباؤ  $V_A = 200 \text{ V}$  ہے۔ شکل 3.78 اف کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے  $A_v$  دوبارہ حاصل کریں۔

حل:  $r_o$  کی شمولیت سے یک سمتی متغیرات متاثر نہیں ہوتے لہذا مثال 3.39 میں حاصل کی گئی قیمتیں یہاں کے لئے بھی درست ہیں۔ مساوات 3.63 سے

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{200}{1 \times 10^{-3}} = 200 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل 3.86 حاصل ہوتا ہے۔ اس دور کو حل کرتے ہیں۔ خارجی جانب متوازی جڑے  $R_C$  اور  $r_o$  کی کل مزاحمت  $\frac{r_o R_C}{r_o + R_C}$  ہے جسے عموماً  $r_o \parallel R_C$  لکھا جاتا ہے۔ یوں اس شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_o = -i_c \left( \frac{r_o R_C}{r_o + R_C} \right) = -i_c \left( \frac{200000 \times 7500}{200000 + 7500} \right) = -7229 i_c$$

$$i_c = g_m v_{be} = 40 \times 10^{-3} v_{be}$$

$$v_{be} = \left( \frac{r_{be}}{R_B + r_{be}} \right) v_s = \left( \frac{2500}{180000 + 2500} \right) v_s = 0.0137 v_s$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس طرح

$$v_o = -7229 \times 40 \times 10^{-3} \times 0.0137 v_s = -3.96 v_s$$

حاصل ہوتا ہے یعنی

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -3.96 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 3.39 میں  $A_v = -4.109 \frac{V}{V}$  حاصل ہوا تھا۔ یوں  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے جواب میں صرف

$$\left| \frac{3.96 - 4.109}{3.96} \right| \times 100 = 3.76 \%$$

تبديلی آئی۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرنے سے قابل نظر انداز غلطی پیدا ہوتی ہے۔ یہ اہم نتیجہ ہے جس کی بنا پر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر حل کرتے ہوئے عموماً  $r_o$  کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں جہاں  $r_o$  کا کردار اہم نہ ہو، اسے نظر انداز کیا جائے گا۔ یاد رہے کہ حقیقت میں  $r_o$  پایا جاتا ہے لہذا  $\infty \rightarrow R_C$  کرنے سے لامحدود افزائش حاصل نہیں ہو گی چونکہ خارجی جانب  $R_C$  اور  $r_o$  متوازی جڑے ہیں اور ان کی مجموعی مزاجمت کسی صورت  $R_C$  یا  $r_o$  سے زیادہ نہیں ہو سکتی۔

مثال 3.41: شکل 3.87 الف کے ایمپلیفائر میں  $R_E$  کا اضافہ کیا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کی افزائش  $A_v$  اور داخلی مزاجمت  $r_i$  حاصل کریں۔

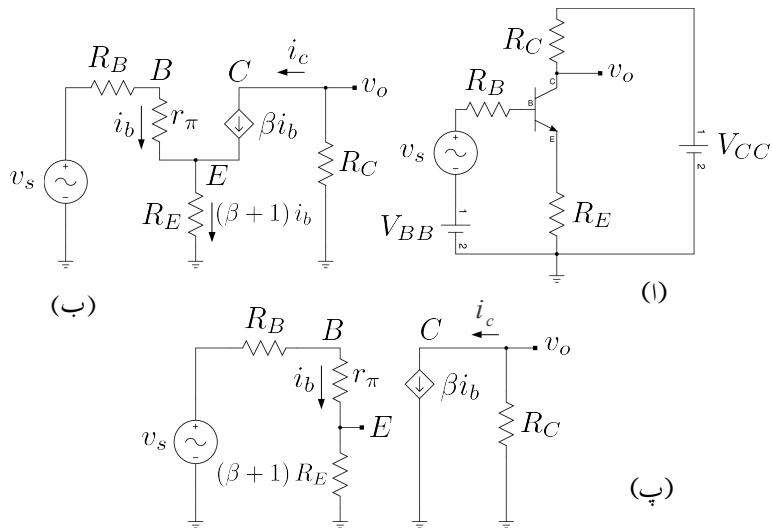
حل: ایمپلیفائر میں بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ حاصل  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے چونکہ صرف اسی صورت ٹرانزسٹر اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔



شکل 3.87: ایپلیناًر بھع

حاصل  $I_C$  سے ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

اگرچہ اس مثال میں  $r_e$  اور  $g_m$  کے قیمتیں استعمال نہیں کی گئی ان کو پھر بھی حاصل کیا گیا ہے۔ تمام جزو حاصل کرنے کی عادت اچھی ثابت ہوتی ہے۔

شکل ب میں پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 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  $i_c = \beta i_b$  ہیں لہذا

$$v_o = -\beta R_C i_b = -\frac{\beta R_C v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

اور

$$(3.215) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس مساوات کو

$$\begin{aligned} (3.216) \quad A_v &= -\frac{\beta}{\beta + 1} \frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \\ &= -\frac{\alpha R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \\ &\approx -\frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \end{aligned}$$

مجھی لکھا جا سکتا ہے جہاں  $r_e = \frac{r_\pi}{\beta + 1}$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

اسیں شکل 3.87 پ کو حل کریں جہاں مزاحمت کی قیمت بڑھا کر  $(\beta + 1) R_E$  کرتے ہوئے داخلی اور خارجی دائروں کو جدا کر دیا گیا ہے۔

جوڑ  $E$  پر شکل 3.87 ب میں  $v_E = (\beta + 1) i_b \times R_E$  بر قی دباؤ پایا جاتا ہے۔ شکل 3.87 پ میں یہاں  $i_b \times (\beta + 1) R_E$  دباؤ پایا جاتا ہے۔ یہ دونوں مقدار برابر ہیں۔

$$v_E = (\beta + 1) i_b \times R_E = i_b \times (\beta + 1) R_E$$

شکل 3.87 پ کے داخلی دائرے پر کرخوف کا قانون برائے بر قی دباؤ استعمال کرنے سے

$$v_s = i_b R_B + i_b r_\pi + i_b (\beta + 1) R_E$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ بالکل شکل ب سے حاصل مساوات کی طرح ہے جس سے داخلی باریک اشاراتی مزاحمت بھی بالکل وہی حاصل ہوتا ہے یعنی

$$r_i = \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E$$

اسی طرح خارجی جانب یہاں بھی  $v_o = -i_c R_C$  اور  $i_c = \beta i_b$  ہیں جن سے

$$v_o = -\beta R_C i_b = -\frac{\beta R_C v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

حاصل ہوتے ہیں جن سے

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

ہی حاصل ہوتا ہے۔

یوں شکل ب اور شکل پ سے بالکل یکساں جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ایک اہم نتیجہ ہے جسے اس کتاب میں بار بار استعمال کیا جائے گا۔ جب بھی پست تعداد پر چلنے والے ٹرانزیٹ کے ایغٹر مشترک<sup>48</sup> یا کلکٹر مشترک ایکپلینیٹر میں مزاحمت  $R_E$  استعمال کیا جائے، اس کا مساوی باریک اشاراتی دور بناتے وقت داخلی اور خارجی دائروں کو جدا کرتے ہوئے داخلی دائروں میں  $(\beta + 1) R_E$  مزاحمت نسب کرتے ہوئے حل کریں۔ تمام حاصل جوابات درست ہوں گے۔ جیسا آپ باب 6 میں دیکھیں گے کہ بلند تعداد پر چلتے ایکپلینیٹر کے لئے ایسا کر کے جواب حاصل کرنا ممکن نہ ہو گا۔

<sup>48</sup> مشترک ایغٹر، مشترک کلکٹر اور مشترک میں کی پچان حصہ 3.19 میں کی گئی ہے

افراکش بر قی دباؤ کے مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} A_v &= -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ &= -\left(\frac{\beta}{\beta + 1}\right) \left(\frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + \frac{r_{be}}{\beta+1} + R_E}\right) \\ &= -\alpha \left(\frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E}\right) \end{aligned}$$

اس مساوات کے حصول کے تیرے قدم پر  $r_e$  کو  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  لکھا گیا۔ اس مساوات کا انتہائی آسان مطلب ہے جس کی مدد سے اسے با آسانی یاد رکھا جا سکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے ٹلکٹر پر کل مزاحمت  $R_C$  ہے جبکہ اس کے ایمپٹر پر مزاحمت  $R_E$  کے ساتھ سلسلہ وار  $r_{be}$  اور  $\frac{R_B}{\beta+1}$  کے عکس  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  اور  $\frac{R_B}{\beta+1}$  مسلک ہیں۔  $r_e$  کو  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  لکھا جا سکتا ہے۔ یوں ایمپٹر پر کل مزاحمت  $\sum R_E$  کی قیمت

$$\sum R_E = \frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E$$

ہے۔ اس مساوات میں  $R_B$  داخی اشارہ  $v_s$  کے ساتھ سلسلہ وار جڑی مزاحمت ہے۔ ٹلکٹر پر کل مزاحمت کو  $\sum R_C$  لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.217) \quad A_v = -\alpha \left( \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -\alpha \left( \frac{\text{ٹلکٹر پر کل مزاحمت}}{\text{ایمپٹر پر کل مزاحمت}} \right)$$

مساوات 3.217 نہایت اہمیت کا حامل ہے جو آپ کو زبانی یاد ہونا چاہیے۔ اس مساوات کو استعمال کرتے ہوئے عموماً  $\alpha$  کی قیمت (1) تصور کی جاتی ہے۔ اگر 3.87 الف کا بدلتا رو مساوی دور بنایا جائے تو ٹرانزسٹر کے بیس جانب قصر دور ہو جائے گا اور داخی اشارے  $v_s$  کے ساتھ صرف ایک عدد مزاحمت  $R_B$  پایا جائے گا۔ مساوات 3.217 کے صحیح استعمال کے لئے یہ ضروری ہے کہ ایمپینٹر کے بیس جانب حصے کا مساوی دور اسی طرز پر ہو۔

یہ دیکھنے کی خاطر کہ مندرجہ بالا مساوات واقعی عمومی مساوات ہے ہم مساوات 3.214 کو بھی اسی صورت میں بدلتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 A_v &= -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} \\
 &= -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \\
 &= -\frac{\beta R_C}{(\beta + 1) \left( \frac{R_B}{\beta+1} + \frac{r_{be}}{\beta+1} \right)} \\
 &= -\frac{\alpha R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e} \\
 &= -\alpha \left( \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right)
 \end{aligned}$$


---

مثال 3.42: شکل 3.87 االف میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 2.35 \text{ V}$$

$$\beta = 99$$

$$R_B = 150 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 75 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 15 \text{ k}\Omega$$

لیتے ہوئے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $A_v$  اور افزائش  $r_i = \frac{v_s}{i_b}$  حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{2.35 - 0.7}{\frac{150000}{99+1} + 15000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned}
 V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\
 &= 12 - 0.1 \times 10^{-3} \times (75000 + 15000) = 3 \text{ V}
 \end{aligned}$$

چونکہ حاصل  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  نے افراست 0.2 V یعنی 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراست ہے اور اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ خط بوجھ کھینچ کر آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خارجی اشارے کی زیادہ ناتراشیدہ چوٹی نقطہ کار کردگی کے ایک جانب  $3 - 0.2 = 2.8$  V اور دوسری جانب  $9 - 3 = 6$  V ممکن ہو گی۔

حاصل  $I_C$  سے ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4 \text{ mS}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{99}{0.004} = 24.75 \text{ k}\Omega$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m} = \frac{0.99}{0.004} = 247.5 \text{ }\Omega$$

بڑیک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} r_i &= \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E \\ &= 150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000 \\ &= 1.67475 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

ایمپلیفیگر کی افراست بر قی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

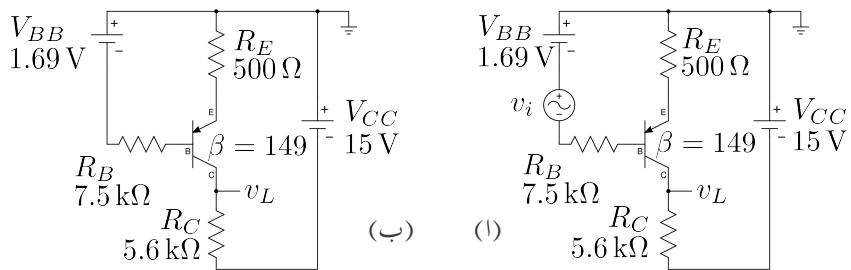
$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ &= -\frac{99 \times 75000}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\ &= -4.4335 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

مساوات 3.217 کی مدد سے یہی جواب سیدھو سیدھ حاصل کیا جاسکتا ہے جہاں

$$\sum R_C = R_C = 75 \text{ k}\Omega$$

اور

$$\begin{aligned} \sum R_E &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \\ &= \frac{150000}{99 + 1} + 247.5 + 15000 \\ &= 16747.5 \text{ }\Omega \end{aligned}$$



شکل 3.88: جمع-منفی-جمع ایپلینگر

لئے جائیں گے اور یوں

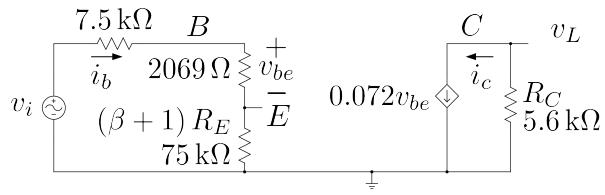
$$A_v = -\alpha \left( \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -0.99 \times \left( \frac{75000}{16747.5} \right) = -4.4335 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.43: شکل 3.88 الف میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کریں۔ اگر  $v_i = 0.001 \sin \omega t$  ہو تب کیا ہو گا؟

حل: بدلتے متغیرات کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل 3.88 ب سے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ داخلی جانب

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\ &= I_E R_E + V_{EB} + \left( \frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B \\ &= V_{EB} + I_E \left( R_E + \frac{R_B}{\beta + 1} \right) \end{aligned}$$



شکل 3.89: جمع-تفی-جمع ایک پلینگر مساوی باریک اشاراتی دور

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$I_C \approx I_E = \frac{1.69 - 0.7}{500 + \frac{7500}{149+1}} = 1.8 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\ &\approx V_{EC} + I_C (R_E + R_C) \end{aligned}$$

۔

$$V_{EC} = 15 - 1.8 \times 10^{-3} \times (500 + 5600) = 4.02 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ  $V_{EC}$  سے زیادہ ہے لہذا تراز سٹر افزائندہ خطے میں ہے۔

ان قیمتوں سے پائے ریاضی نمونہ کے اجزاء حاصل کرتے ہیں

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.8 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.072 \text{ S}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{149}{0.072} = 2069 \Omega$$

جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل 3.89 کا باریک اشاراتی مساوی دور حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوی دور میں مثال 3.41 کے شکل 3.87 پ کی طرح پائے ریاضی نمونہ میں تبدیلی کی گئی۔

مساوی دور کے داخلی جانب

$$i_b = \frac{v_i}{7500 + 2069 + 75000} = \frac{v_i}{84569}$$

$$v_{be} = i_b \times 2069 = \frac{v_i}{84569} \times 2069 = 0.024465 v_i$$

لکھا جا سکتا ہے جبکہ اس کے خارج جانب

$$\begin{aligned} i_c &= 0.072v_{be} \\ v_L &= -i_c \times 5600 \\ &= -0.072 \times v_{be} \times 5600 \\ &- 0.072 \times (0.024465v_i) \times 5600 \\ &= -9.864v_i \end{aligned}$$

یوں

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -9.864 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی جواب کو یوں بھی حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$\sum R_C = 5.6 \text{k}\Omega$$

$$\sum R_E = \frac{R_B}{\beta + 1} + \frac{r_{be}}{\beta + 1} + R_E = 563.79 \Omega$$

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\left(\frac{149}{150}\right) \left(\frac{5600}{563.79}\right) = -9.866 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $A_v$  کے ان دو جوابات میں صرف

$$\left| \frac{9.866 - 9.864}{9.866} \right| \times 100 = 0.026 \%$$

کا فرق ہے۔ یہ فرق  $I_C \approx I_E$  تصور کرنے سے پیدا ہوا۔  $I_C$  کی ٹھیک ٹھیک قیمت حاصل کرتے دوبارہ جوابات حاصل کرتے ہیں۔

$$I_C = \alpha I_E = \left(\frac{\beta}{\beta + 1}\right) I_E = 1.788 \text{ mA}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.788 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.07152 \text{ S}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = 2083.333 \Omega$$

یوں پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے

$$i_b = \frac{v_i}{7500 + 2083.33 + 75000} = \frac{v_i}{84583.33}$$

$$v_{be} = i_b \times 2083.33 = \frac{v_i}{84583.33} \times 2083.33 = 0.02463v_i$$

اور

$$i_c = g_m v_{be} = 0.07152 \times 0.02463 v_i = 1.7615376 \times 10^{-3} v_i$$

$$v_L = -i_c \times 5600 = -1.7615376 \times 10^{-3} v_i \times 5600 = -9.8646 v_i$$

یعنی

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -9.865 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

$$\sum R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$\sum R_E = \frac{7500}{149+1} + \frac{2083.33}{149+1} + 500 = 563.889 \Omega$$

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{149}{149+1} \times \frac{5600}{563.889} = -9.865 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اگر  $v_i = 0.001 \sin \omega t$  ہو تو

$$v_L = -9.864 \times 0.001 \sin \omega t = -0.009864 \sin \omega t$$

ہو گا۔

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ چھوٹی چھوٹی چیزیں نظر انداز کرنے سے جوابات جلد حاصل ہوتے ہیں مگر ان میں اور اصل جوابات میں معمولی فرق پایا جاتا ہے۔ یہ فرق قابل نظر انداز ہوتا ہے۔ قلم و کاغذ کے ساتھ ٹرانزسٹر ادوار حل کرتے ہوئے عموماً اسی طرح جلد حاصل کردہ جوابات کو درست تسلیم کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں عموماً ایسا ہی کیا جائے گا۔ اگر زیادہ ٹھیک جوابات درکار ہوں تو تمام متغیرات کے ٹھیک ٹھیک قیمتیں استعمال کرتے ہوئے جوابات حاصل کئے جاسکتے ہیں۔

اب تک ایمپلیفیئر حل کرتے وقت ہم ٹرانزسٹر کے میں جانب تمام مزاحمت کو ایمپلیفیئر کا حصہ تصور کرتے ہوئے مساوات 3.217 کا استعمال کرتے آ رہے ہیں۔ آئیں اسی مسئلے کو قدر مختلف نظر سے دیکھیں۔ ایسا کرنے سے مساوات 3.217 میں  $\sum R_E$  کا مطلب کچھ تبدیل ہو جائے گا۔

شکل 3.87 کو مثال بناتے ہوئے یہاں دوبارہ شکل 3.90 الف میں پیش کرتے ہیں۔ شکل الف میں داخلی جانب سے دیکھتے ہوئے دو داخلی مزاحمت  $R_i$  اور  $R'_i$  دکھائے گئے ہیں۔  $R_i$  سے مراد وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے 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

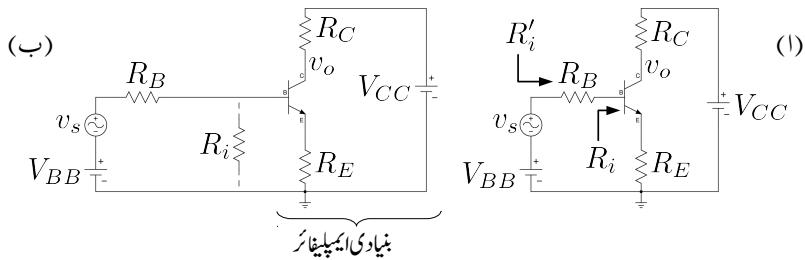
$$\begin{aligned} \frac{R_i}{\beta + 1} &= r_e + R_E \\ \frac{R'_i}{\beta + 1} &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \end{aligned}$$

ہیں۔ مساوات 3.217 میں  $R_E$  سے مراد داخلی مزاحمت  $R'_i$  کا عکس ہے۔ آئیں اب اسی ایکٹلیفائر کو دوسری نظر سے دیکھیں۔

شکل 3.90 ب میں بنیادی ایکٹلیفائر کی نشاندہی کی گئی ہے۔  $R_B$  اس بنیادی ایکٹلیفائر کا حصہ نہیں ہے۔ ٹرانزسٹر کے بین سے دیکھتے ہوئے ایکٹلیفائر مزاحمت  $R_i$  نظر آتا ہے۔ اس حقیقت کی وضاحت شکل ب میں ٹرانزسٹر کے بین جانب  $R_i$  دکھا کر کی گئی ہے۔

شکل 3.91 میں ایکٹلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے اس کے دو ٹکڑے بھی کر دئے گئے ہیں۔ یوں شکل 3.91 الف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} (3.219) \quad v_b &= \left( \frac{R_i}{R_B + R_i} \right) v_s \\ &= \left( \frac{(\beta + 1) (r_e + R_E)}{R_B + (\beta + 1) (r_e + R_E)} \right) v_s \end{aligned}$$



شکل 3.90

جہاں مساوات 3.218 سے  $R_i$  کی قیمت پر کی گئی۔ شکل 3.91 ب کو دیکھتے ہوئے ہم

$$(3.220) \quad \begin{aligned} \sum R_C &= R_C \\ \sum R_E &= r_e + R_E \\ A'_v &= \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{R_C}{r_e + R_E} \end{aligned}$$

لکھ سکتے ہیں جس سے

$$(3.221) \quad v_o = -\left(\frac{R_C}{r_e + R_E}\right) v_b$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں  $v_b$  کی قیمت مساوات 3.219 سے پُر کرتے ہوئے

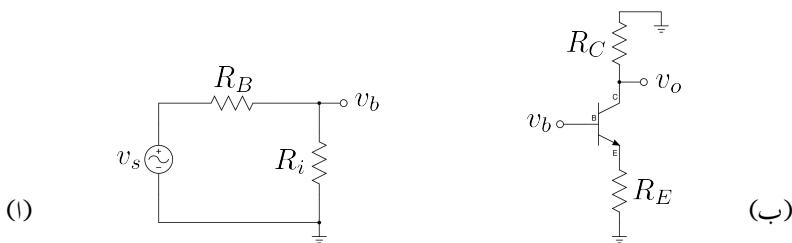
$$(3.222) \quad v_o = -\left(\frac{R_C}{r_e + R_E}\right) \left(\frac{(\beta + 1)(r_e + R_E)}{R_B + (\beta + 1)(r_e + R_E)}\right) v_s$$

یعنی

$$(3.223) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ مساوات ہو ہو مساوات 3.216 ہی ہے۔

مساوات 3.223 میں کسر کے نچلے حصے میں  $r_e + R_E$  دراصل  $\sum R_E$  ہے جو از خود داخلی مزاحمت کا ایکٹر یوں اگر داخلی مزاحمت بڑھائی جائے تو افراکش  $A_v$  کھٹے گی۔ یہ ایک اہم نتیجہ جانب عکس ہے یعنی  $\sum R_E = \frac{R_i}{\beta+1}$

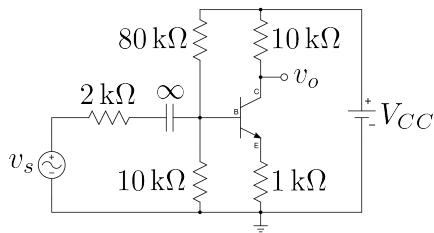


شکل 3.91

ہے۔ ایک پلینگر تخلیق دیتے وقت اس حقیقت کو سامنے رکھا جاتا ہے۔ عموماً ہمیں زیادہ داخلی مزاحمت اور زیادہ افزائش درکار ہوتے ہیں۔ ایسی صورت میں مصالحت سے کام لیا جاتا ہے اور خواہشات کو کم کرتے ہوئے درمیانے جوابات تسلیم کئے جاتے ہیں۔ یہ بتلاتا چلوں کہ ایک سے زیادہ ایک پلینگر استعمال کرتے ہوئے کسی بھی قیمت کے داخلی مزاحمت اور افزائش حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ اس طرح کے ایک پلینگر آپ آگے جا کر دیکھیں گے۔

ایک پلینگر حل کرنے کا یہ طریقہ نہیں اہم ہے۔ اس طریقے کو آگے باپوں میں بار بار استعمال کیا جائے گا۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ اس طریقے کو سمجھے بغیر آگے مت بڑھیں۔ اس طریقے کو قدم با قدم دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

- ٹرانزسٹر کے بیس پر دیکھتے ہوئے ایک پلینگر کا داخلی مزاحمت  $i$  حاصل کریں۔
- دور میں بنیادی ٹرانزسٹر ایک پلینگر کی جگہ اس کا داخلی مزاحمت  $R_i$  نسب کرتے ہوئے سادہ دور حاصل کریں۔
- اس سادہ داخلی دور میں  $v_b$  حاصل کریں۔  $v_b$  سے مراد  $R_i$  پر پائے جانے والا باریک اشارہ ہے۔
- بنیادی ایک پلینگر کی افزائش کا  $A'_v = -\frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$  میں حاصل کریں۔  $\sum R_E$  سے مراد بنیادی ایک پلینگر کا  $\sum R_E$  ہے۔
- کل افزائش  $A_v = \frac{v_o}{v_s}$  کو  $v_b$  کی مدد سے حاصل کریں۔



شکل 3.92

مثال 3.44: شکل 3.92 میں بنیادی ایکپلینیگر کا داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہوئے افراٹش  $A_v = \frac{v_o}{v_s}$  حاصل کریں۔  $\beta = 100$  اور  $r_e = 25 \Omega$  ہیں۔ باریک اشاراتی دور میں کپسیٹر کو قصر دور تصور کریں۔

حل: شکل 3.93 میں بدلتی رو مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی مزاحمت

$$R_i = (100 + 1) \times (25 + 1000) = 103.525 \text{ k}\Omega$$

ہے۔ شکل الف میں سادہ داخلی دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$80 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega \parallel 103.525 \text{ k}\Omega = 8.186 \text{ k}\Omega$$

لیتے ہوئے

$$v_b = \left( \frac{8186}{2000 + 8186} \right) v_s = 0.8036 v_s$$

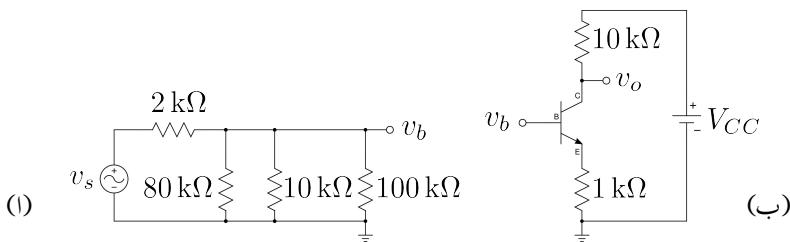
حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب سے

$$A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{10000}{25 + 1000} = -9.756 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

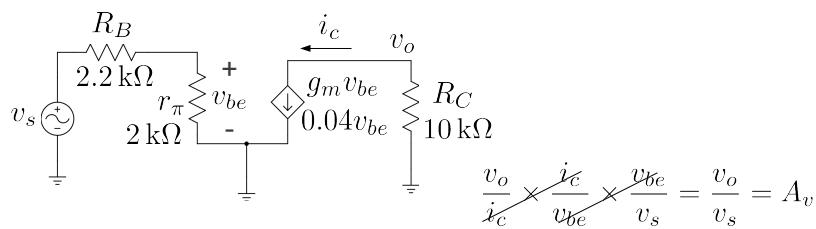
حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_b} \times \frac{v_b}{v_s} = -9.756 \times 0.8036 = -7.839 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.93

شکل 3.94: زنجیری ضرب سے  $A_v$  کا حصول

3.16.1 زنجیری ضرب کا طریقہ

ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کو استعمال کرتے ہوئے افراکش بر ق دباؤ  $A_v$  حاصل کرنا ہم نے دیکھا۔ اس سے پہلے کے ایسے مزید مثال دیکھیں ہم ایک نہایت عملہ طریقہ کارکھتے ہیں جس کی مدد سے  $A_v$  کا حصول بہت آسان ہو جاتا ہے۔

شکل 3.94 میں باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم تین مساوات لکھ سکتے ہیں یعنی

$$(3.224) \quad \begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{r_\pi + R_B} \end{aligned}$$

ان تین مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.225) \quad \begin{aligned} \frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -10000 \\ \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.04 \\ \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} = \frac{2000}{2000 + 2200} = 0.4762 \end{aligned}$$

اس مساوات کے پہلی جزو کے دائیں ہاتھ کے دو متغیرات  $v_o$  اور  $i_c$  کے قیمتیں دور حل کرنے کے بعد ہی ہمیں معلوم ہوتی ہیں جبکہ مساوات کے دائیں ہاتھ پر  $-R_C$  کی قیمت 10000 ہمیں دور حل کرنے سے پہلے ہی معلوم ہے۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے پہلے ہمیں نہ تو  $v_o$  کی قیمت معلوم ہے اور ناہی  $i_c$  کی، مگر اس مساوات کے تحت ہم جانتے ہیں کہ  $\frac{v_o}{i_c}$  ہر صورت 10000 کے برابر ہو گا۔

اسی طرح مندرجہ بالا مساوات کے دوسرے جزو میں دائیں ہاتھ  $i_c$  اور  $v_{be}$  کی قیمتیں صرف دور حل کرنے کے بعد ہی ہمیں معلوم ہوتی ہیں جبکہ دائیں ہاتھ  $g_m$  کی قیمت 0.04 ہمیں پہلے سے معلوم ہے۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے پہلے ہمیں نہ تو  $i_c$  کی قیمت معلوم ہے اور ناہی  $v_{be}$  کی، مگر ہم جانتے ہیں کہ  $\frac{i_c}{v_{be}}$  ہر صورت 0.04 کے برابر ہو گا۔

اسی طرح مساوات کے تیسرا جزو سے ہم جانتے ہیں کہ  $\frac{v_{be}}{v_s}$  کی قیمت ہر صورت 0.4762 رہے گی۔

اسکیں ان معلومات کو زیر استعمال لاتے ہوئے  $A_v$  حاصل کریں۔ جیسے شکل 3.94 میں دکھایا گیا ہے،  $A_v$  کو زنجیری ضرب سے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.226) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \times \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

مندرجہ بالا مساوات میں تینوں توسیع میں بند تناسب کے قیمتیں مساوات 3.225 میں دی گئی ہیں۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے قبل، مساوات 3.226 کے دائیں جانب متغیرات (یعنی  $v_o$ ,  $i_c$ ,  $v_{be}$  وغیرہ) کی قیمتیں ہم جانتے لیکن مساوات 3.225 کی مدد سے ان تینوں نسبت کے قیمتیں ہم جانتے ہیں اور یوں ہم اس سے  $A_v$  کی قیمت حاصل کر سکتے ہیں یعنی

$$(3.227) \quad A_v = -10000 \times 0.04 \times 0.4762 = -190 \frac{V}{V}$$

زننجیری ضرب لکھتے وقت مندرجہ ذیل نقاط یاد رکھیں۔

1. باریک اشاراتی دور حل کرنے سے پہلے ہمیں دور میں کہیں پر بھی برقی دباؤ یا برقی رو کے مقدار معلوم نہیں ہوتے۔ (یہاں اگرچہ آپ کہہ سکتے ہیں کہ  $v_s$  داخلی اشارہ ہونے کے ناطے ہمیں قبل از حل معلوم ہے لیکن یاد رہے کہ ایسی صورت بھی پیدا ہو سکتی ہے جہاں  $v_s$  بھی معلوم نہ ہو)۔

2. اس کے بر عکس دور کے تمام مزاحمت کے قیمت اور ریاضی نمونہ کے تمام جزو (مسنگ  $g_m$  ،  $\pi^2$  اور  $\beta$ ) کے قیمت ہمیں پہلے سے معلوم ہوتے ہیں۔

3. یوں زنجیری ضرب کی خاطر تو سین لکھتے ہوئے مساواتوں کے باکیں ہاتھ پر صرف نامعلوم مقدار یعنی برقی دباؤ یا برقی رو پائے جائیں گے جبکہ ان کے باکیں ہاتھ معلوم متغیرات یعنی مزاحمت یا ریاضی نمونہ کے جزو پائے جائیں گے۔

4. زنجیری ضرب لکھتے ہوئے ایکلیفائز کے خارجی نقطے سے شروع کرتے ہوئے داخلی جانب چلتے ہوئے زنجیر کی کڑی جوڑتے رہیں۔

5. زنجیری ضرب کی ہر نئی کڑی (توسین) میں اوپر لکھا متغیرہ گزشته کڑی (توسین) کا نچلا متغیرہ ہو گا۔

مساوات 3.226 کے زنجیری ضرب پر دوبارہ غور کرتے ہیں۔ زنجیری ضرب شکل 3.94 کو دیکھتے ہوئے یوں لکھا جاتا ہے۔ ہم جانتے ہیں کہ

$$A_v = \frac{v_o}{v_s}$$

ہوتا ہے مگر ہمیں  $v_0$  معلوم نہیں۔ البتہ شکل سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_C = -10\,000$$

ہے اور یوں ہمیں  $\frac{v_o}{i_c}$  کی قیمت معلوم ہے۔ اس طرح  $A_v$  کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \times \left( \frac{i_c}{v_s} \right)$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس مساوات میں تمام متغیرات صرف نامعلوم برقی دباؤ یا برقی رو ہیں۔ مزید یہ کہ دوسرا قوسین یعنی  $\left( \frac{i_c}{v_s} \right)$  میں اوپر  $i_c$  لکھا گیا ہے جو اس سے پہلے تو سین میں یہچے لکھا گیا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات

میں اگرچہ ہمیں پہلی قوسین کی قیمت معلوم ہے لیکن مسئلہ ابھی بھی حل نہیں ہوا چونکہ دوسری قوسین کی قیمت ہمیں معلوم نہیں۔ شکل سے ہم دیکھتے ہیں کہ اگرچہ  $i_c$  کی قیمت ہم نہیں جانتے لیکن ہم جانتے ہیں کہ

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.04$$

کے برابر ہے۔ اس طرح  $A_v$  کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

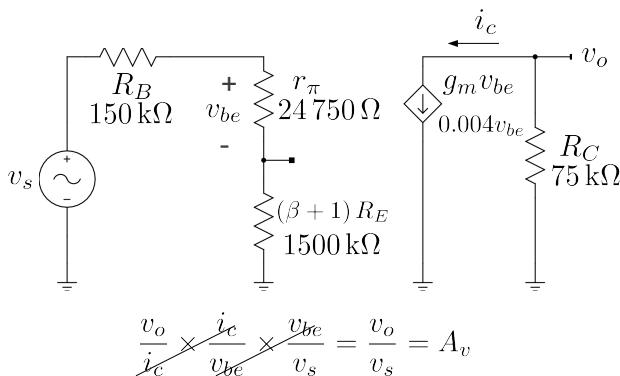
$$A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \times \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

یہاں پہنچ کر ہم دیکھتے ہیں کہ تمام قوسین کی قیمتیں ہم جانتے ہیں اور یوں  $A_v$  کی قیمت حاصل کی جاسکتی ہے۔ اس بات پر بھی توجہ دیں کہ تیسرا قوسین میں کسر میں اوپر  $v_{be}$  لکھا گیا ہے جو کہ اس سے پہلے قوسین میں بند کسر میں پہنچ لکھا گیا ہے۔

آپ اس طریقہ کار پر ایک مرتبہ دوبارہ نظر ڈالیں۔ ہم دور کے خارجی جانب  $v_o$  سے شروع کرتے ہوئے داخلی جانب  $v_s$  کی طرف قدم بڑھاتے ہوئے قوسین شامل کئے جاتے ہیں۔ اس عمل کا مشق کرنے کے بعد آپ دیکھیں گے کہ آپ مساوات 3.226 کے طرز کی مساوات شکل کو دیکھتے ہی لکھ سکیں گے۔ زنجیری ضرب کا یہ طریقہ نہایت اہم ہے جسے ہم عموماً استعمال کریں گے۔

مثال 3.45: مثال 3.42 کو زنجیری ضرب کے طریقے سے حل کریں۔ حل: شکل 3.95 میں درکار باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم مندرجہ ذیل مساوات لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.228) \quad \begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E} \end{aligned}$$



شکل 3.95: زنجیری ضرب کی ایک اور مثال

جن سے مندرجہ ذیل کسر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -75000 \\
 \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.004 \\
 \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E} \\
 &= \frac{24750}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\
 &= 0.014778325
 \end{aligned}
 \tag{3.229}$$

ان کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
 A_v &= \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \times \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right) \\
 &= (-75000) \times (0.004) \times (0.014778325) \\
 &= -4.433 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}
 \tag{3.230}$$

مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔ خارجی سرے سے شروع کرتے ہم دیکھتے ہیں کہ  $v_o = -i_c R_C$  ہے اور یوں  $v_o$  کو  $i_c$  کی مدد سے لکھا جا سکتا ہے۔ اگلے قدم پر ہم نے یہ دیکھا ہے کہ  $i_c$  کو کیسے لکھا جا سکتا ہے

ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ  $i_c = g_m v_{be}$  کی مدد سے لکھا جاسکتا ہے۔ تیرے قدم پر ہم دیکھتے ہیں کہ  $v_s$  کی مدد سے لکھا جاسکتا ہے۔

### مثال 3.46: شکل 3.96 اف کے ایمپلینیٹر میں

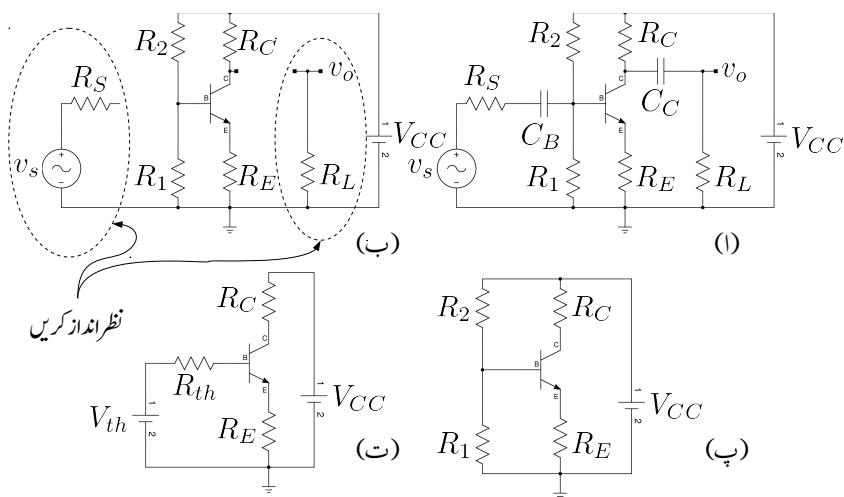
$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$\beta = 179$
$R_C = 75 \text{ k}\Omega$	$R_E = 15 \text{ k}\Omega$
$R_1 = 320 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega$
$R_S = 5 \text{ k}\Omega$	$R_L = 375 \text{ k}\Omega$

ہیں۔ ایمپلینیٹر کی افزائش برقی دباؤ  $A_v = \frac{v_o}{v_s}$  حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایمپلینیٹر میں عموماً کپیسٹر استعمال کئے جاتے ہیں جن کا ایک اہم مقصد یک سمی برقی دباؤ اور یک سمی برقی روکو دور کے محدود حصے کے اندر رکھنا ہوتا ہے۔ عموماً ان کپیسٹر کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ اشارات کے تعداد پر ان کپیسٹر کی برقی رکاوٹ کم سے کم ہو۔ یوں اشارات بغیر گھٹھے ان سے گزر سکتے ہیں۔ چونکہ کپیسٹر یک سمی متغیرات کے لئے کھلے دور کے طور کام کرتا ہے لہذا بدلتے اشارات کے ساتھ منسلک دور کے حصہ ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کر دیگی کو متاثر نہیں کر سکتے چونکہ ان تک یک سمی متغیرات کی رسائی نہیں ہوتی۔ ہم ایمپلینیٹر ادوار میں تصور کریں گے کہ بدلتے اشارات کے لئے کپیسٹر قصر دور کے طور کام کرتے ہیں اور یک سمی متغیرات کے لئے یہ کھلے دور کے طور کام کرتے ہیں۔ جہاں ایسا تصور نہ کرنا ہو وہاں بتلایا جائے گا۔

مساوی یک سمی دور حاصل کرنے کی غرض سے شکل ب میں کپیسٹروں کو کھلے دور کر دیا گیا ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دو جگہ دور کے حصے یک سمی دور سے منقطع ہو جاتے ہیں۔ انہیں نقطے دار لکھروں میں گھیرا دکھایا گیا ہے۔ ان حصوں کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.96 پ کا صفحہ 242 پر شکل 3.17 اف کے ساتھ موازنہ کرنے سے صاف ظاہر ہوتا ہے کہ دونوں اشکال بالکل یکساں ہیں۔ اس بات کو یہاں اچھی طرح سمجھ کر آگے بڑھیں کہ ٹرانزسٹر ایمپلینیٹر میں باریک اشارات کو بذریعہ کپیسٹروں کے یوں منتقل کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کر دیگی متاثر نہ ہو۔



شکل 3.96: یک سستی اور بدلنے متغیرات کے عیندگی کی مثال

مسئلہ چونکی مدد سے شکلت میں اسی یک سستی 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 سستی متغیرات حاصل کریں۔

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta+1} + R_E} \\ &= \frac{2.37624 - 0.7}{\frac{269.3 \times 10^3}{179+1} + 15 \times 10^3} \\ &= 0.1016 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ &= 15 - 0.1016 \times 10^{-3} \times (75 \times 10^3 + 15 \times 10^3) \\ &= 5.856 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل  $V_{CE} > 0.2\text{ V}$  المذاہن افراہندہ ہے۔ ٹرانزسٹر کے  $\pi$  ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1016 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4.046 \text{ mS}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{179}{4.064 \times 10^{-3}} = 44.045 \text{ k}\Omega$$

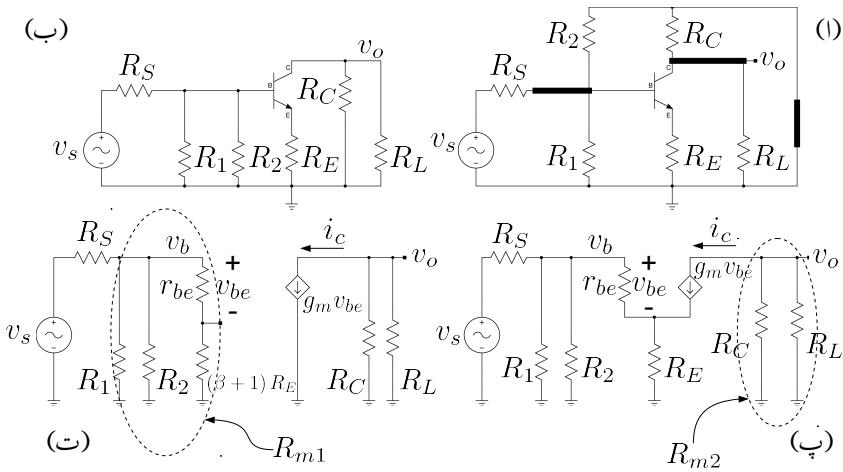
$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = 246 \Omega$$

جیسے پہلے ذکر ہوا کہ ایمپلیفیئر میں کپیسٹر کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ باریک اشارہ کے تعداد پر ان کی برقی رکاوٹ ( $X_C$ ) قابل نظر انداز ہو۔ یوں مساوی پرلتا دور بنتے وقت تمام کپیسٹر کو قصر دور کر دیا جاتا ہے۔ شکل 3.97 الف میں یوں منبع برقی دباؤ  $V_{CC}$  کے علاوہ کپیسٹر  $C_B$  اور  $C_C$  کو بھی قصر دور کیا گیا ہے۔ ان قصر دور کو موٹی کلیروں سے واضح کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے  $R_C$  کے علاوہ  $R_2$  کا بھی ایک سرا برقی زمین سے جا جلتا ہے۔ اسی کو شکل ب میں صاف سمجھا بنا کر دکھایا گیا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ آپ کو شکل اف اور شکل ب یکسان نظر آتے ہیں چونکہ اس عمل کی بار بار ضرورت پڑے گی۔ اس شکل میں  $R_L$  اور  $R_E$  صاف متوازی جڑے نظر آتے ہیں۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کی جگہ  $\pi$  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 3.97 ت سے زنجیری ضرب کی ذریعہ  $A_v$  حاصل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے ایک چھوٹے سے لکٹے پر غور کرتے ہیں۔ شکل ت میں ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر برقی دباؤ کو  $v_b$  لکھا گیا ہے۔ شکل ت میں  $R_1$ ،  $R_2$  اور آپس میں متوازی جڑے ہیں۔ ان متوازی جڑے مزاجتوں کی کل قیمت کو  $R_{m1}$  لکھتے ہیں جہاں

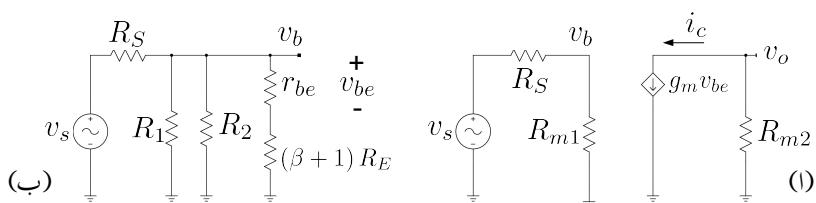
$$(3.231) \quad \frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

شکل (ت) سے زنجیری ضرب لکھ کر  $A_v$  حاصل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے  $v_b$  پر غور کرتے ہیں۔ شکل 3.98 الف میں متوازی جڑے مزاجتوں  $R_{m1}$  اور  $R_{m2}$  کو استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو بنایا گیا ہے جس سے اس دور کا سادہ پن اجاگر ہوتا ہے۔ شکل 3.98 ب میں دور کا صرف داخلی جانب دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.98 الف سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_b = \frac{R_{m1} v_s}{R_{m1} + R_S}$$



3.97 جسکے لئے:



$v_{be}$  اور  $v_b$ : 3.98 جسکے لئے

اس مساوات سے  $v_b$  حاصل کرنے کے بعد شکل ب کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_{be} = \frac{r_{be} v_b}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے مندرجہ ذیل تو سین حاصل ہوتے ہیں جنہیں  $A_v$  حاصل کرنے میں استعمال کیا جائے گا۔

$$(3.232) \quad \frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S}$$

$$(3.233) \quad \frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

آئیں اب  $A_v$  حاصل کریں۔ شکل 3.97 ت کو دیکھتے ہوئے اور شکل 3.98 کو ذہن میں رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.234) \quad A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_b} \right) \left( \frac{v_b}{v_s} \right)$$

اس مساوات پر غور کریں۔ یہ گزشتہ مثالوں سے تدریجیاً مختلف ہے چونکہ یہاں ایک تو سین زیادہ ہے۔ آئیں تمام تو سین کی قیمتیں استعمال کرتے ہوئے اس مساوات کو حل کریں۔ پہلے درکار قیمتیں حاصل کرتے ہیں یعنی

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320 \times 10^3} + \frac{1}{1.7 \times 10^6} + \frac{1}{44045 + (179 + 1) \times 15 \times 10^3}$$

$$R_{m1} = 245.2386 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75000} + \frac{1}{375000}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} = \frac{44045}{44045 + (179 + 1) \times 15000} = 0.01605$$

$$\frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{245238.6}{245238.6 + 5000} = 0.980019$$

اور یوں

$$A_v = -62500 \times 0.004064 \times 0.01605 \times 0.980019 = -3.9952 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اسی انفرائیش کو صفحہ 354 پر دئے مساوات 3.217 کی مدد سے حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر پہلے دور کو مخصوص شکل میں لایا جائے گا۔ اس شکل میں ٹرانزسٹر کے بیس جانب بدلتا اشارہ اور مزاحمت سلسلہ وار جڑے ہونے چاہئے۔ پہلے یہی کرتے ہیں۔

شکل 3.97 ب میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کے حصے کو شکل 3.99 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کا تھونن مساوی دور حاصل کرتے ہیں۔ متوالی جڑے  $R_1$  اور  $R_2$  کی مجموعی مزاحمت کو  $R_{12}$  کہتے ہوئے

$$\begin{aligned} R_{12} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \\ &= \frac{320 \times 10^3 \times 1.7 \times 10^6}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} \\ &= 269.3 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے تھونن مساوی دور میں حاصل مزاحمت کو  $R'_i$  اور حاصل برقی دباؤ کے اشارے کو  $v'_i$  لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{R_S R_{12}}{R_S + R_{12}} \\ &= \frac{5 \times 10^3 \times 269.3 \times 10^3}{5 \times 10^3 + 269.3 \times 10^3} \\ &= 4.91 \text{ k}\Omega \\ v'_i &= \left( \frac{R_{12}}{R_S + R_{12}} \right) v_s \\ &= \left( \frac{269.3 \times 10^3}{5000 + 269.3 \times 10^3} \right) v_s \\ &= 0.98177 v_s \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned}\sum R_C &= \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \\ &= \frac{75 \times 10^3 \times 375 \times 10^3}{75 \times 10^3 + 375 \times 10^3} \\ &= 62.5 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\sum R_E &= \frac{R'_i}{\beta + 1} + r_e + R_E \\ &= \frac{4910}{179 + 1} + 246 + 15000 \\ &= 15.273 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔  $\alpha = \frac{179}{179+1} = 0.994444$

$$\begin{aligned}\frac{v_o}{v'_i} &= -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\ &= -0.994444 \times \frac{62.5 \times 10^3}{15.273 \times 10^3} \\ &= -4.0693 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

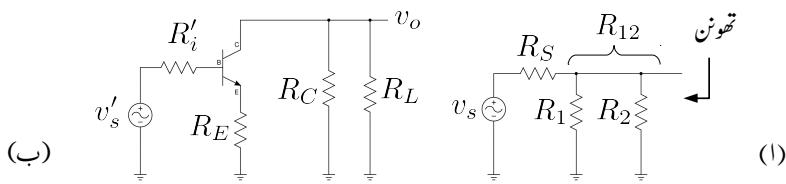
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\begin{aligned}A_v &= \frac{v_o}{v'_i} \times \frac{v'_i}{v_s} \\ &= -4.0693 \times 0.98177 \\ &= -3.995 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ مساوات 3.217 کی قوت استعمال سے متاثر ہو سکتے ہیں۔

$R_S$  کو ایک پلیفائر کا حصہ تصور نہیں کرتے ہوئے باریک اشاراتی داخل مزاجمت  $r_i$  شکل 3.97 ت سے حاصل کرتے ہیں جہاں ہم دیکھتے ہیں کہ یہ دراصل  $R_{m1}$  ہی ہے اور یوں

$$r_i = R_{m1} = 245.2386 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.99: کل مکلر اور بیمزمراجمتوں کے شرح سے افزائش کا حصول

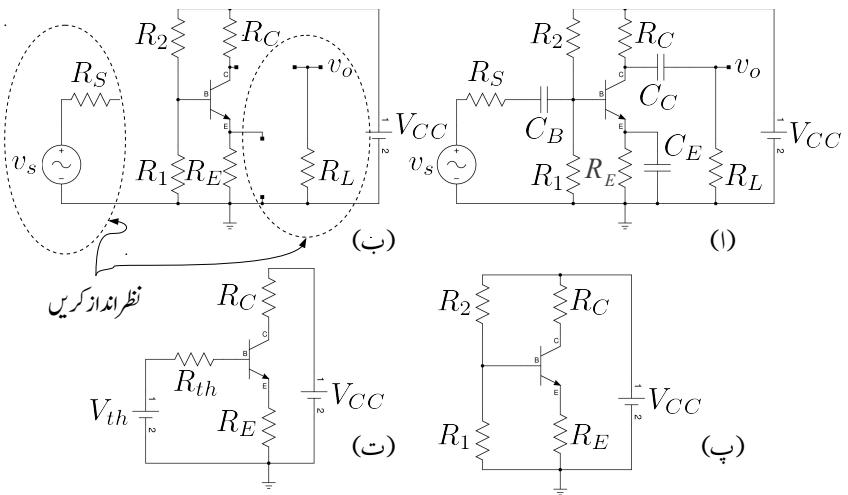
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی داخلی مزاجمت کا دار و مدار  $R_1$ ،  $R_2$  اور ٹرانزسٹر کے بین سرے پر دیکھتے ہوئے مزاجمت  $(r_{be} + (\beta + 1)R_E)$  پر ہے۔ ان تمام قیمتیوں میں عموماً  $r_{be}$  کی قیمت نسبتاً کم ہوتی ہے۔

مثال 3.47: شکل 3.96 الف میں  $R_E$  کے متوازی کپیسٹر  $C_E$  نسب کریں جہاں  $C_E$  کی قیمت اتنی ہے کہ یہ اشارہ کو کم سے کم گھٹاتا ہے۔ اس ایکلیفائر کی داخلی مزاجمت  $r_i$  اور افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔

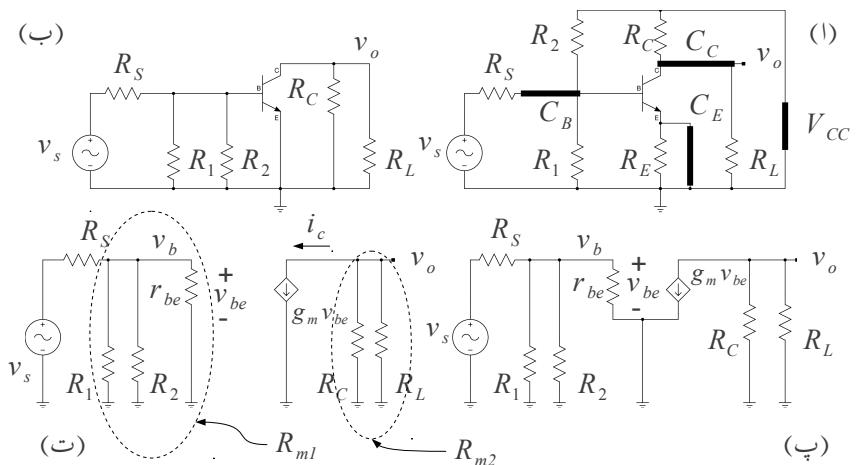
$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\ R_C = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\ R_S = 5 \text{ k}\Omega & R_L = 375 \text{ k}\Omega \end{array}$$

حل: کپیسٹر سمیت دور کو شکل 3.101 کو شکل 3.101 میں دکھایا گیا ہے۔ اس کا مساوی یک سمیت دور حاصل کرنا شکل ب، پ اور ت میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کپیسٹر  $C_E$  کے شمولیت سے بھی ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی پر کسی قسم کا کوئی اثر نہیں پڑا۔ یوں پچھلی مثال کے نتائج یہاں استعمال کئے جا سکتے ہیں یعنی

$$\begin{aligned} g_m &= 4.064 \text{ mS} \\ r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx 246 \Omega \end{aligned}$$



کل 3.100: مثال کامساوی یک سه‌تی دور



کل 3.101: مثال کامساوی باریک اشاراتی دور

شکل 3.101 میں اس کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کرنا دکھایا گیا ہے۔ جیسا شکل 3.101 میں دکھایا گیا ہے، چونکہ  $C_E$  باریک اشارات کے لئے قصر دور ہوتا ہے لہذا  $R_E$  بھی قصر دور ہو جاتا ہے اور یہ باریک اشاراتی دور کا حصہ نہیں بنتا۔ یوں شکل ت سے

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}}$$

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_C}$$

حاصل ہوتا ہے جن سے

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320 \times 10^3} + \frac{1}{1.7 \times 10^6} + \frac{1}{44045}$$

$$R_{m1} = 37.854 \text{ k}\Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75 \times 10^3} + \frac{1}{37.5 \times 10^3}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

قیمتیں ملتی ہیں۔ شکل سے زنجیری ضرب لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اس مثال میں  $v_b$  ہی  $v_{be}$  ہے۔ یوں

$$A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

لکھا جائے گا جہاں

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_{be}}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{37.854 \times 10^3}{37.854 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 0.8833$$

جس سے

$$A_v = (-62500) \times (0.004064) \times (0.8833) = 224 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے۔ گزشتہ مثال کی افزائش کے ساتھ موازنہ کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ  $C_E$  نسب کرنے سے افزائش بہت زیادہ بڑھ گئی ہے۔ اس کو مساوات 3.217 یعنی

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے با آسانی سمجھا جاسکتا ہے۔ چونکہ باریک اشارات کے لئے  $C_E$  بطور قصر دور کام کرتا ہے المذا

$$\sum R_E = \frac{R_{th}}{\beta + 1} + r_e$$

رہ جاتا ہے جبکہ

$$\sum R_C = R_{m2}$$

ہی ہے۔  $\sum R_E$  کم ہونے کی وجہ سے افزائش میں اضافہ پیدا ہوا ہے۔ اس حقیقت کو سمجھ کر یاد رکھیں۔

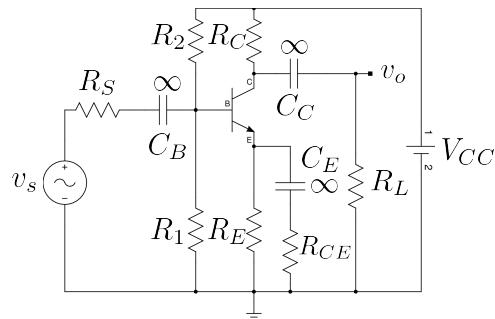
شکل سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$r_i = R_{m1} = 37.854 \text{ k}\Omega$$

جہاں  $R_S$  کو ایکلیفائر کا حصہ نہیں تصور کیا گیا ہے۔ گزشتہ ایکلیفائر کے ساتھ موازنہ کرنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ داخلی مزاحمت بہت کم ہو گئی ہے۔ باریک اشارات کے لئے کپیسٹر  $C_E$  بطور قصر دور کام کرتا ہے اور یوں ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر دیکھتے ہوئے ہمیں صرف  $r_{be}$  نظر آتا ہے۔ داخلی مزاحمت متوازی جڑے  $R_1$ ،  $R_2$  اور  $r_{be}$  پیدا کرتے ہیں اور یوں اس کی قیمت کم ہو گئی ہے۔

مندرجہ بالا دو مثالوں سے ہم دیکھتے ہیں کہ  $R_E$  اور  $C_E$  کے استعمال سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $r_i$  اور افزائش  $A_v$  متاثر ہوتے ہیں۔ ان میں ایک بڑھانے سے دوسرا گھٹتا ہے۔

مثال 3.48: کپیسٹر  $C_E$  اور مزاحمت  $R_{CE}$  سلسلہ وار جوڑتے ہوئے انہیں شکل 3.96 الف میں  $R_E$  کے متوازی نسب کریں۔ حاصل ایکلیفائر کی داخلی مزاحمت  $r_i$  اور افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔  $R_{CE}$  کی قیمت



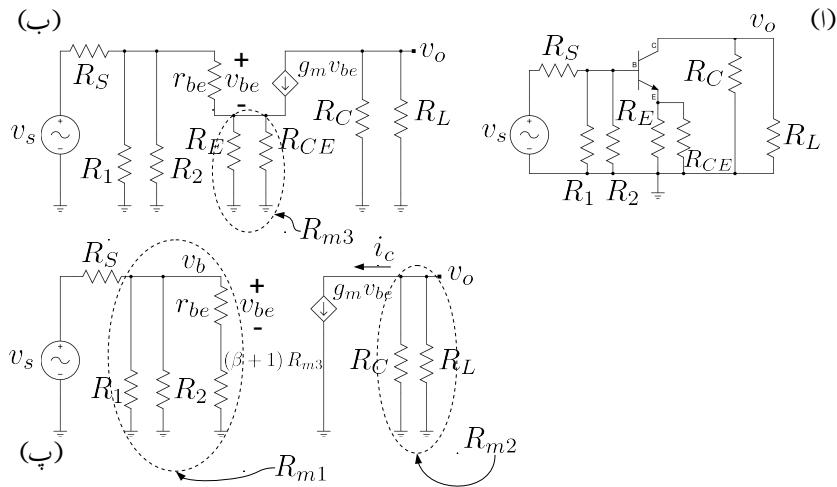
شکل 3.102: یک سستی اور باریک اشارات کے علیحدگی کی ایک اور مثال

100  $\Omega$  رکھیں۔ حل: شکل 3.102 میں دور دکھایا گیا ہے۔ کپیسٹر کی بر قی رکاوٹ  $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$  ہوتی ہے۔ کسی بھی تعداد پر کپیسٹر کی قیمت بڑھا کر اس کی بر قی رکاوٹ کی قیمت کم کی جاسکتی ہے۔ جیسا پہلے بتایا گیا کہ باریک اشارات کو بغیر گھٹائے منتقل کرنے کی خاطر کپیسٹر کی قیمت زیادہ سے زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل میں کپیسٹر پر لامدد و دکانشان ( $\infty$ ) 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 3.103 میں دکھایا گیا ہے۔ باریک اشاراتی دور میں  $R_E$  اور  $R_{CE}$  متوازن جڑے ہیں جنہیں  $R_{m3}$  کہا گیا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{m1}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_{m3}} \\ \frac{1}{R_{m2}} &= \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L} \\ \frac{1}{R_{m3}} &= \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{CE}} \end{aligned}$$

لکھا جائے گا جن سے ان تمام کی قیمتیں حاصل کی جائیں گی۔  $R_{m2}$  اور  $R_{m3}$  کی قیمتیں پہلے حاصل کی جائیں



شکل 3.103: مثال کا باریک اشاراتی دور

گی۔ دور میں دی گئی معلومات کو اپنی سہولت کی خاطر یہاں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$\begin{array}{ll}
 V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\
 R_C = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\
 R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\
 R_S = 5 \text{ k}\Omega & R_L = 375 \text{ k}\Omega \\
 R_{CE} = 100 \Omega &
 \end{array}$$

اسی طرح یک سختی حل کے بعد حاصل کئے گئے ریاضی نمونہ کے جزو بھی یہاں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 g_m &= 4.064 \text{ S} \\
 r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\
 r_e &\approx 246 \Omega
 \end{aligned}$$

اور انہیں استعمال کرتے ہوئے حاصل کرتے ہیں۔

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75000} + \frac{1}{375000}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{R_{m3}} = \frac{1}{15000} + \frac{1}{100}$$

$$R_{m3} = 99.3377 \Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320000} + \frac{1}{1700000} + \frac{1}{44045 + (179 + 1) \times 99.3377}$$

$$R_{m1} = 50.348 \text{ k}\Omega$$

شکل 3.103 پ سے ہم مندرجہ ذیل مساوات لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{50348}{50348 + 5000} = 0.9096625$$

$$\frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1)R_{m3}} = \frac{44045}{44045 + (179 + 1) \times 99.3377} = 0.711255$$

ان نتائج کو استعمال کرتے ہوئے شکل پ سے ہی  $A_v$  حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_b} \right) \left( \frac{v_b}{v_s} \right) \\ &= (-62500) \times (0.004064) \times (0.711255) \times (0.9096625) \\ &= -164 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

اسی شکل سے ایمپلینافر کی باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں جو کہ  $R_{m1}$  کے برابر ہے۔ یوں

$$r_i = R_{m1} = 50.348 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یاد رہے کہ مزاحمت  $R_S$  کو یہاں ایمپلینافر کا حصہ تصور نہیں کیا گیا۔ اگر اس کو بھی شامل کیا جائے تو کل داخلی مزاحمت کی قیمت مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$r_{i\text{کل}} = r_i + R_S = 55.348 \text{ k}\Omega$$

اس مثال میں ایک اہم بات سامنے آئی۔ کپیسٹر  $C_E$  اور مزاحمت  $R_{CE}$  کے استعمال سے یہ ممکن ہے کہ ہم ٹرانزسٹر ایک پلیناٹر کی افراکش اپنے مرضی سے طے کر سکیں۔ اس مثال میں اگر  $R_{CE}$  کی قیمت صفر کھی جائے تو زیادہ سے زیادہ افراکش حاصل ہوتی ہے اور اگر  $R_{CE}$  کی قیمت لاحدہ دکر دیا جائے تو کم سے کم افراکش حاصل ہوتی ہے۔  $R_{CE}$  کی قیمت ان حدود کے درمیان رکھتے ہوئے افراکش بھی دو حدود کے اندر کھیں پر بھی رکھی جا سکتی ہے۔ مساوات 3.217 یعنی

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے اس حقیقت کو با آسانی سمجھا جا سکتا ہے۔ اس مثال میں متوازی چڑی مزاحمت  $R_E$  اور  $R_{CE}$  کے کل مزاحمت کو  $\sum R_E$  کھیں گے۔ یہاں چونکہ  $R_E$  کو نقطہ کار کر دی گی تعین کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا ہے لہذا اس کو تبدیل کئے بغیر  $A_v$  میں تبدیلی  $R_{CE}$  کی مدد سے حاصل کی جا سکتی ہے۔

---



---

مثال 3.49: شکل 3.104 میں  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  اور  $r_i = 5 \text{ k}\Omega$  جبکہ  $\beta = 120$  ہیں۔ بر قی رو افراکش  $A_i = -30 \frac{\Delta}{A}$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: مساوی دور سے افراکش لکھتے ہیں

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = -30 = -120 \left( \frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + r_i \| R_1 \| R_2} \right)$$

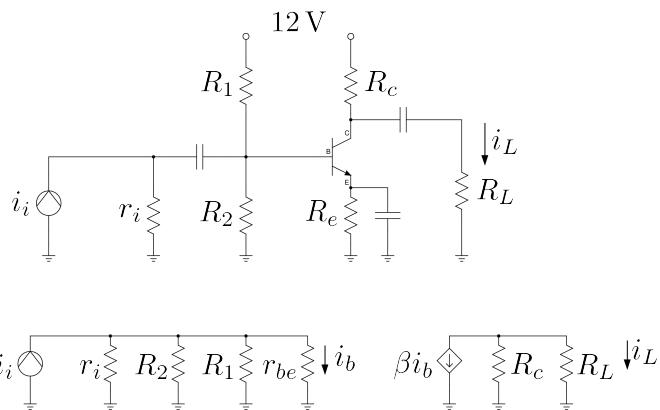
جس سے

$$(3.235) \quad \frac{1}{4} = \left( \frac{R_c}{R_c + 1000} \right) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \| R_1 \| R_2} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسی وہ تمام قیمتیں جو اس مساوات پر پورا اتریں درست جواب ہیں۔ آئیں ہم دونوں توصییں کی قیمتیں برابر رکھ کر دیکھیں۔ ایسا کرنے سے عموماً قابل قبول جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\frac{1}{2} = \left( \frac{R_c}{R_c + 1000} \right)$$

$$\frac{1}{2} = \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \| R_1 \| R_2} \right)$$



شکل 3.104: ایمپلینٹر کا تحلیق

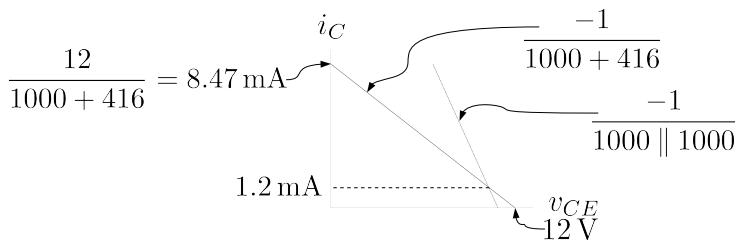
لیتے ہیں۔ یوں پہلی مساوات سے  $R_b = R_1 \parallel R_2$  حاصل ہوتا ہے۔ دوسرے مساوات میں  $R_c = 1\text{k}\Omega$  کو لکھتے ہیں۔

$$\frac{1}{2} = \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_b} \right)$$

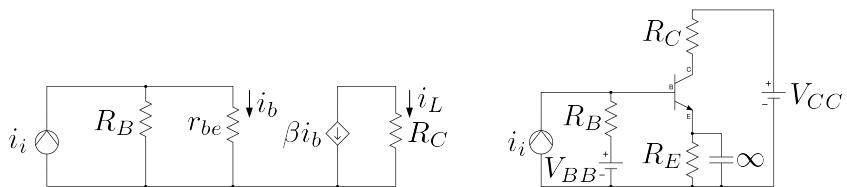
اس مساوات میں دونا معلوم متغیرات ہیں لہذا کسی ایک کی قیمت خود چنی ہو گی۔ اگر  $R_b = 5\text{k}\Omega$  رکھی جائے تو  $r_{be} = 2.5\text{k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے اگر  $R_b \rightarrow \infty$  تصور کی جائے تو  $r_{be} = 5\text{k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_b$  تبدیل کرنے سے  $r_{be}$  کی قیمت پر خاص اثر نہیں ہوتا۔ یوں ہم  $R_b = 5\text{k}\Omega$  اور  $r_{be} = 2.5\text{k}\Omega$  رکھتے ہیں۔ مساوات 3.33 کی مدد سے  $R_e = 416\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$  ہوتا ہے لہذا  $I_{CQ} = \frac{\beta V_T}{R_e}$  یعنی  $I_{CQ} = 1.2\text{mA}$  حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.105 میں یک سمیتی اور بدلتی روخت بوجہ دکھائے گئے ہیں جہاں سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $i_c$  کے حیطے کی حد 1.2 mA ہے۔ یوں  $i_L$  کے حیطے کی حد 0.6 mA ہے۔ اگر زیادہ حیطہ درکار ہو تو تخلیق کو اس نقطے نظر سے دوبارہ سر انجام دینا ہو گا کہ  $I_{CQ}$  درکار حیطہ فراہم کر سکے۔

$R_2 = 48\text{k}\Omega$  اور  $R_1 = 1.2492\text{V}$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $V_{BB} = 1.2492\text{V}$  اور  $\beta = I_{CQ} / R_e$  حاصل ہوتے ہیں۔



شکل 3.105: خطوط پیچیده



شکل 3.106: ایک پلیناگر اور اس کا باریک اشارتی مساوی دور

آئیں شکل 3.106 پر غور کریں۔ اس کی انفرائش  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  یوں حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned}
 A_i &= \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{i_b} \times \frac{i_b}{i_i} \\
 &= -\beta \left( \frac{R_B}{R_B + r_{be}} \right)
 \end{aligned}$$

اس کو یہ

$$A_i = \frac{-\beta}{1 + \frac{r_{be}}{R_B}}$$

لکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ زیادہ سے زیادہ افزائش اس وقت حاصل ہو گی جب

$$(3.236) \quad r_{be} \ll R_B$$

$$(3.237) \quad \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B$$

ہو جہاں دوسرے قدم پر  $r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$  کا استعمال کیا گیا۔ ایسا کرتے ہوئے افزائش کی تحمی قیمت ٹرانزسٹر کے  $\beta$  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 ایمپلیفائر تخلیق دینی کی بنیادی شرط ہے۔ اگر ایمپلیفائر تخلیق دیتے ہوئے اس شرط کو پورا کیا جائے تو تخلیق کردہ ایمپلیفائر کی افزائش زیادہ سے زیادہ ہو گی اور ساتھ ہی ساتھ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردنی  $\beta$  کے تبدیلی سے قابل قبول حد تک متاثر ہو گا۔ اگر اس شرط کو نجھانا ممکن نہ ہو تو کم افزائش اور یا پھر  $\beta$  کے تبدیلی سے نقطہ کار کردنی کا اپنی جگہ سے اخراج کو برداشت کرنا ہو گا۔

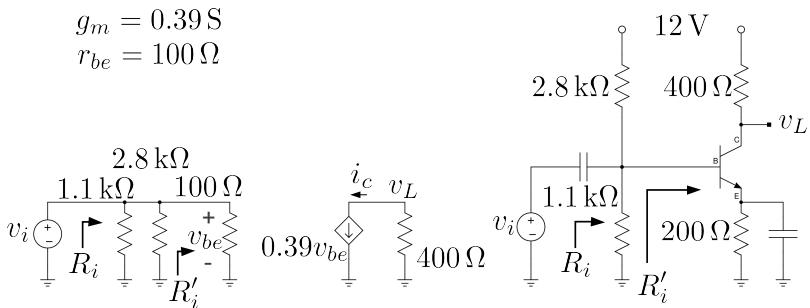
### 3.17 برقی بار، داخلی مزاحمت اور ایمپلیفائر کی افزائش

شکل 3.107 میں ایک ایمپلیفائر اور اس کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھائے گئے جہاں تمام کپیسٹروں کی قیمت لا محدود ہے۔ اس کی افزائش

$$\begin{aligned} A_{v1} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\ &= -400 \times 0.39 \times 1 = -156 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

جبکہ داخلی مزاحمت  $R'_i$

$$R'_i = 100 \Omega$$



شکل 3.107: سادہ ایمپلینیٹر

اور  $R_i$ 

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

$$R_i = 88.76 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔  $R'_i$  ٹرانزسٹر کے میں پر دیکھتے ہوئے مزاحمت ہے جبکہ  $R_i$  ٹرانزسٹر کو مائل کرنے والے مزاحتوں کے اثر کو بھی شامل کرتا ہے۔ شکل 3.108 میں خارجی جانب بر قی بوجھ  $R_L$  لادا گیا ہے۔ اگر  $R_L = 200 \Omega$  ہوتا ہے اس ایمپلینیٹر کی افزائش

$$(3.239) \quad A_{v2} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i}$$

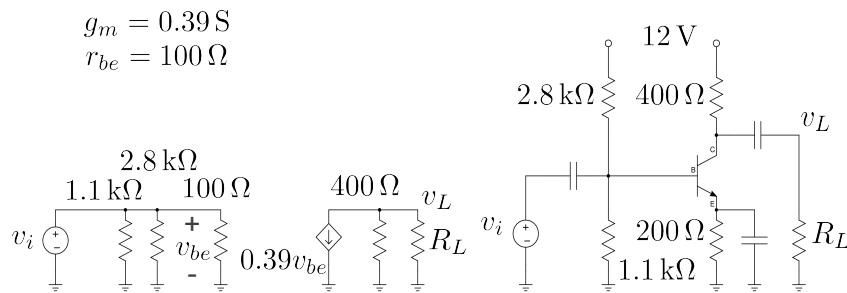
$$= - \left( \frac{400 \times 200}{400 + 200} \right) \times 0.39 \times 1 = -52 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے جبکہ اگر  $R_L = 88.76 \Omega$  ہوتا ہے

$$(3.240) \quad A_{v3} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i}$$

$$= - \left( \frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76} \right) \times 0.39 \times 1 = -28 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دونوں اشکال میں  $v_{be} = v_i$  ہونے کی بدولت افزائش میں تیرے کسر یعنی  $\frac{v_{be}}{v_i}$  کا کوئی کردار نہیں۔ آئین داخلی اشارے کی مزاحمت کا اثر دیکھیں۔ شکل 3.109 میں اس غرض سے داخلی اشارے کا



حکل 3.108: سادہ بوجھ سے لد ایکلپیغاٹر

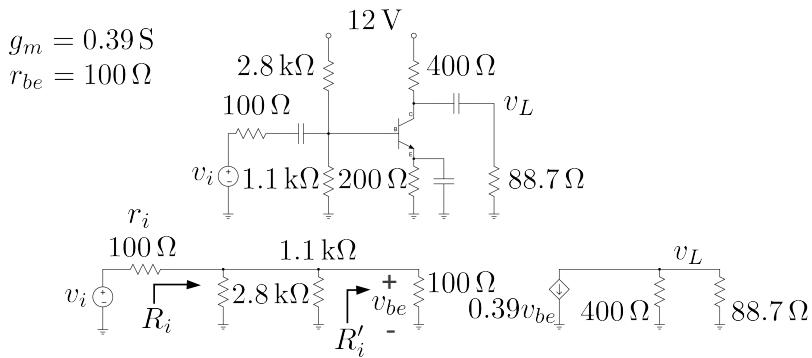
مزاحمت بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس ایکلپیغاٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
 A_{v4} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\
 &= -\left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76}\right) \times 0.39 \times \left(\frac{R_i}{r_i + R_i}\right) \\
 &= -\left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76}\right) \times 0.39 \times \left(\frac{88.76}{100 + 88.76}\right) \\
 &= -28 \times 0.47 \\
 &= -13 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

جہاں  $r_i$  اور  $R_i$  کے کدرار کی وجہ سے افزائش گزشتہ قیمت کے 0.47 گناہ کی ہے۔ یاد رہے کہ حقیقت میں  $r_i$  ہر صورت موجود ہوتا ہے۔  $A_{v4} = 0.47 A_v$  لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے میں تاکلٹر کی افزائش  $A_v$  یعنی  $\frac{v_L}{v_{be}}$  میں کوئی تبدیلی رونما نہیں ہوئی۔ کل افزائش  $\frac{v_L}{v_i}$  میں کی اس وجہ سے پیدا ہوئی کہ ٹرانزسٹر کے میں تک مکمل داخلی اشارہ نہیں پہنچ پاتا یعنی  $r_i$  کے موجودگی میں

$$\begin{aligned}
 v_{be} &= \left(\frac{R_i}{r_i + R_i}\right) v_i \\
 &= \left(\frac{88.76}{100 + 88.76}\right) v_i \\
 &= 0.47 v_i
 \end{aligned}$$

ہو جاتا ہے جبکہ اس کے غیر موجودگی میں  $v_{be} = v_i$  ہوتا ہے۔



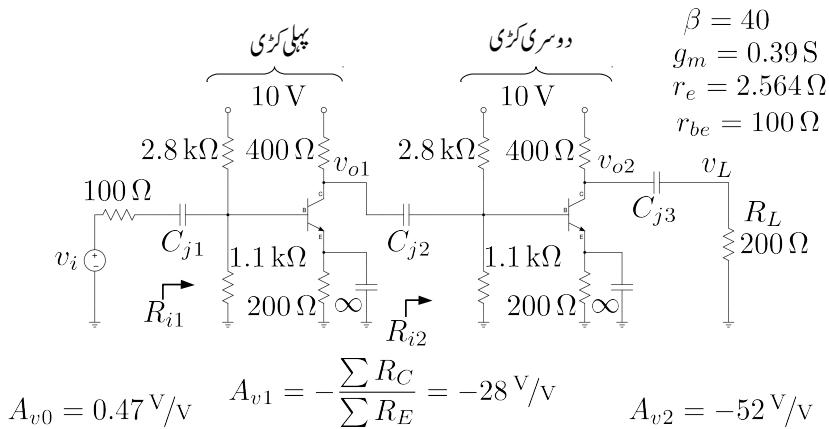
شکل 3.109: داخلی مزاحمت کا اثر

ان حقائق کو سمجھنے کے بعد زنجیری ایمپلیفیئر پر غور کرتے ہیں۔

### 3.18 زنجیری ایمپلیفیئر

شکل 3.110 میں دو کڑی زنجیری ایمپلیفیئر<sup>49</sup> دکھایا گیا ہے جس میں دو بالکل یکساں ایمپلیفیئر کو جفتی کپیسٹر  $C_{j2}$  کی مدد سے آپس میں جوڑا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردگی متاثر نہیں ہوتا۔ داخلی جانب  $100 \Omega$  مزاحمت والا داخلی اشارة  $v_i$  جفتی کپیسٹر  $C_{j1}$  کی مدد سے ایمپلیفیئر 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 ایمپلیفیئر حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مزید یہ کہ کڑیوں کا یکساں ہونا بالکل ضروری نہیں۔ ہر کڑی مختلف ہو سکتی ہے۔

اسیں جلد یک سستی تجویز کریں۔ چونکہ  $V_{th} \approx 2.82 \text{ V}$  اور  $R_{th} \approx 790 \Omega$  ہیں لہذا  $I_{CQ} \approx 9.7 \text{ mA}$  ہے۔ یوں  $r_{be} \approx 100 \Omega$  اور  $g_m = 0.39 \text{ S}$  حاصل ہوتے ہیں۔

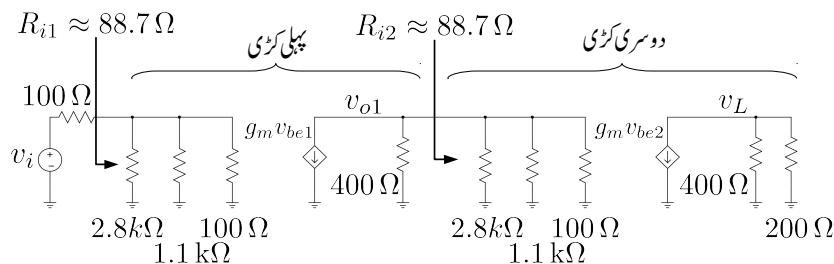


شکل 3.110: دوکڑی زنجیری ایکلینیک

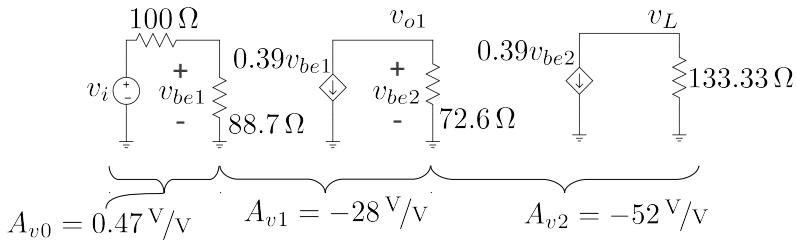
شکل 3.111 میں شکل 3.110 کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی مزاحموں کا مجموعہ یعنی

$$\begin{aligned} 2800 \parallel 1100 \parallel 100 &= 88.7 \Omega \\ 400 \parallel 2800 \parallel 1100 \parallel 100 &= 72.6 \Omega \\ 400 \parallel 200 &= 133.33 \Omega \end{aligned}$$

لیتے ہوئے شکل 3.112 حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.111: دوکڑی زنجیری ایکلینیک کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.112: دو کڑی زنجیری ایمپلینفائز کا ہر یک اشاراتی سادہ مساوی دور

اس شکل میں

$$\begin{aligned} \frac{v_L}{v_{o1}} &= \frac{v_L}{v_{be2}} = A_{v2} = -0.39 \times 133.33 = -52 \frac{V}{V} \\ \frac{v_{o1}}{v_{be1}} &= \frac{v_{be2}}{v_{be1}} = A_{v1} = -0.39 \times 72.6 = -28 \frac{V}{V} \\ \frac{v_{be1}}{v_i} &= A_{v0} = \frac{88.7}{100 + 88.7} = 0.47 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں زنجیری ایمپلینفائز کی کل افزائش زنجیری ضرب سے

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{o1}} \times \frac{v_{o1}}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\ &= A_{v0} A_{v1} A_{v2} \\ &= 0.47 \times (-28) \times (-52) = 684 \frac{V}{V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

یہاں رک کر دو بارہ غور کریں۔ شکل 3.110 سے سیدھا شکل 3.112 حاصل کرتے ہوئے کل افزائش حاصل کی جاسکتی ہے۔ حقیقت میں اس قدم کی بھی کوئی ضرورت نہیں۔ جیسا کہ شکل 3.110 پر یہی دکھایا گیا ہے، آپ اسی شکل پر ہر کڑی کی افزائش  $\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$  حاصل کر سکتے ہیں۔ کیلکیولیٹر<sup>50</sup> کی مدد سے شکل کو دیکھتے ہوئے  $\sum R_C = 133\Omega$  اور  $\sum R_E = 133\Omega$  حاصل کرتے ہوئے افزائش حاصل کی جاسکتی ہے۔ یوں مثلاً دوسری کڑی میں  $A_{v2} = -52 \frac{V}{V}$  حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.110 میں پہلے کڑی اور دوسری کڑی کے ایمپلیفائروں کے داخلی مزاحمت  $R_{i1}$  اور  $R_{i2}$  کی وضاحت کی گئی ہے۔ شکل 3.111 میں ان کی قیمتیں

$$\frac{1}{R_{i1}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

$$R_{i1} = 88.7 \Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{i2}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

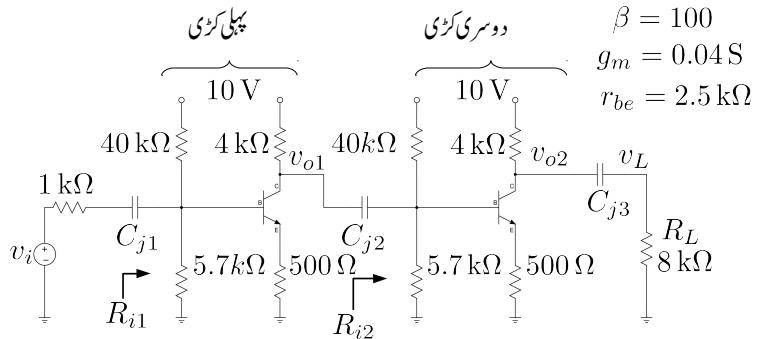
$$R_{i2} = 88.7 \Omega$$

دھکائی گئیں ہیں۔ ایمپلیفائر ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر پائے جانے والے اشارے کی افزائش کرتا ہے۔ داخلی جانب ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس پر  $v_i$  کی وجہ پر  $\frac{88.7v_i}{100+88.7} = 0.47v_i$  پایا جاتا ہے۔ اشارے کے قیمت میں کمی ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت  $R_{i1}$  کی بدولت ہے۔  $v_i$  کے نقطہ نظر سے ایمپلیفائر  $88.7 \Omega$  کا مزاحمت ہے۔ اسی طرح پہلی کڑی کے ایمپلیفائر کو دوسرا ایمپلیفائر بطور مزاحمت  $R_{i2}$  نظر آتا ہے۔

یہاں ایک مرتبہ دو بارہ مساوات 3.239 اور مساوات 3.240 پر نظر ڈالیں جہاں ایک کڑی کے ایمپلیفائر پر تجربہ کرتے ہوئے خارجی جانب برقراری بوجہ لادنے کے اثرات پر غور کیا گیا۔ شکل 3.110 کے دوسری کڑی کے افزائش پر  $200 \Omega$  برقراری بوجہ کا اثر بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل 3.108 میں  $200 \Omega$  کے بوجہ کا ہے۔ اسی طرح شکل 3.110 میں پہلی کڑی پر دوسری کڑی کے  $88.76 \Omega$  کے داخلی مزاحمت کا اثر شکل 3.108 میں  $88.76 \Omega$  کے بوجہ کی طرح ہے۔

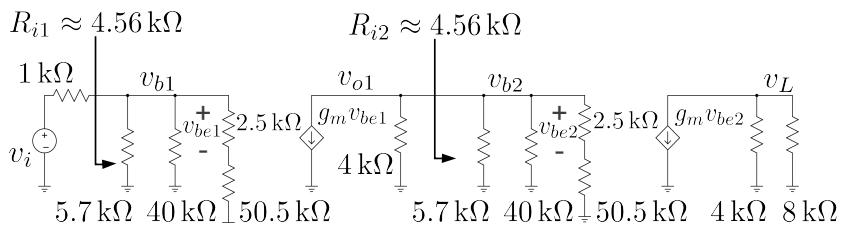
جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ  $A_v \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$  ہوتا ہے لہذا زیادہ  $\beta$  کے ٹرانزسٹر استعمال کرنے سے دوسری کڑی کی افزائش نہیں بڑھتی البتہ ایسا کرنے سے دوسری کڑی کا داخلی مزاحمت ضرور بڑھتا ہے جس سے پہلی کڑی کی افزائش بڑھے گی۔

مثال 3.50: شکل 3.113 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کریں۔



$$A_{v0} = 0.82 \text{ V/V} \quad A_{v1} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -4 \text{ V/V} \quad A_{v2} = -5 \text{ V/V}$$

شکل 3.113: دو کوئی زنجیری ایمپلینفائز کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.114: دو کوئی زنجیری ایمپلینفائز کا باریک اشاراتی مساوی دور

حل: شکل 3.114 میں اس کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں سے  $R_{i1} = R_{i2} = 4.56 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔ اسی طرح ان دونوں اشکال میں سے کسی بھی سے مندرجہ ذیل لکھا جاسکتا ہے۔

$$A_{v0} = \frac{v_{b1}}{v_i} = \frac{4560}{4560 + 1000} = 0.82 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_{b1}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 4560}{4000 + 4560} \times \frac{2500}{2500 + 50500} = -4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$A_{v2} = \frac{v_L}{v_{b2}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 8000}{4000 + 8000} \times \frac{2500}{2500 + 50500} = -5 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

لذرا

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{b2}} \frac{v_{o1}}{v_{b1}} \frac{v_{b1}}{v_i} \\ &= (-5) (-4) (0.82) = 16.4 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$


---



---



---

مثال 3.51: شکل 3.110 میں دوسری کڑی  $pnp$  سے بناتے ہوئے شکل 3.115 حاصل ہوتا ہے۔ اس پر اچھی طرح غور کریں۔ شکل 3.110 پر بختی بحث کی گئی اور اس کے تمام مساوات موجودہ دور پر لاگو ہوتے ہیں۔

---



---



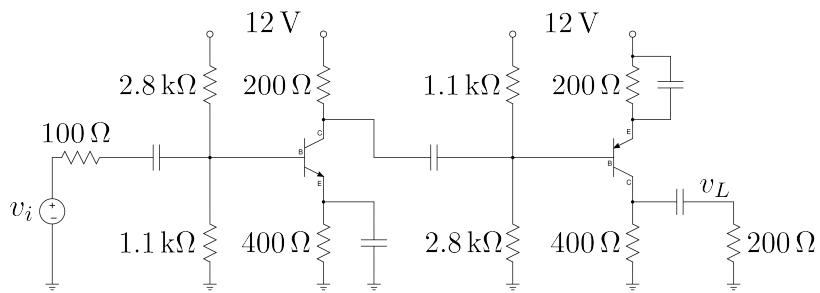
---

مثال 3.52: شکل 3.116 میں دو کڑی زنجیری یک سمتی رو ایمپلینگر دکھایا گیا ہے۔ اس کے تمام یک سمتی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔ دونوں ٹرانزسٹر کا  $\beta = 99$  ہے۔

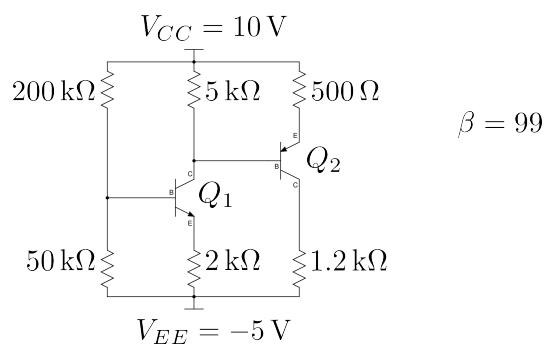
حل:  $Q_1$  کے داخلی جانب مسئلہ تھونن کی مدد سے

$$V_{th} = \left( \frac{50000}{200000 + 50000} \right) \times [10 - (-5)] - 5 = -2 \text{ V}$$

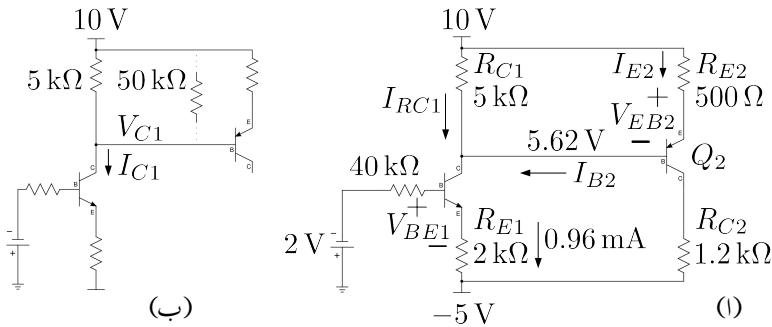
$$R_{th} = \frac{50000 \times 200000}{50000 + 200000} = 40 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.115: دو کریز نجیبی ایمپلینگر



شکل 3.116: دو کریز یک سهی نجیبی ایمپلینگر



شکل 3.117: دو کڑی یک سقی زنجیری ایکلیپس

حاصل ہوتے ہیں جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل 3.117 اف حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.117 اف میں  $Q_1$  کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$2 + 40000 \times I_B + 0.7 + 2000 \times I_E - 5 = 0$$

لکھا جاسکتا ہے جس میں  $I_B = \frac{I_E}{\beta+1}$  پُر کرنے سے

$$I_{E1} = \frac{5 - 2 - 0.7}{\frac{40000}{99+1} + 2000} = 0.95833 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = \frac{\beta}{\beta + 1} I_{E1} = 0.94875 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned} V_{E1} &= I_{E1} R_{E1} - 5 \\ &= 0.95833 \times 10^{-3} \times 2000 - 5 \\ &= -3.08 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $Q_1$  کے مکمل جانب برقی رو  $I_{C1}$  کے دو راستے ہیں۔ پہلا راستہ  $R_{C1}$  کے ذریعے اور دوسرا راستہ  $Q_2$  سے ہوتے ہوئے  $R_{E2}$  کے ذریعے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے استعمال سے

$$(3.241) \quad \begin{aligned} I_{C1} &= I_{RC1} + I_{B2} \\ 0.94875 \times 10^{-3} &= I_{RC1} + I_{B2} \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ پہلے راستے پر

$$(3.242) \quad V_{C1} = V_{B2} = 10 - I_{RC1}R_{C1} = 10 - 5000I_{RC1}$$

جبکہ دوسرے راستے پر

$$(3.243) \quad \begin{aligned} V_{C1} &= V_{B2} = 10 - I_{E2}R_{E2} - V_{EB2} \\ &= 10 - (\beta + 1) I_{B2}R_{E2} - V_{EB2} \\ &= 10 - (99 + 1) \times I_{B2} \times 500 - 0.7 \\ &= 9.3 - 50000I_{B2} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا تین مساوات کو حل کرتے ہیں۔ مساوات 3.242 اور 3.243 کو برابر لکھتے ہیں۔

$$10 - 5000I_{RC1} = 9.3 - 50000I_{B2}$$

$$5000I_{RC1} - 50000I_{B2} - 0.7 = 0$$

مساوات 3.241 سے  $I_{RC1}$  حاصل کرتے ہوئے اس مساوات میں پُر کرتے ہیں

$$5000 \left( 0.94875 \times 10^{-3} - I_{B2} \right) - 50000I_{B2} - 0.7 = 0$$

جس سے

$$I_{B2} = 73.5 \mu\text{A}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$I_{E2} = (\beta + 1) I_{B2} = 7.35 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = \alpha I_{E2} = 7.28 \text{ mA}$$

$$I_{RC1} = I_{C1} - I_{B2} = 0.94875 \text{ mA} - 73.5 \mu\text{A} = 0.87525 \text{ mA}$$

$$V_{B2} = V_{CC} - I_{RC1}R_{C1} = 10 - 0.87525 \times 10^{-3} \times 5000 = 5.62 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ پر  $Q_2$

$$V_{E2} = V_{B2} + V_{EB2} = 5.62 + 0.7 = 6.32 \text{ V}$$

$$V_{C2} = -5 + I_{C2}R_{C2} = -5 + 7.28 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.736 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{E2} - V_{C2} = 6.32 - 3.736 = 2.584 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں  $Q_2$  افراہندہ ہے اور حاصل کردہ جوابات درست ہوں گے۔

اسی مثال کو یوں جلدی حل کیا جاسکتا ہے۔  $I_E \approx I_C \approx$

$$I_{C1} \approx I_{E1} = 0.95833 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جیسے شکل 3.117 ب میں دکھایا گیا ہے،  $R_{E2}$  کا عکس ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے بیس جانب  $(\beta + 1) R_{E2}$  نظر آتا ہے جو  $R_{C1}$  کے متوازی جڑا ہے۔ یوں ان کا مجموعہ

$$\frac{(\beta + 1) R_{E2} R_{C1}}{(\beta + 1) R_{E2} + R_{C1}} = 4.545 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے جس سے  $I_{C1}$  گزرتا ہے۔ یوں

$$V_{C1} = V_{B2} = V_{CC} - 4545 \times 0.95833 \times 10^{-3} = 5.644 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$V_{E2} = V_{B2} + V_{EB2} = 5.644 + 0.7 = 6.344 \text{ V}$$

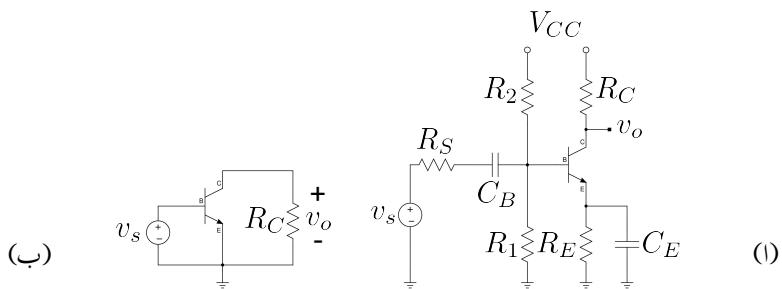
$$I_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{10 - 6.344}{500} = 7.312 \text{ mA}$$

$$V_{C2} = -5 + I_{E2} R_{C2} = -5 + 7.312 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.774 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{E2} - V_{C2} = 6.344 - 3.774 = 2.57 \text{ V}$$

### 3.19 ایمپر مشترک، کلکٹر مشترک اور بیس مشترک ایمپلینیٹر

شکل اف میں ایمپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر مائل کرنے والے رکن نہ دکھاتے ہوئے اسی کا بدلتی رو شکل دکھایا گیا ہے جہاں کپیسٹروں اور یک سمتی برقی دباؤ  $V_{CC}$  کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کی مراجحت  $R_s$  کو بھی نظر انداز کیا گیا ہے تاکہ اصل نقطے پر نظر رکھنا زیادہ آسان ہو۔ اس شکل سے صاف ظاہر ہے کہ داخلی اشارے کو ٹرانزسٹر کے بیس  $B$  اور ایمپر  $E$  کے مابین مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی اشارے کو کلکٹر  $C$  اور ایمپر  $E$  کے مابین سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کا ایمپر مشترک کر سرا ہے۔ اسی سے اس طرز



شکل 3.118: ایمپلیفائر کے مشترک ایمپلیفائر

کے ایمپلیفائر کو مشترک ایمپلیفائر یا مشترک ایمپلیفائر<sup>51</sup> پکارا جاتا ہے۔ اگر شکل الف میں کپیسٹر  $C_E$  استعمال نہ کیا جاتا تب ٹرانزسٹر کا ایمپلیفائر بر قی زمین پر نہ ہوتا اور شکل ب میں داخلی اشارہ بیس اور بر قی زمین کے مابین مہیا کیا جاتا۔ ایسی صورت میں بھی اسے مشترک ایمپلیفائر ہی پکارا جاتا ہے۔ اس باب میں اب تک جتنے ایمپلیفائر دیکھے گئے وہ تمام مشترک ایمپلیفائر تھے۔

شکل 3.119 الف میں کلکٹر مشترک<sup>52</sup> اور اس کے نیچے اس کا مساوی باریک اشاراتی دور جبکہ شکل ب میں بیس مشترک<sup>53</sup> ایمپلیفائر اور اس کے نیچے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھائے گئے ہیں۔ ان ایمپلیفائر میں بھی اگر مشترک کہ سرے اور بر قی زمین کے مابین مزاحمت وغیرہ نسب ہوتا، انہیں تب بھی انہیں ناموں سے پکارا جاتا۔

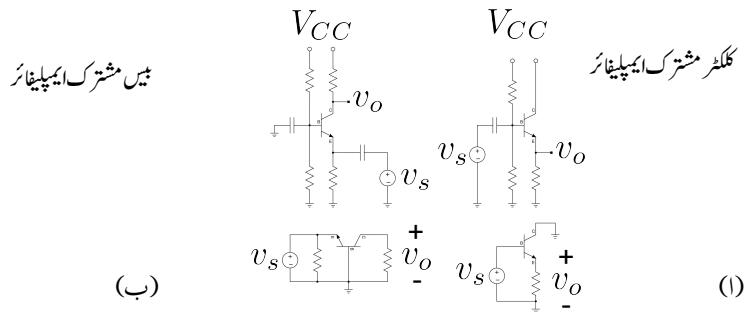
مثال 3.53: شکل 3.120 میں

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega \\ r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

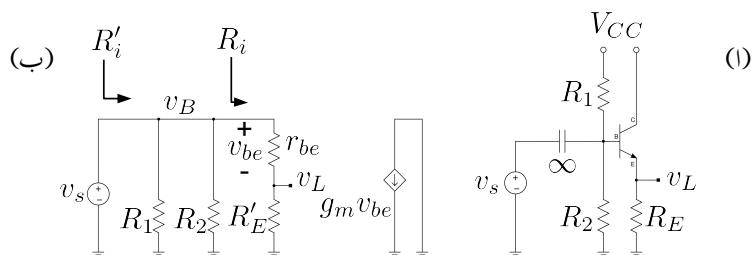
ہیں۔  $R'_i$  اور  $A_v = \frac{v_L}{v_s}$  حاصل کریں۔

حل: شکل ب میں مساوی باریک اشاراتی دو دکھایا گیا ہے جہاں  $R'_E$  ٹرانزسٹر کے بیس جانب  $R_E$  کا عکس

common emitter<sup>51</sup>  
common collector<sup>52</sup>  
common base<sup>53</sup>



شکل 3.119: میں مشترک اور گلٹر مشترک ایپلیناٹر



شکل 3.120: گلٹر مشترک

یعنی  $(\beta + 1) R_E$  ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\ &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \\ &= \frac{(99+1) \times 1000}{1000 + (99+1) \times 1000} \\ &= 0.99 \frac{\text{V}}{\text{V}} \approx 1 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

جکہ

$$R_i = r_{be} + R'_E = 1000 + 100000 = 101 \text{ k}\Omega$$

اور

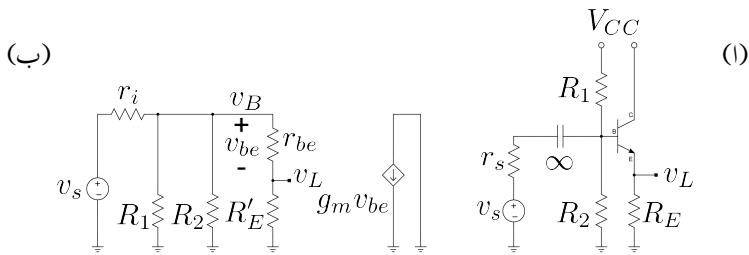
$$\begin{aligned} R'_i &= R_1 \parallel R_2 \parallel R_i \\ &= R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta + 1) R_E \end{aligned}$$

یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R'_i} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i} \\ &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ R'_i &= 8.34 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

- ہے۔

مثال 3.54: شکل 3.121 میں  $r_i = 5 \text{ k}\Omega$  ہے جکہ بقايا تمام متغيرات مثل 3.53 کی ہی ہیں۔ حاصل کریں۔



شکل 3.121: مثمر مشترک کی دوسری مثال

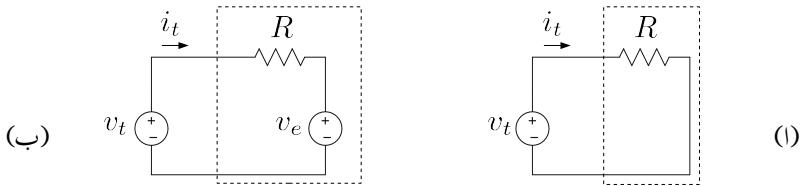
حل: شکل ب سے

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\
 &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \times \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel (r_i + R'_E)}{r_i + [R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{be} + R'_E)]} \\
 &= \frac{100000}{1000 + 100000} \times \frac{8367}{5000 + 8367} \\
 &= 0.99 \times 0.6259 \\
 &= 0.619 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

مثال 3.53 میں ہم نے دیکھا کہ کلکٹر مشترک ایمپلیفیوئر کی افزائش برقی دباؤ تقریباً ایک کے برابر ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ خارجی اشارہ خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کی پیروی کرتا ہے۔ اسی سے اس ایمپلیفیوئر کو پیروکار 54 بھی پکارا جاتا ہے۔ ہم نے یہ بھی دیکھا کہ  $R_1$  اور  $R_2$  کی وجہ سے داخلی مزاحمت  $101\text{k}\Omega$  سے کم ہو کر صرف  $8.34\text{k}\Omega$  رہ گئی۔ مثال 3.54 میں اسی کی وجہ سے افزائش بہت کم ہو گئی۔ آئیں داخلی مزاحمت بڑھانے کا ایک طریقہ دیکھیں۔

شکل 3.122 الف میں نقطہ دار لکیر میں بند دور کا داخلی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر اس پر  $v_t$  برقی دباؤ لاگو کی جاتی ہے۔ برقی رو  $i_t$  ناپ کر داخلی مزاحمت  $\frac{v_t}{i_t}$  سے حاصل کی جاتی ہے۔ اس دور میں ہم جانتے ہیں کہ  $i_t = \frac{v_t}{R}$  ناپی جائے گی جس سے داخلی مزاحمت کی قیمت  $R$  حاصل ہوتی ہے۔

emitter follower<sup>54</sup>



### شكل 3.122: داخلی مزاحمت پڑھانے کا طریقہ

اسیں یہی طریقہ شکل ب کے دور پر استعمال کرتے ہوئے اس کا داخلی مزاجت حاصل کریں۔  $v_t$  لگو کرنے سے  $\frac{v_t - v_e}{R}$  بر قی رونا پا جائے گا۔ تصور کریں کہ کسی طریقے سے  $v_e = 0.9v_t$  کے برابر رہتا ہے۔ یوں

$$i_t = \frac{v_t - 0.9v_t}{R} = \frac{0.1v_t}{R}$$

نایی جائے گی جس سے داخلی مزاحمت

$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{R}{0.1} = 10R$$

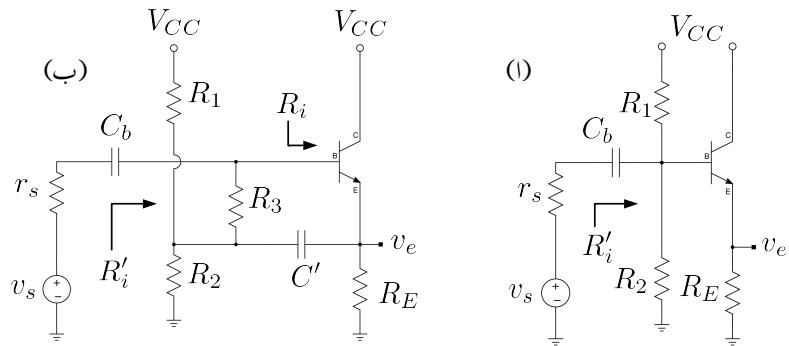
حاصل ہوتا ہے۔ آپ نے دیکھا کہ نقطے دار لکیر میں بند دور میں پائے جانے والے برقی دباؤ  $v_e$  کی وجہ سے داخلی مزاحمت دس گنا بڑھ گئی ہے۔ اگر  $v_e = 0.99v_t$  ہوتا تب داخلی مزاحمت سو گنا بڑھ جاتی۔

ہم جانتے ہیں کہ کلکٹر مشترک ایک پلیفارٹ کی اخراں تقریباً ایک کے برابر ہے یوں اس کے ایکٹر پر  $v_e$  تقریباً اس کے میں پر  $v_b$  کے برابر ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے کلکٹر مشترک ایک پلیفارٹ کی داخلی مزاحمت برٹھائی جا سکتی ہے۔ آئیں مدد رچ فیل مثال میں ایسا ہوتے دیکھیں۔

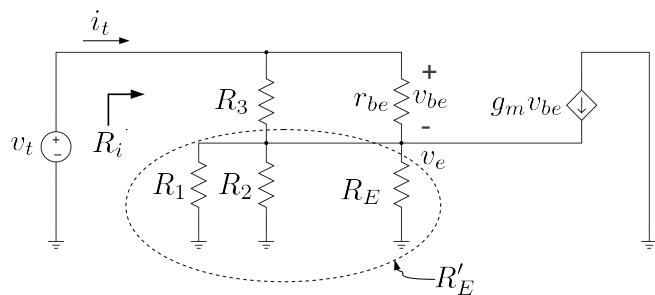
مثال 3.55: شکل 3.123 اف میں گلکھر مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں کچھ تبدیلی کرتے ہوئے شکل ب حاصل کی گئی ہے۔ ثابت کریں کہ شکل 3.123 ب میں دکھائے گئے دور سے داخلی مزاحمت  $R_i$  بڑھ جاتی ہے۔ دونوں اشکال میں

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega, \quad r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$



شکل 3.123: گلٹر مشترک کا داخلی مزاحمت پڑھایا گیا ہے



شکل 3.124: مساوی دور

ہیں۔

حل: شکل 3.124 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ جوڑ  $v_e$  پر کر خوف کے قانون برائے برقی رو

$$(3.244) \quad \frac{v_e - v_t}{R_3} + \frac{v_e - v_t}{r_{be}} + \frac{v_e}{R_1} + \frac{v_e}{R_2} + \frac{v_e}{R_E} = g_m (v_t - v_e)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ شکل میں  $R'_E$  کو کہا گیا ہے۔ اس طرح

$$\frac{1}{R'_E} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_E}$$

لکھتے ہوئے مساوات 3.244 کو یوں

$$\frac{v_e - v_t}{R_3} + \frac{v_e - v_t}{r_{be}} + \frac{v_e}{R'_E} = g_m (v_t - v_e)$$

یعنی

$$v_e \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R'_E} + g_m \right) = v_t \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + g_m \right)$$

لکھتے ہوئے

$$v_e = \left( \frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + g_m}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R'_E} + g_m} \right) v_t$$

حاصل کرتے ہیں۔ مساوات 3.188 کے استعمال سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} v_e &= \left( \frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{\beta}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta}{r_{be}}} \right) v_t \\ &= \left( \frac{\frac{1}{R_3} + \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right) v_t \end{aligned}$$

شکل سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$\begin{aligned} i_t &= \frac{v_t - v_e}{R_3} + \frac{v_t - v_e}{r_{be}} \\ &= (v_t - v_e) \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔  $v_e$  کی قیمت پر کرنے سے

$$\begin{aligned} i_t &= \left[ v_t - \left( \frac{\frac{1}{R_3} + \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right) v_t \right] \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) \\ &= \left[ \frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}} - \frac{1}{R_3} - \frac{\beta+1}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}}} \right] \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}} \right) v_t \\ &= \left[ \frac{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}}}{R'_E \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'_E} + \frac{\beta+1}{r_{be}} \right)} \right] v_t \end{aligned}$$

یعنی

$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{\frac{R'_E}{R_3} + 1 + \frac{(\beta+1)R'_E}{r_{be}}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{be}}}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(3.245) \quad R'_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta+1)R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $R'_i$  ہوتا ہے لہذا  $R'_i \gg r_{be}$  کیوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.246) \quad R'_i \approx \frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta+1)R'_E$$

اس کے بر عکس شکل 3.123 الف سے داخلی مزاحمت کی قیمت

$$R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{be} + (\beta+1)R_E]$$

حاصل ہوتی ہے جو ہر صورت سے کم ہے۔

دی گئی قیمتیں پر کرنے سے شکل 3.123 الف کے لئے

$$R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{be} + (\beta+1)R_E] = 900 \Omega$$

جبکہ دی گئی قیتوں سے  $R'_E = 476 \Omega$  حاصل کرتے ہوئے شکل ب میں

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta + 1) R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3} + 1} \\ &= \frac{\frac{1000 \times 476}{10000} + 1000 + (99 + 1) 476}{\frac{1000}{10000} + 1} \\ &= \frac{47.6 + 1000 + 47600}{0.1 + 1} \\ &= 44.2 \text{k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ سادہ ٹلکٹر مشترک ایمپلیفیئر کی  $900 \Omega$  کے داخلی مزاحمت سے بہت زیادہ ہے۔ اس جواب سے یہ حقیقت بھی سامنے آتی ہے کہ  $\frac{r_{be}R'_E}{R_3}$  دو نظر انداز کیا جاسکتا ہے لہذا مساوات 3.246 کو

$$(3.247) \quad R'_i \approx r_{be} + (\beta + 1) R'_E$$

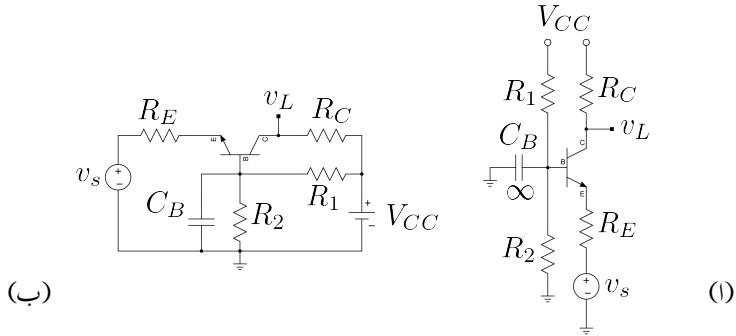
لکھا جاسکتا ہے۔ اس مساوات کو یاد رکھنا نہیں آسان ہے۔ شکل 3.123 ب کو دیکھتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ  $R'_i$  دراصل دو متوازی چڑیے مزاحموں کا مجموعہ ہے۔ اس کا ایک حصہ  $R_3$  اور اس کے ساتھ مسلک اجزاء جبکہ اس کا دوسرا حصہ ٹرانزسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت  $R_i$ ۔ چونکہ  $R_3$  کے دونوں سروں پر تقریباً برابر برقی دباؤ رہتا ہے لہذا اس کی مزاحمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے نظر انداز کیا جاتا ہے۔ یوں داخلی مزاحمت  $R'_i$  اور  $R_i$  برابر ہوں گے۔  $C'$  کو قصر دور تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے ایمپ پر کل  $R_1 \parallel R_2 \parallel R_E$  یعنی  $R'_E$  مزاحمت نسب ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت  $r_{be} + (\beta + 1) R'_E$  ہو گی جو مطلوبہ جواب ہے۔

مثال 3.56: شکل 3.125 اف میں میں مشترک ایمپلیفیئر دکھایا گیا ہے۔ اسے عموماً شکل ب کے طرز پر بنایا جاتا ہے جہاں داخلی جانب کو باہمی ہاتھ اور خارجی جانب کو دائیں ہاتھ پر رکھا گیا ہے۔  $A_v = \frac{v_L}{v_s}$  اور  $A_i = \frac{i_L}{i_s}$  حاصل کریں۔

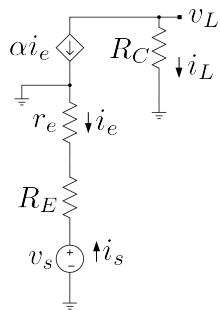
حل: شکل 3.126 میں ٹرانزسٹر کا فی۔ ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 336 پر شکل 3.76 میں فی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ میں مشترک ایمپلیفیئر کو فی ریاضی نمونہ سے حل کرنا زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس شکل میں

3.19. ایٹر مشترک، گلکٹر مشترک اور بیس مشترک ایپلیناٹ

409



شکل 3.125: بیس مشترک ایپلیناٹ



شکل 3.126: بیس مشترک ایپلیناٹ باریک اشاراتی مساوی دور

$$i_s = \frac{v_s}{R_E + r_e}$$

ہے۔ یوں

$$i_e = -is = -\frac{v_s}{R_E + r_e}$$

اور

$$i_c = \alpha i_e = -\frac{\alpha v_s}{R_E + r_e}$$

ہوں گے جس سے

$$v_L = -i_c R_C = \frac{\alpha R_C v_s}{R_E + r_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{\alpha R_C}{R_E + r_e}$$

ہو گا۔

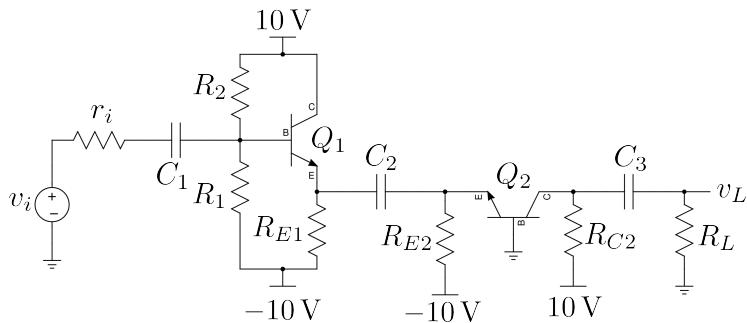
چونکہ

$$i_L = -i_c == -\alpha i_e = \alpha i_s$$

ہے لہذا

$$A_i = \frac{i_L}{i_s} = \alpha$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس مشترک ایمپلینیٹر برقی دباؤ کی افزائش کر پاتا ہے جبکہ اس کی برقی روکی افزائش  $\alpha$  کے برابر ہے۔



شکل 3.127: ایمپلینفیٹر، مشرک اور بیس مشرک کا زنجیری ایمپلینفیٹر

مثال 3.57: شکل 3.127 میں ایمپلینفیٹر، مشرک اور بیس مشرک کا زنجیری ایمپلینفیٹر دکھایا گیا ہے جس میں

$$R_1 = 20 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 160 \text{ k}\Omega, \quad R_{E1} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{E2} = 9.3 \text{ k}\Omega, \quad R_{C2} = 5 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

$$r_i = 1 \text{ k}\Omega$$

ہیں جبکہ ٹرانزسٹر کا  $\beta = 99$  ہے۔  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے تمام کپیسٹر کھلے دور کردار ادا کریں گے۔ یوں دونوں ایمپلینفیٹر کو مکمل طور پر علیحدہ سمجھ کر حل کیا جائے گا۔ پہلے  $Q_1$  پر منی ایمپلینفیٹر کو حل کرتے ہیں۔

$$V_{BB1} = \left( \frac{10 + 10}{20000 + 160000} \right) \times 20000 - 10 = -7.777 \text{ V}$$

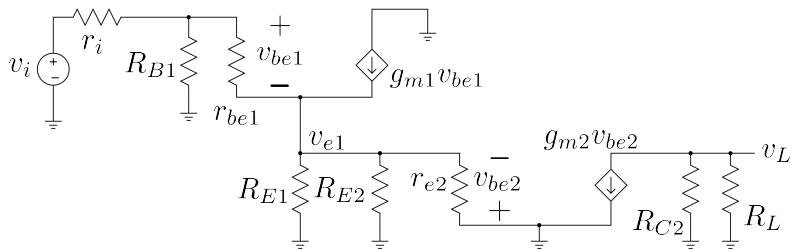
$$R_{B1} = \frac{20000 \times 160000}{20000 + 160000} = 17.778 \text{ k}\Omega$$

اور یوں

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{-7.777 - 0.7 + 10}{\frac{17778}{99+1} + 1000} = 1.29 \text{ mA}$$

$$g_{m1} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.29 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 51.6 \text{ mS}$$

$$r_{be1} = \frac{\beta + 1}{g_m} = \frac{99 + 1}{0.0516} = 1938 \Omega$$



شکل 3.128: ایک مشترک اور میں مشترک کا زنجیری ایپلینیٹر کا مساوی پارہ ایک اشاراتی دور

حاصل ہوتے ہیں۔ اب  $Q_2$  پر میں میں مشترک کو حل کرتے ہیں۔

$$I_C \approx I_{E2} = \frac{V_B - V_{BE} - V_{EE}}{R_E} = \frac{0 - 0.7 + 10}{9300} = 1 \text{ mA}$$

اور یوں

$$g_{m2} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS}$$

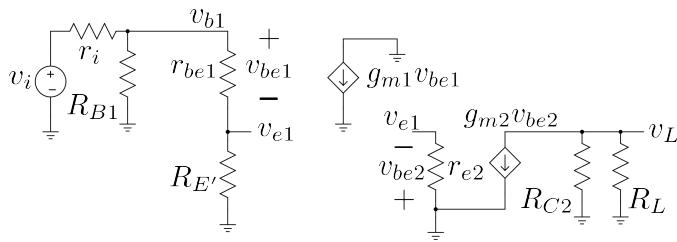
$$r_{e2} \approx \frac{1}{g_{m2}} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ایک مشترک کے لئے پائے ریاضی نمونہ جبکہ میں مشترک کے لئے قی ریاضی نمونہ کو پائے ریاضی نمونہ کے طرز پر بناتے ہوئے زنجیری ایپلینیٹر کا پارہ ایک اشاراتی مساوی دور شکل 3.128 میں دکھایا گیا ہے۔  $R_{E1}$  اور  $R_{E2}$  متوالی جڑے ہیں جن کا مساوی مراحت  $24 \Omega$  بنتا ہے۔ اس کو  $(\beta + 1)$  سے ضرب دیتے ہوئے ایک مشترک کے پائے ریاضی نمونہ میں داخلی اور خارجی دائرہوں کو علیحدہ کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل 3.129 حاصل ہوتا ہے جہاں  $R'_E = 2.4 \text{ k}\Omega$  کہا گیا ہے۔ یعنی  $(\beta + 1) \times 24$  ہے۔

یوں

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{be2}} \times \frac{v_{be2}}{v_{e2}} \times \frac{v_{e2}}{v_{b1}} \times \frac{v_{b1}}{v_i}$$



: 3.129

لکھا جا سکتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\frac{v_L}{v_{be2}} = -g_{m2} (R_C \parallel R_L) = -0.04 \left( \frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000} \right) = -100$$

$$\frac{v_{be2}}{v_{e2}} = -1$$

$$\frac{v_{e2}}{v_{b1}} = \frac{R'_E}{r_{be1} + R'_E} = \frac{2400}{1938 + 2400} = 0.553$$

لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_{B1} \parallel (r_{be1} + R'_E) = \frac{17778 \times (1938 + 2400)}{17778 + 1938 + 2400} = 3487 \Omega$$

لیتے ہوئے

$$\frac{v_{b1}}{v_i} = \frac{3487}{r_i + 3487} = \frac{3487}{1000 + 3487} = 0.777$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$A_v = (-100)(-1) \times 0.553 \times 0.777 = 43 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

### 3.20 خطی لحاظ سے ایمپلیفائر کی درجہ بندی

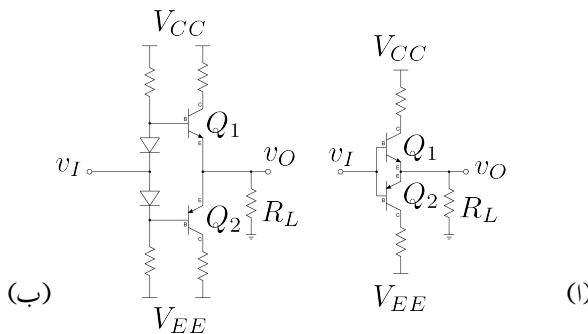
اب تک تمام ایمپلیفائر میں ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی کو یوں رکھا گیا کہ ٹرانزسٹر تمام اوقات خطی خطے میں رہے۔ ایسا ایمپلیفائر جو 360 زاویے کے اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے درجہ الف<sup>55</sup> کا ایمپلیفائر کہلاتا ہے۔ داخل اشارے کے عدم موجودگی میں بھی ایسے ایمپلیفائر میں  $I_{CQ}$  بر قی رو گزرتی ہے جس سے ٹرانزسٹر میں  $V_{CEQ} I_{CQ}$  طاقت کا ضایع پایا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیٹری سے چلنے والے آلات کے لئے ایسا قطعاً قابل قبول نہیں۔<sup>56</sup>

ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی کو پاؤ کر دہ  $V_{CE}$  سے قدر نیچے رکھنے سے 0  $\approx I_{CQ}$  رکھا جاسکتا ہے۔ npn ٹرانزسٹر کی صورت میں، ثابت اشارے کی موجودگی میں ٹرانزسٹر چالو ہو جاتا ہے اور ایمپلیفائر کام کرنا شروع کر دیتا ہے جبکہ منفی اشارے کی صورت میں ٹرانزسٹر منقطع رہتا ہے اور یوں ایسا ایمپلیفائر منفی اشارہ بڑھانے کی صلاحیت نہیں رکھتا۔ pnp ٹرانزسٹر کی صورت میں ایسا ایمپلیفائر صرف منفی اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ ایسا ایمپلیفائر جو 180 زاویے پر اشارہ بڑھانے کے درجہ ب<sup>57</sup> ایمپلیفائر کہلاتا ہے۔

شکل 3.130 الف میں دو عدد درجہ ب ایمپلیفائر جوڑتے ہوئے ایک ایسا ایمپلیفائر تخلیق دیا گیا ہے جو 360 زاویے پر کام کرتا ہے۔ داخلی اشارے کی عدم موجودگی میں  $V_{BE} = V_{EB} = 0\text{ V}$  ہوتا ہے۔ یوں دونوں ٹرانزسٹر منقطع رہتے ہیں اور ان میں طاقت کا ضایع نہیں پایا جاتا۔ ثابت اشارے کی صورت میں  $Q_1$  چالو ہو جاتا ہے جبکہ منفی اشارے کی صورت میں  $Q_2$  چالو ہو جاتا ہے۔ یوں  $v_I \approx v_O$  حاصل ہوتا ہے۔ اگر داخلی اشارہ 0.7V سے کم ہو تو ٹرانزسٹر چالو نہ ہو پائیں گے۔ شکل ب میں اس مسئلے کو حل کرنا دلکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں ڈائوڈیں ہے مائل ہیں اور یوں ان پر تقریباً 0.7V پایا جائے گا۔ یوں معمولی ثابت حیطے پر ہی  $Q_1$  چالو ہو جائے گا اور اسی طرح معمولی منفی حیطے پر  $Q_2$  چالو ہو جائے گا۔

درجہ ب ایمپلیفائر کے خارجی اشارے کی شکل بگزی ہوتی ہے۔ اس کی شکل درست کرنے کی خاطر درجہ الف اور درجہ ب کی درمیانی صورت اختیار کی جاتی ہے جہاں ایمپلیفائر 180 سے قدر زیادہ زاویے تک کام کرے۔ ایسے ایمپلیفائر کو درجہ الف۔ ب<sup>58</sup> ایمپلیفائر کہا جاتا ہے۔

class A<sup>55</sup>  
آپ کئی نہیں چاہیں گے کہ آپ کے موہاں کی بہتری بغیر استعمال کے ختم ہو جائے۔  
class B<sup>57</sup>  
class AB<sup>58</sup>



شکل 3.130: درجہ ایکپلینیاٹر

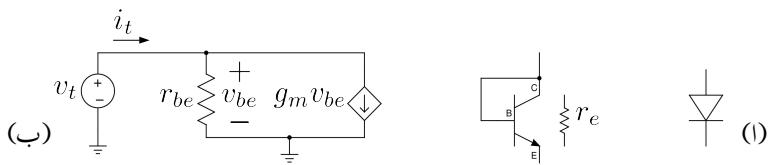
درجہ پ<sup>59</sup> ایکپلینیاٹر سے مراد ایسا ایکپلینیاٹر ہے جو 180 سے کم زاویے پر کام کرتا ہو۔ ایسے ایکپلینیاٹر انہیں بلند تعدد<sup>60</sup> پر استعمال کئے جاتے ہیں جہاں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب LC کی مدد سے درکار خارجی اشارة پیدا کیا جاتا ہے۔

درجہ ت<sup>61</sup> ایکپلینیاٹر سے مراد ایسا ایکپلینیاٹر ہے جس میں ٹرانزسٹر بطور سونچ کام کرتا ہو۔ ٹرانزسٹر یا مکمل چالو اور یا پھر مکمل منقطع رہتا ہے۔

### 3.21 ٹرانزسٹر سے ڈائیوڈ کا حصول

مخلوط ادوار میں ڈائیوڈ از خود نہیں بنایا جاتا بلکہ اس کی جگہ ٹرانزسٹر بنایا جاتا ہے اور اس ٹرانزسٹر کے میں کو ٹلکٹر کے ساتھ جوڑ کر بطور ڈائیوڈ استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل 3.131 الف میں npn استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ ساتھ ہی ڈائیوڈ کھا کر ٹرانزسٹر سے حاصل ڈائیوڈ کی سمت دھائی گئی ہے۔ پونکہ ٹرانزسٹر کے میں اور ٹلکٹر آپس میں جڑے ہیں لہذا  $v_{CE} = v_{BE}$  ہو گا اور یہ بالکل ایک ڈائیوڈ کی طرح ہی کردار ادا کرے گا۔ آئسیں اس ڈائیوڈ کا پاریک اشاراتی داخلی مزاجمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کے ٹلکٹر اور ٹیکٹر کے مابین  $v_t$  بر قی دباؤ

class C<sup>59</sup>  
RF<sup>60</sup>  
class D<sup>61</sup>



شکل 3.131: ڈائیوڈ سے ڈائیوڈ کا حصول

مہیا کرتے ہوئے  $i_t$  کا حساب لگاتے ہیں۔ ڈائیوڈ کی داخلی مزاحمت  $\frac{v_t}{i_t}$  ہو گی۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر ہم لکھ سکتے ہیں

$$i_t = \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_{be}$$

$$v_{be} = v_t$$

جن سے

$$i_t = \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_t$$

$$= \left( \frac{1 + g_m r_{be}}{r_{be}} \right) v_t$$

$$= \left( \frac{1 + \beta}{r_{be}} \right) v_t$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسرے قدم پر  $g_m r_{be} = \beta$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$(3.248) \quad \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_{be}}{1 + \beta} = r_e$$

حاصل ہوتا ہے جہاں  $r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$ ۔ اس مساوات سے ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $r_e$  حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.131 اف میں ٹرانزسٹر کے سامنے ٹکٹر اور ایمپٹر کے مابین  $r_e$  کو مزاحمت اسی کو ظاہر کر رہی ہے۔

مثال 3.58: ایک ٹرانزسٹر کے ٹکٹر اور ایمپٹر کے مابین کو آپس میں جوڑ کر ٹرانزسٹر کو بطور ڈائیوڈ استعمال کیا جا رہا ہے۔ اس ٹرانزسٹر میں 1 mA کا یک سمتی برقی رو پایا جاتا ہے۔ اس ڈائیوڈ کی باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔

لے پر 1 mA:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.04 S$$

$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega$$

حاصل ہوتے ہے لہذا اس ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $\Omega$  25 ہے۔

### منع برقی دباؤ 3.22

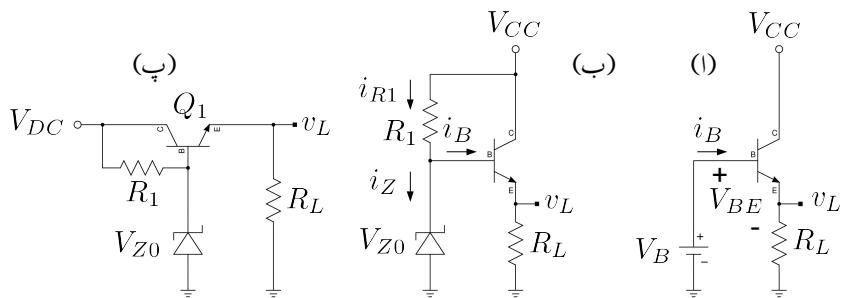
صفحہ 193 پر مثال 2.20 میں آپ نے دیکھا کہ زیز ڈائیوڈ میں برقی رو کے تبدیلی کی وجہ سے منع کے برقی دباؤ میں تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ اس حصے میں زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کرتے ہوئے بہتر منع بنائی جائے گی۔

شکل 3.132 اف مشترکہ ایکٹر ایمپلینیفارٹر ہے جس کے داخلی جانب بیٹری سے  $V_B$  برقی دباؤ مہبیا کی گئی ہے۔ یوں خارجی جانب  $v_L = V_B - V_{BE}$  ہو گا۔ برقی بوجھ  $R_L$  میں برقی رو  $i_L$  کی قیمت  $\frac{v_L}{R_L}$  ہو گی اور بیٹری سے  $\frac{i_L}{\beta+1}$  برقی رو حاصل کی جائے گی۔

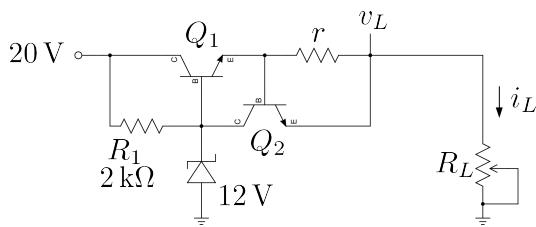
شکل ب میں بیٹری کی جگہ مزاحمت  $R_1$  اور زیز ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ زیز ڈائیوڈ کو غیر قابو صورت میں تصور کرتے ہوئے ٹرانزیستر کے بیس پر  $V_{Z0} - V_{BE}$  برقی دباؤ پایا جائے گا اور یوں  $v_L = V_{Z0} - V_{BE}$  ہو گا۔  $R_L \rightarrow \infty$  کی صورت میں  $i_B = \frac{i_L}{\beta+1} = 0 A$  اور یوں  $i_L = 0 A$  ہو گا۔ اسی طرح

$$(3.249) \quad i_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1}$$

$i_B = 0 A$  کی صورت میں کرخوف کے قانون برائے برقی رو  $i_Z = i_{R1} = i_B + i_Z$  سے  $i_{R1} = i_B + i_Z = 0 A + i_Z > R_L > 0 \Omega$  کی قیمت محدود اور  $0 \Omega$  سے زیادہ یعنی حاصل ہوتا ہے۔ اب تصور کریں کہ  $R_L$  کی صورت میں کرخوف کے قانون برائے برقی رو  $i_Z = i_{R1} = i_B + i_Z = 0 A + i_Z > R_L > 0 \Omega$  کی قیمت محدود اور  $0 \Omega$  سے زیادہ یعنی



شکل 3.132: مشترک ایکٹر بطور منبع برقی دباؤ



شکل 3.133: تراز سٹر سے حاصل منبع برقی دباؤ

ہے۔ اب بھی  $i_{R1}$  مندرجہ بالا مساوات سے ہی حاصل ہو گی۔ البتہ  $i_L = \frac{v_L}{R_L}$  اور  $i_B = \frac{i_L}{\beta+1}$  ہوں گے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_Z &= i_{R1} - i_B \\ &= \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1} - \frac{i_L}{\beta+1} \end{aligned}$$

ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_L$  کی قیمت کا دار و مدار صرف زیز ڈائوڈ کے برقی دباؤ پر ہے۔ یوں اس دور کو بطور منبع برقی 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  $\Delta i_L$  تبدیلی سے  $i_B$  میں صرف  $\frac{\Delta i_L}{\beta+1}$  تبدیلی رو نما ہو گی۔

<sup>62</sup>voltage source

کی صورت میں  $i_L$  کے تبدیلی کو سو گناہم کر دیا گیا ہے۔ یوں زینر ڈائیوڈ کے برقی رو میں بھی سو گناہم تبدیلی پیدا ہو گی جس سے زینر ڈائیوڈ پر پائے جانے والے برقی دباؤ میں تبدیلی بھی سو گناہم ہو گی۔

شکل 3.132 پر میں اگر  $R_L$  کی مزاحمت نہیں کم کر دی جائے یا منبع کے خارجی جانب کو برقی زمین کے ساتھ قصر دور کر دیا جائے تو ایسی صورت میں ٹرانزیستر کے جلنے کا امکان ہو گا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر منبع کے خارجی برقی رو کی حد مقرر کر دی جاتی ہے۔ اس حد سے کم برقی رو کی صورت میں منبع بالکل عام حالت کی طرح کام کرتے ہوئے مقرر برقی دباؤ مہیا کرتی ہے ابتدہ جیسے ہی برقی رو اس حد سے تجاوز کرنے کی کوشش کرے، منبع خارجی برقی دباؤ کو گھٹا کر برقی رو کو مقررہ حد کے اندر رکھتی ہے۔ شکل 3.133 میں ٹرانزیستر  $Q_2$  اور مزاحمت  $r$  اسی مقصد کی خاطر منبع میں نسب کئے گئے ہیں۔

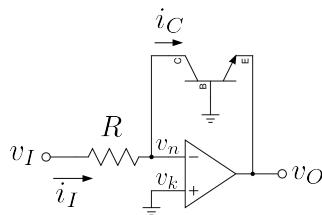
برقی رو  $i_L$  مزاحمت  $r$  میں گزرتے ہوئے اس پر  $i_{Lr}$  برقی دباؤ پیدا کرے گا جو درحقیقت  $Q_2$  کا  $V_{BE}$  ہے۔ جب تک  $V_{BE}$  کی قیمت تقریباً  $0.5\text{V}$  سے کم رہے اس وقت تک  $Q_2$  منقطع رہے گا اور اس کا کسی قسم کا کوئی کردار نہیں ہو گا۔ لبتاً اگر  $i_L$  بڑھتے ہوئے اتنی ہو جائے کہ  $V_{BE} \geq 0.5\text{V}$  ہو، تب  $Q_2$  چالو ہو کر  $i_S$  میں اضافہ پیدا کرتے ہوئے خارجی برقی دباؤ  $v_L$  گھٹائے گا۔

$r$  کی صورت میں  $i_L$  کی حد  $\frac{0.5}{2.5} = 200\text{mA}$  ہو گی۔ اتنی برقی رو پر بھی  $Q_1$  کا  $i_B$  صرف  $2\text{mA}$  ہے۔ چالو  $Q_2$  جیسے ہی  $4\text{mA}$  سے زیادہ برقی رو گزارے گا اسی وقت زینر ڈائیوڈ غیر قابو حالت سے نکل آئے گا اور اس پر برقی دباؤ  $12\text{V}$  سے گھٹ جائیں گے۔ بُری ترین صورت اس وقت پیش آئے گی جب  $v_L = 0\text{V}$  ہوں۔ ایسا خارجی جانب قصر دور ہونے سے ہو سکتا ہے۔ اس وقت  $V_{CE(\text{ثابت})} < V_{CE(\text{نیزفراہم})}$  کو مد نظر رکھتے ہوئے  $Q_2$

$$\frac{20 - 0.2}{2000} = 9.9\text{mA}$$

سیدھا خارجی جانب پہنچائے گا جبکہ  $Q_1$  میں سے گزرتا ہو گا البتہ  $i_L = 209.9\text{mA}$  تک بچنے پائے گا۔ یاد رہے کہ  $Q_2$  کسی صورت بھی  $Q_1$  کو  $200\text{mA}$  سے کم برقی رو گزارنے پر مجبور نہیں کر سکتا چونکہ ایسا ہوتے ہی  $V_{BE} < 0.5\text{V}$  چالو نہیں رہ سکے گا۔

برقی رو کا حد مقرر کرنے کی خاطر استعمال کئے گئے مزاحمت  $r$  کی وجہ سے خارجی برقی دباؤ  $v_L$  پر اثر ہوتا ہے جس سے  $v_L = V_{Z0} - V_{BE} - i_{Lr}$  لیکن جیسا آپ نے دیکھا اس مزاحمت کی قیمت نہیں کم ہوتی ہے اور کم برقی رو پر اس کے اثر کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ اس مزاحمت کے اثر کو منبع میں مزید پر زے نسب کر کے ختم کیا جا سکتا ہے۔



شکل 3.134: ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفائر

## 3.23 ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفائر

شکل 3.134 میں ٹرانزسٹر لاگ ایمپلیفائر<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۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے  $i_I = i_C$  ہو گا جہاں مساوات 3.55 کے تحت

$$i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

لیتے ہوئے یوں لکھا جاسکتا ہے۔  $v_{BE} = -v_O$

$$\frac{v_I}{R} = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$= I_S e^{-\frac{v_O}{V_T}}$$

جس سے

$$(3.250) \quad v_O = -V_T \ln \frac{v_I}{I_S R}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت خارجی برقی دباؤ  $v_O$  داخلی برقی دباؤ کے قدرتی لاگ<sup>64</sup> کے برابر ہے۔ بیہاں رک کر شکل 2.24 کو بھی ایک نظر دیکھیں۔

---

<sup>63</sup> log amplifier  
<sup>64</sup> ln

## 3.24 شاٹکی ٹرانزسٹر

غیر افراستنده ٹرانزسٹر کے  $BE$  اور  $BC$  جوڑ سیدھے مائل ہوتے ہیں۔ جیسے حصہ 2.20.1 میں بتایا گیا، سیدھے مائل  $pn$  جوڑ کا نفوذی کپیسٹر کافی زیادہ ہوتا ہے۔ یوں اگر ٹرانزسٹر کو افراستنده نظمے میں لانا ہو تو پہلے ان کپیسٹروں میں ذخیرہ برق 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 جا سکتا۔ اگر کسی طرح ان کپیسٹروں کی قیمت کم کر دی جائے تو ٹرانزسٹر زیادہ تیز رفتار پر کام کرنے کے قابل ہو جائے گا۔

شکل 3.135 الف میں ٹرانزسٹر کے بیس اور گلکٹر کے درمیان شائٹکی ڈائیوڈ نسب کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے شائٹکی ٹرانزسٹر<sup>66</sup> وجود میں آتا ہے جس کی علامت شکل ب میں دکھائی گئی ہے۔ شائٹکی ٹرانزسٹر کی کارکردگی شکل 3.136 میں دئے ایکپلینائز کی مدد سے دیکھتے ہیں۔ چالو ٹرانزسٹر کا  $V_{BE} = 0.7V$  ہوتا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر افراستنده حال میں ہوتب شائٹکی ڈائیوڈ مائن ہو گا اور اس کا کوئی کردار نہیں ہو گا البتہ اگر ٹرانزسٹر غیر افراستنده ہونے کی کوشش کرے تب  $V_{CE}$  کم ہو کر شائٹکی ڈائیوڈ کو سیدھا مائن کر دے گا۔ یہی صورت حال شکل میں دکھائی گئی ہے۔ نہیں سے ایک اہم حقیقت واضح ہوتی ہے۔ چونکہ سیدھے مائل شائٹکی ڈائیوڈ پر  $0.3V$  پائے جاتے ہیں لہذا ٹرانزسٹر کا  $V_{BC}$  بھی  $0.3V$  پر ہو گا۔ آپ جانتے ہیں کہ  $pn$  جوڑ کو چالو کرنے کی خاطر کم از کم  $0.5V$  درکار ہوتے ہیں لہذا  $BC$  جوڑ چالو حالت میں نہیں ہو گا۔ غیر چالو جوڑ کی بر قی رو قابل نظر انداز ہوتی ہے۔ یوں صفحہ 173 پر دئے مساوات 2.66 کے تحت اس جوڑ کی نفوذی کپیسٹنس بھی قابل نظر انداز ہو گی۔ کپیسٹر کے کم ہونے کی وجہ سے یہ ٹرانزسٹر زیادہ رفتار پر کام کر پائے گا۔

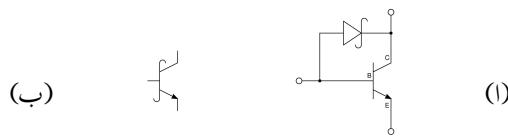
کرخوف کے قانون بارے بر قی دباؤ سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$V_{BE} = V_{CE} + V_D$$

کے برابر ہے۔ یوں شائٹکی ڈائیوڈ کے سیدھے بر قی دباؤ کو  $0.3V$  لیتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ  $V_{CE} = 0.4V$  حاصل ہوتا ہے۔ یہ اہم حقیقت ہے جس کے مطابق شائٹکی ٹرانزسٹر کا  $V_{CE}$  کسی صورت  $0.4V$  سے کم نہیں ہو سکتا اور یوں یہ کبھی بھی غیر افراستنده حال میں نہیں پایا جائے گا۔

---

charge<sup>65</sup>  
Schottky transistor<sup>66</sup>



شکل 3.135: شاگی ٹرانزسٹر کی بناءت 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 کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$I_C = I_D + I_{RC}$$

$$I_D = I_{RB} - I_B$$

ہیں۔ ان دو مساوات کے ساتھ  $I_B = \frac{I_C}{\beta}$  کو ملا کر

$$I_C = I_{RB} - I_B + I_{RC}$$

$$= I_{RB} - \frac{I_C}{\beta} + I_{RC}$$

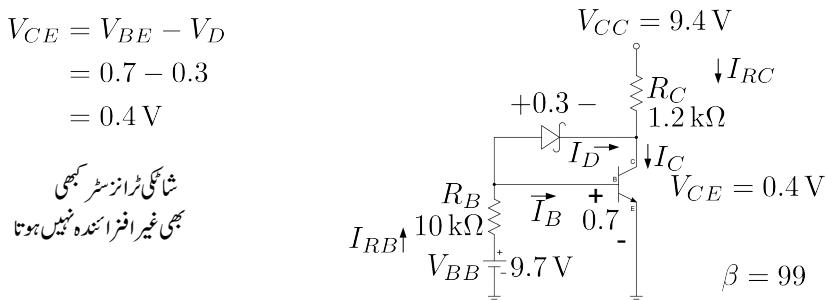
یعنی

$$I_C = 8.316 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$I_D = I_C - I_{RC} = 0.816 \text{ mA}$$

ہوں گے۔



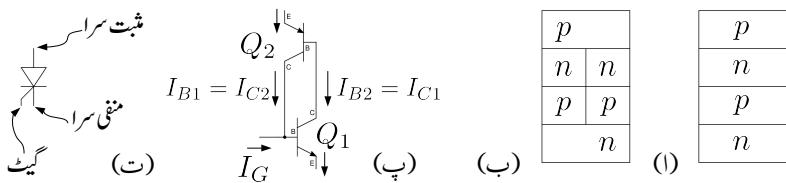
شکل 3.136: شانگی ایکسلیناٹر

## 3.25 قوی ٹرانزسٹر

سیلکان پتری پر ٹرانزسٹر کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر بنائے جاتے ہیں۔ کمی ایکسپریس اور کمی سودولٹ تک کام کرنے والے ایسے قوی ٹرانزسٹر<sup>67</sup> زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ٹرانزسٹر متوازی جوڑ کر مزید زیادہ برقی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمتی سے بدلتی رو برقی دباؤ بناتے انورٹر<sup>68</sup> میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ قوی ٹرانزسٹر ایک ماسکرو و سینڈ کے لگ بھگ دورانیہ میں چالو سے مقطوع یا مقطوع سے چالو حالت میں لائے جاسکتے ہیں۔

برقی طاقت کا ضیاع قوی ٹرانزسٹر کو گرم کرتے ہوئے اس کا درجہ حرارت بڑھاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کا درجہ حرارت بڑھنے سے اس کا  $V_{BE}$  لگھتا ہے۔ یوں متوازی جڑے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ٹرانزسٹر زیادہ گرم ہو تو اس کا  $V_{BE}$  لگھ جائے گا۔ متوازی جڑے ٹرانزسٹروں میں جس ٹرانزسٹر کا  $V_{BE}$  کم سے کم ہو، اس کا  $i_B$  زیادہ سے زیادہ ہو گا لہذا اس کا  $i_C$  بھی زیادہ سے زیادہ ہو گا۔ یوں زیادہ گرم ہونے والا ٹرانزسٹر مزید زیادہ برقی رو گزارتے ہوئے مزید زیادہ گرم ہو گا۔ اگر اس عمل کو روکا نہ جائے تو یہ ٹرانزسٹر آخر کار جل جائے گا۔ ٹرانزسٹر کے مکشفر کو عموماً موصل نالی دار دھاتی چادر<sup>69</sup> کے ساتھ جوڑ کر ٹھنڈا رکھا جاتا ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کو قریب قریب ایک ہی موصل نالی دار دھاتی چادر کے ساتھ جوڑ کر کوشش کی جاتی ہے کہ تمام ٹرانزسٹر ایک ہی درجہ حرارت پر رہیں تا کہ ان میں برقی رو کی تقسیم متاثر نہ ہو۔

power transistor<sup>67</sup>  
inverter<sup>68</sup>  
heat sink<sup>69</sup>



شكل 3.137: قابو ریکٹیفائر

## 3.26 قابو ریکٹیفائر

شكل 3.137 میں  $p$  اور  $n$  کے چار تہہ کا پڑہ دکھایا گیا ہے جسے قابو ریکٹیفائر<sup>70</sup> کہتے ہیں۔ شکل ب کے درمیان لکیر لگا کر اسی کو آپس میں جڑے  $pnp$  اور  $npn$  ٹرانزسٹر دکھایا گیا ہے جس سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔ قابو ریکٹیفائر کے عموماً تین سرے باہر مہیا کئے جاتے ہیں جنہیں ہم مثبت سرا<sup>71</sup>، منفی سرا<sup>72</sup> اور گیٹ<sup>73</sup> کہیں گے۔ گیٹ عموماً  $npn$  کا ہیں ہوتا ہے۔ قابو ریکٹیفائر کی علامت شکل ت میں دکھائی گئی ہے۔

قابو ریکٹیفائر کی کارکردگی با اسانی شکل پ کی مدد سے سمجھی جاسکتی ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر منقطع ہیں۔ یہ ورنہ مداخلت کے بغیر دونوں منقطع ہی رہیں گے۔ اب تصور کریں کہ گیٹ پر باہر سے برقی رو  $I_G$  فراہم کی جاتی ہے۔ یوں  $Q_1$  چالو ہو کر  $I_{C2} = \beta_1 I_G$  خارج کرے گا جو کہ  $Q_2$  کے بیس کی برقی رو ہے اور یوں  $Q_2$  بھی چالو ہو کر  $\beta_2 I_{B2}$  خارج کرے گا جو  $Q_1$  کو برقرار چالو رکھے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر اب  $I_G$  کو صفر بھی کر دیا جائے تو قابو ریکٹیفائر چالو ہی رہے گا۔ حقیقت میں دیکھا گیا ہے کہ  $I_G$  منفی کرنے سے بھی قابو ریکٹیفائر منقطع نہیں ہوتا۔ قابو ریکٹیفائر کو بغیر  $I_G$  کے چالو رکھنے کی خاطر ضروری ہے کہ اس میں کم از کم  $I_L$  برقی رو گزر رہی ہو۔ اس برقی رو کو ہم برق رو چالو رکھنے کی حد<sup>74</sup> کہیں گے۔

چالو قابو ریکٹیفائر کو منقطع کرنے کا ایک ہی طریقہ ہے۔ اس سے گزرتے ہوئے برقی رو کو کچھ دورانیے کے لئے تقریباً صفر کرنا ہو گا۔ حقیقت میں اگر اس سے گزرتی برقی رو کو ایک مخصوص حد  $I_h$  سے کم کر دی جائے تو

scr, thyristor<sup>70</sup>anode<sup>71</sup>cathode<sup>72</sup>gate<sup>73</sup>latching current<sup>74</sup>

قابو ریکشیفار مقطع صورت اختیار کر لیتا ہے۔ اس حد کو ہم قابو ریکشیفار کی برق رو منقطع کرنے کی حد<sup>75</sup> کہیں گے۔

چالو ہونے کے بعد قابو ریکشیفار بالکل ایک سادہ ڈائیوڈ کی طرح کام کرتے ہوئے گزرتی برقی رو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دیتا ہے۔

قابو ریکشیفار بغیر  $I_G$  کے بھی کئی طریقوں سے چالو کیا جاسکتا ہے۔ اگر اس پر لا گو برقی دباؤ قابل برداشت حد سے تجاوز کر جائے تو یہ چالو ہو جاتا ہے۔ اسی طرح درجہ حرارت بڑھانے سے ٹرانزیستر کی الٹی جانب رستا برقی رو بڑھتی ہے جس سے یہ چالو ہو سکتا ہے۔

جہاں قوی ٹرانزیستر صرف چند آئپیسر برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے وہاں قابو ریکشیفار کئی ہزار آئپیسر قابو کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے اور یہ کئی سیکڑوں ولٹ کے برقی دباؤ کو برداشت کر سکتا ہے۔ اس وقت ٹرانزیستر پر مبنی انورٹر<sup>76</sup> تقریباً 100 kW تک دستیاب ہیں جبکہ قابو ریکشیفار پر مبنی 10 MW طاقت کے انورٹر لوہے کی بھیلوں میں عام استعمال ہوتے ہیں۔

---

holding current<sup>75</sup>  
inverter<sup>76</sup>

امثل

$$i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}$$

$$I_C = \alpha I_E$$

$$I_E = I_B + I_C$$

$$i_c = \beta i_b$$

$$i_e = (\beta + 1) i_b$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CE, \text{ذروه}} = 0.2 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_Q = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$r_o = \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_Q = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

$$R_E = \frac{10R_B}{\beta + 1}$$

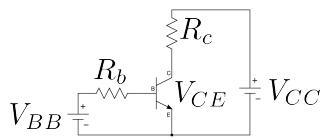
$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B \ll (\beta + 1) R_E$$

$$S_{V_{BE}} \approx -\frac{1}{R_E}$$

$$S_\beta = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[ \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right]$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{کمٹی} + R_{پتی}}$$

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\alpha \left( \frac{\text{کل مزاجت}}{\text{اینٹر پل مزاجت}} \right)$$



شکل 3.138: ٹرانزسٹر کا یک سختی دوسر

**سوالات**

مندرجہ ذیل سوالات میں  $I_C = I_E$  قصور کرتے ہوئے حل کریں۔

**سوال 3.1:** شکل 3.138 میں

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 10 \text{ V} & V_{BB} &= 2.5 \text{ V} & \beta &= 99 \\R_b &= 147 \text{ k}\Omega & R_c &= 4 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

لیتے ہوئے  $V_{CE}$  اور  $I_B$ ،  $I_C$  حاصل کریں۔

**جوابات:**  $V_{CE} = 5.1 \text{ V}$  اور  $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 1.2245 \text{ mA}$

**سوال 3.2:** سوال 3.1 میں  $R_C = 8 \text{ k}\Omega$  کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

**جوابات:**  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  اور  $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 1.2245 \text{ mA}$

**سوال 3.3:** سوال 3.1 میں  $R_C = 12 \text{ k}\Omega$  کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

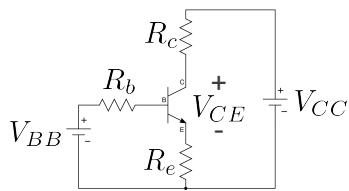
**جوابات:**  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  اور  $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 0.8166 \text{ mA}$

**سوال 3.4:** شکل 3.138 میں

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 20 \text{ V} & \beta &= 99 \\R_b &= 100 \text{ k}\Omega & R_c &= 9 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

ہیں۔  $V_{BB}$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

**جواب:**  $V_{BB} = 2.9 \text{ V}$ ،  $I_B = 22 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 2.2 \text{ mA}$ ،  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$



شکل 3.139:

سوال 3.5: سوال 3.4 میں  $V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر  $V_{BB}$  ہو گا۔

$$V_{BB} = 1.811 \text{ V}, I_B = 11.11 \mu\text{A}, I_C = 1.111 \text{ mA}$$

جواب: شکل 3.139 میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15 \text{ V} & V_{BB} &= 3.5 \text{ V} & \beta &= 99 \\ R_b &= 14.7 \text{ k}\Omega & R_c &= 4 \text{ k}\Omega & R_e &= 1.47 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

لیتے ہوئے  $V_{CE}$  اور  $I_B$ ،  $I_C$  حاصل کریں۔

$$V_{CE} = 5.528 \text{ V} \text{ اور } I_B = 17.49 \mu\text{A}, I_C = 1.73 \text{ mA}$$

سوال 3.6: سوال 3.6 میں  $V_{BB} = 6 \text{ V}$  کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

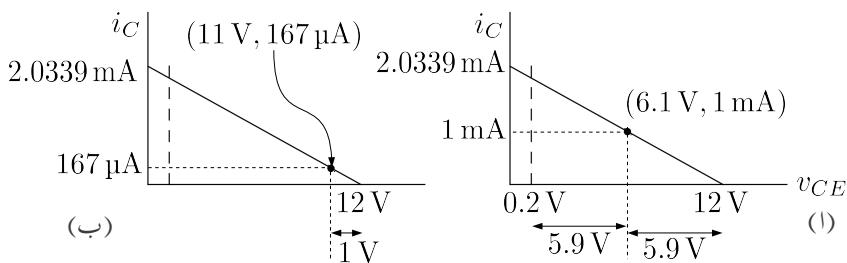
$$V_{CE} = 0.2 \text{ V} \text{ اور } I_B = 84.03 \mu\text{A}, I_C = 2.681 \text{ mA}$$

سوال 3.7: سوال 3.7 میں ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہے۔ اس صورت میں ٹرانزسٹر کا  $\beta$  کیا ہے۔

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = 31.9$$

سوال 3.9: شکل 3.138 میں  $V_{CE} = 6 \text{ V}$  اور  $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$  اور  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  بیں۔  $\beta = 37$  رکھنے کی خاطر درکار  $R_B$  اور  $V_{BB}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B$  اور  $R_B = 49.14 \text{ k}\Omega$  کو  $V_{BB}$  اور  $I_B = 1.8182 \text{ mA}$  سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ البتہ اس مساوات میں دو نامعلوم ہیں۔ دو نامعلوم اجزاء حاصل کرنے کی خاطر دو مساوات درکار ہوتے ہیں۔ اس طرح کے مسائل سے انجنئر کا عموماً واسطہ پڑتا ہے۔ انجنئر کی صلاحیت بیان کام آتی



شکل 3.140

ہے۔ موجودہ مسئلہ میں اگر  $V_{BB}$  اور  $R_B$  میں سے کسی ایک کی قیمت چن لی جائے تو دوسرے کی قیمت اس مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ یہاں  $V_{BB} = 6 \text{ V}$  پہنچ سے  $R_B = 107.86 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 3.10: شکل 3.139 میں  $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ,  $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  اور  $\beta = 37$  ہیں۔ اس سے  $I_C = 1 \text{ mA}$  رکھنے کی خاطر بقایا اجزاء حاصل کریں۔

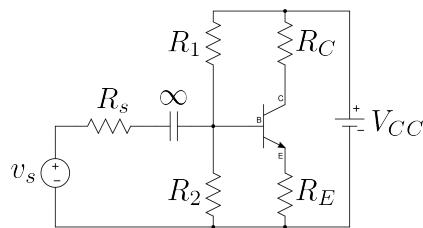
جوابات:  $V_{BB} = 3.67 \text{ V}$  اور  $R_B = 10.26 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 2.7 \text{ k}\Omega$

سوال 3.11: شکل 3.139 میں  $\beta = 37$  اور  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  ہیں۔ خارجی اشارے کا جیٹ زیادہ سے زیادہ رکھنے کی خاطر خطِ بوجہ کھینچیں اور اس سے  $V_{CEQ}$  حاصل کریں۔ بقایا تمام اجزاء بھی حاصل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے  $I_C = 1 \text{ mA}$  اور  $R_C = 10R_E$  رکھیں۔

جوابات: خطِ بوجہ کو شکل 3.140 کا لف میں دکھایا گیا ہے جس سے  $V_{CEQ} = 6.1 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔  $V_{BB} = 1.29 \text{ V}$ ,  $R_B = 2.04 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 5.36 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 536 \Omega$

سوال 3.12: شکل 3.139 میں خارجی اشارے کا جیٹ  $V_{CC} = 11 \text{ V} \pm 1 \text{ V}$  متوقع ہے۔ دور کو نو وولٹ کے بیڑی سے مہیا کیا جاتا ہے۔ بیڑی کو زیادہ دیر کار آمد رکھنے کی خاطر اس سے حاصل یک سمتی برقی روکم سے کم رکھا جاتا ہے۔ سوال 3.11 میں حاصل کئے گئے  $R_E$  اور  $R_C$  استعمال کرتے ہوئے خطِ بوجہ سے  $V_{CEQ}$  اور  $I_{CQ}$  کا تعین کر کے  $V_{BB}$  حاصل کریں۔

جوابات: خطِ بوجہ کو شکل 3.140 ب میں دکھایا گیا ہے جس سے  $I_C = 167 \mu\text{A}$  اور  $V_{CEQ} = 11 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یہاں  $V_{BB} = 0.798 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.141

سوال 3.13: سوال 3.12 میں  $R_E$  کی قیمت بھی جس کی وجہ سے  $V_{BB}$  کی قیمت بھی بہت کم حاصل ہوئی۔ دیکھتے ہیں کہ  $V_{BB}$  کی قیمت کم ہونے سے کیا مسئلہ پیدا ہوتا ہے۔ سوال 3.12 کے دور میں اگر حقیقت میں  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  کے باجائے  $I_C = 0.65\text{V}$  ہوتا تو  $I_C$  کیا ہو گی۔

جواب:  $I_C = 251\mu\text{A}$ ۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $V_{BE}$  میں ذرہ سی تبدیلی سے برقی روپچاں فنی صد بڑھ گئی ہے جبکہ ہم چاہتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے خصوصیات تبدیل ہونے سے برقی روپ میں کم سے کم تبدیلی رو نہما ہو۔

سوال 3.14: شکل 3.139 میں  $I_C = 1\text{mA}$ ،  $V_{CE} = 5\text{V}$  اور  $V_{CC} = 21\text{V}$  حاصل کرنی ہے۔ اور  $R_E$  کو برابر رکھتے ہوئے  $R_B$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے  $\beta$  کی قیمت 49 تا 149 تبدیل ہونے کے باوجود  $I_C$  میں کل دس فنی صد سے زیادہ تبدیلی رو نہما ہو۔  $V_{BB}$  بھی حاصل کریں۔

جوابات:  $R_E = R_C = 8\text{k}\Omega$  ہیں۔ درکار ہے لہذا  $\beta = 49$  پر برقی رو 5% کم یعنی  $0.95\text{mA}$  جبکہ  $\beta = 149$  پر برقی رو 5% زیادہ یعنی  $1.05\text{mA}$  تصور کرتے ہوئے  $R_B = 66.66\text{k}\Omega$ ،  $V_{BB} = 9.566\text{k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 3.15: سوال 3.14 کے نتائج حاصل کرنے کی خاطر شکل 3.141 میں  $R_1$  اور  $R_2$  حاصل کریں۔

جوابات:  $R_2 = 328\text{k}\Omega$ ،  $R_1 = 83\text{k}\Omega$

سوال 3.16: شکل 3.141 میں

$$R_C = 500\Omega, R_E = 100\Omega, R_1 = 15\text{k}\Omega, R_2 = 4\text{k}\Omega, V_{CC} = 10\text{V}$$

جبکہ  $\beta = 100$  ہیں۔ نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔ اس دور میں کم  $\beta$  کا ٹرانزسٹر استعمال کرنا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے برقی رو میں دس فی صد تک کی تبدیلی قابل قبول ہے۔ منے ٹرانزسٹر کے کم سے کم قابل قبول  $\beta$  کی قیمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } \beta = 68 , 3.57 \text{ V} , 10.7 \text{ mA}$$

سوال 3.17: سوال 3.16 کے تمام مزاجمت اور ٹرانزسٹر کے میں۔ ٹکٹر جوڑ پر برقی طاقت کا ضایع حاصل کریں۔

جوابات: لیتے ہوئے  $I_C = I_E = 10.7 \text{ mA}$  حاصل ہوتا ہے۔  $P_{RE} = 57 \text{ mW}$  اور  $P_{RC} = 11.4 \text{ mW}$  اور  $P_{R2} = \frac{V_B^2}{R_2}$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $V_B = 1.77 \text{ V}$  اور  $V_E = I_E R_E = 1.07 \text{ V}$  اور  $P_{R1} = 4.5 \text{ mW}$  اور  $0.78 \text{ mW}$

سوال 3.18: شکل 3.141 میں  $R_E$  کے متوازی لا محدود قیمت کا کپیسٹر نب کیا جاتا ہے۔  $R_C = 750 \Omega$ ،  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ،  $\beta = 37$ ،  $R_E = 750 \Omega$ ،

$I_{CQ} = 6 \text{ mA}$  کی خاطر  $R_1$  اور  $R_2$  حاصل کریں۔

- یک سمیتی اور بدلتی رو خط بوجھ کھینچیں اور ان پر تمام اہم تنظیں ظاہر کریں۔

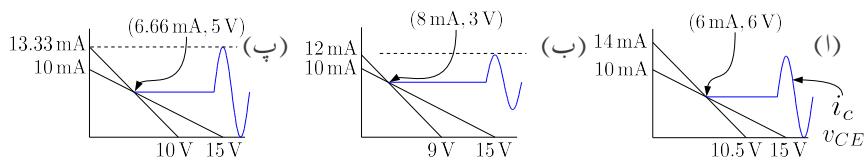
- غیر اخراجی  $V_{CEQ}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے، حاصل قیمتوں کے استعمال سے خارجی اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیطہ کیا ہو گا۔

جوابات:

$$R_2 = 4572 \Omega , R_1 = 7566 \Omega , V_{BB} = 5.65 \text{ V}$$

- شکل 3.142 الف میں یک سمیتی اور بدلتی رو، خط بوجھ دکھائے گئے ہیں۔ بدلتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان  $\frac{1}{750}$  ہے اور یہ یک سمیتی رو، خط بوجھ کو نقطہ کار کردگی پر نکرتا ہے۔

- شکل سے  $i_c$  کا جیط  $6 \text{ mA}$  تک ممکن ہے۔  $i_c$  کی منفی چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔



شکل 3.142:

سوال 19: سوال 3.18 میں  $I_{CQ} = 9 \text{ mA}$  کا زیادہ سے زیادہ جیٹہ کیا ممکن ہے۔

حل: شکل 3.142 ب میں یک سمتی اور بدلتی رو خطوط دکھائے گئے ہیں جہاں سے  $i_c$  کا زیادہ سے زیادہ جیٹہ 4 mA تک ممکن ہے۔  $i_c$  کی ثابت چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔

سوال 20: سوال 3.18 میں نقطہ کار کردو گی کس مقام پر رکھنے سے  $i_c$  کا جیٹہ زیادہ حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ اس جیٹہ کی قیمت حاصل کریں۔

حل: (پ)  $I_{CQ} = 6.66 \text{ mA}, 5 \text{ V}$  درکار نقطہ کار کردو گی ہے۔ جیسے شکل 3.142 پ میں دکھایا گیا ہے کا زیادہ سے زیادہ جیٹہ 6.66 mA ہو گا۔  $i_c$  کا جیٹہ مزید بڑھانے سے دونوں جانب تراشنا جائے گا۔



## الباب 4

### میدانی ٹرانزسٹر

دو جوڑ ٹرانزسٹر کی طرح میدانی ٹرانزسٹر یا فیٹ FET بھی اپنے دو سروں کے مابین برقی رو کا گزر قابو کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ یوں انہیں بطور ایک پلیفائر یا برقی سوچ استعمال کیا جا سکتا ہے۔ میدانی ٹرانزسٹر کے دو سروں کے مابین برق میدان کی 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 برقی بار<sup>2</sup> جبکہ p قسم کے فیٹ میں بذریعہ ثابت برقی بار ہوتا ہے۔

میدانی ٹرانزسٹر کے کئی اقسام ہیں جن میں ماسفیٹ MOSFET سب سے زیادہ مقبول ہے۔ بقیا اقسام کے ٹرانزسٹروں کے نسبت ماسفیٹ کا بنانا نسبتاً آسان ہے۔ مزید یہ کہ ماسفیٹ کم رقبہ پر بنتا ہے اور یوں انہیں استعمال کرتے ہوئے سیلکان کی پتڑی پر زیادہ گھنے ادوار بنانا ممکن ہوتا ہے۔ مخلوط عددی ادوار صرف ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے تخلیق و بنا ممکن ہے یعنی ایسے ادوار مزاحمت یا ڈائیوڈ کے استعمال کے بغیر بنائے جا سکتے ہیں۔ انہیں وجوہات کی بناء پر جدید عددی مخلوط ادوار<sup>3</sup> مثلاً مائیکروپروسیسروں<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۔

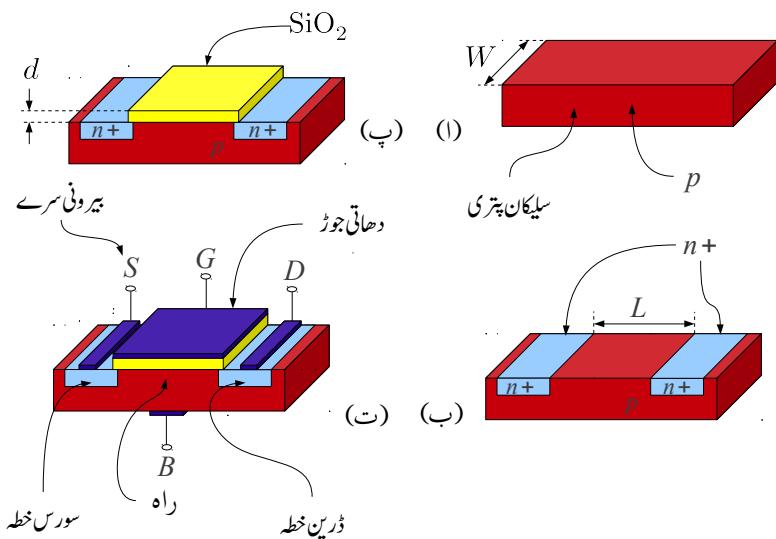
electric field intensity<sup>1</sup>

charge<sup>2</sup>

digital integrated circuits<sup>3</sup>

microprocessor<sup>4</sup>

memory<sup>5</sup>

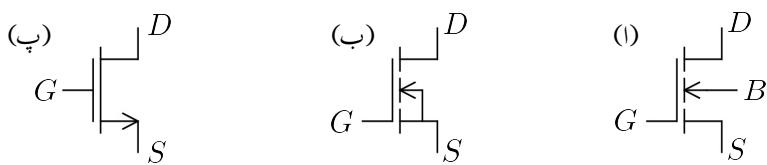


شکل 4.1: n ماسفیٹ کی ساخت

## 4.1 n ماسفیٹ کی ساخت (بڑھاتا n ماسفیٹ)

شکل 4.1 میں n ماسفیٹ بنتے ہوئے دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں وضاحت کی غرض سے ماسفیٹ کے مختلف حصے بڑھا چڑھا کر دکھائے گئے ہیں جن کا ماسفیٹ کے حقیقی جسمت سے کوئی تعلق نہیں۔ اگرچہ شکل میں سلیکان کی پتہ یہ موٹائی کو کم دکھایا گیا ہے حقیقت میں یہ ماسفیٹ کے جسمت سے اتنی موٹی ہوتی ہے کہ اس کے موٹائی کو ماسفیٹ کی جسمت کے لامپ سے لامدد و تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 4.1 اف میں ثابت یعنی p قسم کے سلیکان<sup>6</sup> کی پتہ یہ جس کی چوڑائی W ہے سے شروع کیا گیا ہے۔ سلیکان پتہ کی موٹائی ماسفیٹ کے وجود سے بہت زیادہ ہوتی ہے لہذا سلیکان پتہ کی موٹائی کو لامدد و تصور کیا جاتا ہے۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس پتہ میں دو جگہ دوری جدول<sup>7</sup> کے پانچویں گروہ، یعنی n قسم کے ایٹموں کے نفوذ سے ملاوت کر کے + n+ خطے بنائے گئے ہیں۔ ان خطوں میں n ایٹموں کی عددی کثافت عام حالات سے کئی زیادہ رکھی جاتی ہے۔ اسی لئے انہیں n کے بجائے n+ خطے کہا گیا ہے۔ ان دو + n+ خطوں کے مابین فاصلہ L ہے۔ شکل پ میں p قسم کی سلیکان کی پتہ

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  $\text{SiO}_2$  اگایا جاتا ہے۔  $\text{SiO}_2$  انتہائی بہتر غیر موصل ہے۔ اگائے 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 بیرونی سروں کے استعمال کیا جاتا ہے۔ ان بیرونی 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 سرا نکلا جاتا ہے جسے سورس تصور کیا جاتا ہے۔ اسی صورت میں ماسفیٹ کے تین سرے پائے جائیں گے۔ شکل پ میں اسی کی علامت دکھائی گئی ہے جہاں تیر کا نشان ماسفیٹ میں سے گزرتے برقی روکی صحیح سمت دکھاتا ہے۔ اس کتاب میں عموماً ماسفیٹ کو تین سروں کا ہی تصور کیا گیا ہے۔

بدن اور ڈرین pn ڈائیوڈ بناتے ہیں۔ اسی طرح بدن اور سورس بھی pn ڈائیوڈ بناتے ہیں۔ بدن اور سورس کو ایک ساتھ جوڑنے سے بدن اور سورس کے درمیان ڈائیوڈ قصر دور ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ بدن اور ڈرین کے درمیان ڈائیوڈ سورس اور ڈرین کے درمیان جڑ جاتا ہے۔ شکل 4.2 پ میں اگرچہ سورس سے ڈرین ڈائیوڈ نہیں دکھایا گیا لیکن یہ یاد رکھنا ضروری ہے کہ ایسا ڈائیوڈ پایا جاتا ہے۔ اسے عموماً استعمال بھی کیا جاتا ہے۔

جیسا کہ آپ دیکھیں گے گیٹ اور سورس سروں کے مابین برقی دباؤ کی شدت<sup>11</sup> کے ذریعہ سیلیکان کی پتھری میں، گیٹ کے نیچے، سورس اور ڈرین خطوں کے مابین برقی روکے 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 دباؤ لاگو کرنے سے اس راہ میں برقی روکا گزر

---

MOSFET<sup>11</sup> کے نام کے پہلے تین مخفف یعنی Metal Oxide Semiconductor اس کی ساخت یعنی FET برقی دباؤ کی شدت سے پڑنے کے عمل یعنی Field Effect Transistor سے لے گئے ہیں جبکہ بچھا مخفف یعنی 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 بجڑ ٹرانزسٹر میں بیس پر لاؤ برقی رو کی مدد سے ٹرانزسٹر میں برقی رو  $I_C$  کو قابو کیا جاتا ہے جہاں میں میں برقی رو درکار ہوتی ہے۔ اس کے بر عکس ماسفیٹ کے گیٹ اور بقیا حصوں کے درمیان غیر موصل  $\text{SiO}_2$  پایا جاتا ہے جس میں برقی رو کا گزر تقریباً ناممکن ہوتا ہے۔ حقیقت میں گیٹ میں یک سمتی برقی رو کی مقدار  $10^{-15}$  آئپسیٹر کے لگ بھگ ہوتی ہے جو ایک قابل نظر انداز مقدار ہے۔

دو بجڑ ٹرانزسٹر کے بر عکس میدانی ٹرانزسٹروں میں دونوں  $n+$  خطے بالکل یکساں ہوتے ہیں اور ان میں کسی ایک کو بطور سورس اور دوسرے کو ڈرین خطہ استعمال کیا جا سکتا ہے۔

اگرچہ موجودہ کئی اقسام کے میدانی ٹرانزسٹروں کے ساخت مندرجہ بالا بتائے ساخت سے مختلف ہوتے ہیں (جیسے ان میں عموماً دھات کے بجائے دیگر مصنوعی اجزاء استعمال کئے جاتے ہیں) ہم پھر بھی انہیں ماسفیٹ پکاریں گے۔

## 4.2 $n$ ماسفیٹ کی بنیادی کارکردگی

### 4.2.1 گیٹ پر برقی دباؤ کی عدم موجودگی

$n$  ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں مخفی ماسفیٹ بھی کہیں گے، کے گیٹ پر برقی دباؤ لاؤ کئے بغیر اسے دو آپس میں اٹھے جڑے ڈائیڈ تصور کیا جا سکتا ہے جہاں  $p$  سلیکان پتھری (بدن) اور  $n+$  سورس پپلا ڈائیڈ اور اسی طرح  $p$  سلیکان پتھری (بدن) اور  $n+$  ڈرین دوسرا ڈائیڈ ہے۔ یہ دو اٹھے جڑے ڈائیڈ ڈرین اور سورس سروں کے مابین برقی رو کے گزر کو ناممکن بناتے ہیں۔ اس صورت میں ان دو سروں کے مابین نہیں زیادہ مزاحمت (تقریباً  $10^{12} \Omega$ ) پائی جاتی ہے۔

شکل 4.3 الف میں ماسفیٹ کا گیٹ آزاد رکھ کر اس کے سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاؤ کیا گیا ہے۔ مزید یہ کہ ان کے بدن اور ڈرین دونوں سروں کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔  $v_{DS}$  لاؤ کرنے سے ڈرین-بدن بجڑ پر ویران خطہ بڑھ جاتا ہے اور اس برقی دباؤ کو روکے رکھتا ہے۔

### 4.2.2 گیٹ کے ذریعہ برقی روکے لئے راہ کی تیاری

شکل 4.3 ب میں بدن اور سورس کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ پر برقی دباؤ  $v_{GS}$  مہیا کیا گیا ہے۔ گیٹ پر ثبت برقی دباؤ  $p$  قسم کی سلیکان پتھری میں آزاد خول کو دور دھکیلتا ہے جبکہ یہاں موجود آزاد اقلیتی الیکٹران کو گیٹ کی جانب کھینچتا ہے۔ مزید یہ کہ اس برقی دباؤ کی وجہ سے دونوں  $n+$  خطوں میں موجود (ضرورت سے زیادہ تعداد میں) آزاد الیکٹرانوں کو بھی گیٹ کے نیچے کھینچا جاتا ہے۔ اگر گیٹ پر ثبت برقی دباؤ بتدریج بڑھایا جائے تو گیٹ کے نیچے  $p$  سلیکان میں الیکٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے اور آخر کار الیکٹرانوں کی تعداد خلوں کی تعداد سے بھی زیادہ ہو جاتی ہے۔ اس عمل سے  $p$  خطہ اتنا ہو کر  $n$  خطہ بن جاتا ہے۔ ایک قسم کے سلیکان سے زبردستی دوسرا قسم کی سلیکان بنانے کے عمل کو *الٹاکرنا*<sup>13</sup> کہتے ہیں اور ایسے اتنا کئے گئے خطے کو *الٹا خطہ*<sup>14</sup> کہا جاتا ہے۔ گیٹ پر برقی دباؤ بڑھانے سے گیٹ کے نیچے اتنا خطہ بھی بڑھتا ہے اور آخر کار یہ سورس سے ڈرین تک پہنچ جاتا ہے۔ یوں سورس سے ڈرین تک  $n$  قسم کی راہ وجود میں آتی ہے۔ جیسے ہی سورس اور ڈرین خطوں کے مابین راہ پیدا ہوتا ہے ان خطوں کے مابین برقی روکا گزر ممکن ہو جاتا ہے۔ جس برقی دباؤ پر ایسا ہو جائے اس کو *دبلیز 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

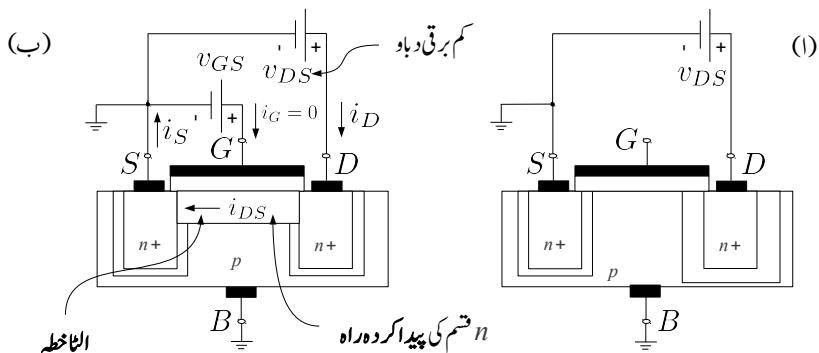
$$(4.1) \quad \begin{aligned} v_{GS} &\leq V_t && \text{منقطع} \\ v_{GS} &> V_t && \text{چالو یا غیر منقطع} \end{aligned}$$

یوں  $v_{GS} = V_t$  کو *دبلیز تصور کیا جاسکتا ہے* جس کی ایک جانب ماسفیٹ چالو جبکہ اس کی دوسری جانب ماسفیٹ منقطع رہتا ہے۔ چالو ماسفیٹ کے ڈرین اور سورس سروں کے مابین برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاگو کرنے سے پیدا کردہ راہ میں برقی رو  $i_{DS}$  گزرتے گی۔ چونکہ گیٹ کی برقی رو کی قیمت صفر ہے *المذا ڈرین سرے پر برقی رو*  $i_D$  اور سورس سرے پر برقی رو  $i_S$  کی قیمتیں برابر ہوں گی یعنی

$$(4.2) \quad \begin{aligned} i_G &= 0 \\ i_D &= i_S = i_{DS} \end{aligned}$$

دھیان رہے کہ  $p$  قسم کی سلیکان پتھری پر  $n$  قسم کا راہ پیدا ہوتا ہے اور ایسے ٹرانزسٹر کا پورا نام  $n$  ماسفیٹ MOSFET ہے جہاں  $n$  اس پیدا کردہ راہ کے قسم کو بتلاتا ہے۔  $n$  راہ میں برقی رو کا وجود الیکٹرانوں کے

inversion<sup>13</sup>  
inversion layer<sup>14</sup>  
threshold voltage<sup>15</sup>

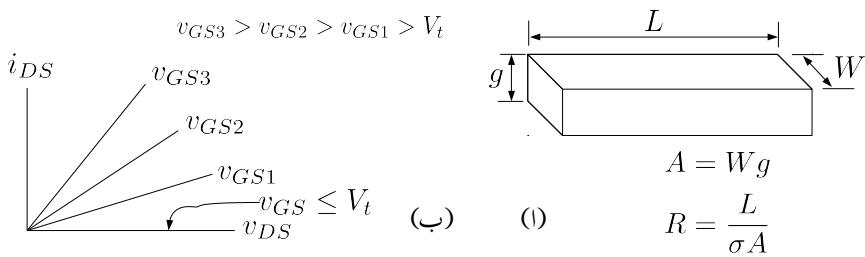


شکل 4.3: بر قی راہ کا وجود پیدا ہونا

حرکت کی بدولت ہے جو سورس سے راہ میں داخل ہو کر ڈرین تک سفر کرتے ہیں۔ اس کو یوں بھی کہا جا سکتا ہے کہ الکٹران سورس سے راہ میں خارج ہوتے ہیں اور ڈرین پر راہ سے حاصل کئے جاتے ہیں۔ اسی سے ماسفیٹ کے ان دو خطوں کے نام سورس<sup>16</sup> اور ڈرین<sup>17</sup> نکلے ہیں۔ جیسے آپ آگے دیکھیں گے، ماسفیٹ کے گیٹ کی مدد سے ماسفیٹ میں بر قی رہو کو قابو کیا جاتا ہے۔ اسی سے گیٹ کا نام نکلا ہے۔ جیسا کہ اوپر ذکر ہوا،  $v_{DS}$  لاگو کے بغیر  $V_t$  میں زیادہ  $v_{GS}$  لاگو کرنے سے  $n$  قسم کا راہ پیدا ہوتا ہے۔ اس پیدا کردہ راہ کو شکل 4.4 الف میں دکھایا گیا ہے۔ گیٹ پر لاگو بر قی دباؤ کو  $V_t$  سے مزید بڑھانے سے گیٹ کے نیچے الکٹراؤن کی تعداد مزید بڑھتی ہے اور یوں پیدا کردہ راہ کی گہرائی  $g$  بڑھتی ہے۔ یوں اس قسم کے ماسفیٹ کو  $n$  بڑھاتا ماسفیٹ<sup>19</sup> کہتے ہیں۔ شکل 4.4 الف میں پیدا کردہ راہ اور اس کی مزاحت  $R$  دکھائی گئی ہے جہاں  $n$  قسم کے راہ کے موصلیت کا 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 مزاحت  $R$  تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اس پر لمبائی کی جانب تھوڑا سا بر قی دباؤ  $v_{DS}$  لاگو کرنے سے اس میں بر قی رو  $i_{DS}$  گزرے گی۔ شکل 4.4 ب میں انہیں گراف کیا گیا ہے جہاں خط کے قریب لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ راہ کو  $V_{GS1}$  بر قی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ گیٹ پر بر قی دباؤ  $V_{GS}$  کردار سے پیدا کردہ راہ کی گہرائی  $g$  بڑھتی ہے جس سے اس کی مزاحت  $R$  کم ہوتی ہے اور یوں  $v_{DS} - i_{DS}$  کے گراف کا ڈھلوان بڑھتا ہے۔ اس حقیقت کو شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں گیٹ پر نسبتاً زیادہ بر قی دباؤ یعنی  $v_{GS2}$  لاگو

source<sup>16</sup>  
drain<sup>17</sup>

جس مقام سے کوئی چیز غادر ہو، اس کو انگریزی میں سورس کہتے ہیں اور جہاں سے نئی ہو اس کو ڈرین کہتے ہیں۔  
enhancement nMOSFET<sup>19</sup>  
conductivity<sup>20</sup>



شکل 4.4: پیدا کردہ راہ کی مزاحمت

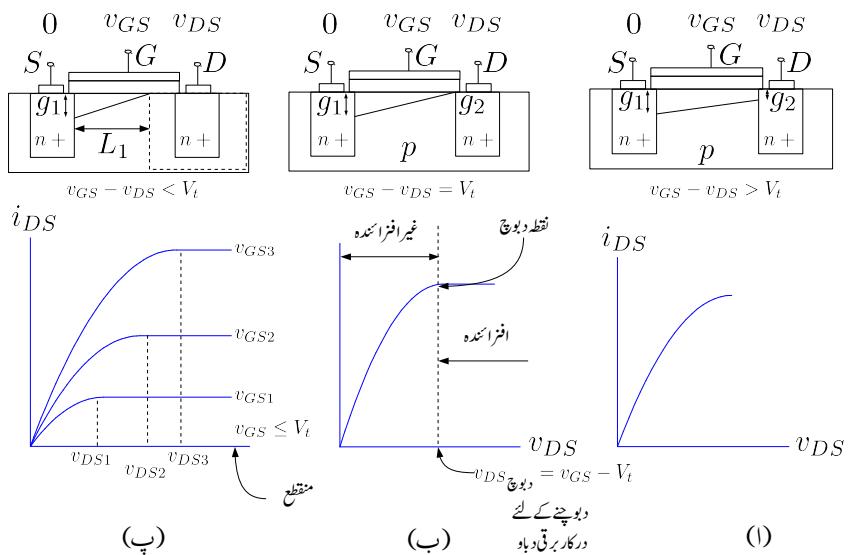
کرتے ہوئے  $v_{DS} - i_{DS}$  کا خط گراف کیا گیا ہے۔ اسی طرح گیٹ پر برقی دباؤ کو مزید بڑھا کر  $v_{GS3}$  کرتے ہوئے بھی  $v_{DS} - i_{DS}$  کا خط گراف کیا گیا ہے۔

سورس نخطے کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ پر لاگو برقی دباؤ جیسے ہی  $V_t$  سے تجاوز کر جائے، سورس اور ڈرین خطوں کے درمیان راہ پیدا ہو جاتی ہے۔ یوں پیدا کردہ راہ کی گہرائی  $g$  گیٹ پر  $V_t$  سے اضافی برقی دباؤ ( $v_{GS} - V_t$ ) پر منحصر ہوتی ہے۔

یاد رہے کہ گیٹ کے نیچے کسی بھی نقطے پر  $p$  قسم سیلیکان کی پتری میں  $n$  قسم کی راہ پیدا کرنے کی خاطر یہ ضروری ہے کہ اس نقطے پر گیٹ اور سیلیکان کی پتری کے مابین کم از کم  $V_t$  برقی دباؤ پایا جائے۔ اگر گیٹ اور سیلیکان پتری کے مابین  $V_t$  برقی دباؤ پایا جائے تو پیدا کردہ راہ کی گہرائی لامحدود کم ہو گی۔ پیدا کردہ راہ کی گہرائی گیٹ اور سیلیکان پتری کے مابین  $V_t$  سے اضافی برقی دباؤ پر منحصر ہے۔

شکل 4.5 الف میں سورس خط برقی زمین یعنی صفر ولٹ پر ہے جبکہ گیٹ پر  $v_{GS}$  برقی دباؤ ہے۔ یوں یہاں گیٹ اور سیلیکان پتری کے مابین ( $v_{GS} - 0 = v_{GS}$ ) برقی دباؤ پایا جاتا ہے اور پیدا کردہ راہ کی گہرائی اضافی برقی دباؤ یعنی ( $v_{GS} - V_t$ ) پر منحصر ہو گی جسے شکل میں  $g_1$  کہا گیا ہے۔ اسی شکل میں ڈرین خط  $v_{DS}$  ولٹ پر ہے اور یوں یہاں پیدا کردہ راہ کی گہرائی ( $v_{GS} - V_t$ ) کے اضافی برقی دباؤ پر منحصر ہو گی جسے شکل میں  $g_2$  کہا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $g_2$  کی مقدار  $g_1$  سے کم ہے۔ یوں پیدا کردہ راہ یکونی شکل اختیار کر لے گا۔  $v_{DS}$  کی مقدار صفر ہونے کی صورت میں  $g_1$  اور  $g_2$  برابر ہوتے ہیں اور پیدا کردہ راہ کی مزاحمت یعنی چالو ماسفیٹ کی مزاحمت

$$(4.3) \quad \frac{\text{لمبائی}}{\text{رقہ} \times \text{موصلیت کا مستقل}} = \text{مزاحمت} = \frac{L}{\sigma Wg}$$



شکل 4.5: پیو اکرده ای کی گہرائی اور  $n$  بڑھاتے ماسنیٹ کے خط

کے برابر ہوتی ہے۔  $v_{DS}$  کی مقدار صفر وولٹ سے بڑھانے سے  $g_2$  کم ہوتا ہے اور پیدا کردہ راہ کی مزاحمت بڑھتی ہے جس سے  $v_{DS} - i_{DS}$  خط کی ڈھلوان کم ہو گی۔ شکل الف میں بڑھتے  $v_{DS}$  کے ساتھ  $v_{DS} - i_{DS}$  خط کی ڈھلوان بذریعہ کم ہوتی دکھائی گئی ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_{DS}$  کو بڑھا کر  $g_2$  کی مقدار صفر کی جاسکتی ہے جیسے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ ہم کہتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ دبوچ<sup>21</sup> دی گئی ہے۔

سورس خطے کو برقی زمین اور گیٹ کو  $v_{GS}$  برقی دباؤ پر رکھتے ہوئے اگر  $v_{DS}$  بڑھایا جائے تو ڈرین خطے کے بالکل قریب گیٹ اور سلیکان پتھری کے مابین  $v_{GS} - v_{DS}$  برقی دباؤ پایا جائے گا اور جب تک یہ برقی دباؤ  $V_t$  سے زیادہ رہے یہاں  $n$  قسم کی راہ برقرار رہے گی۔ اگر  $v_{GS} - v_{DS}$  کی قیمت  $V_t$  سے کم ہوتی ڈرین کے قریب راہ کا بننا ممکن نہیں ہو گا۔ جب

$$(4.4) \quad v_{GS} - v_{DS} = V_t$$

ہو جائے تو ہم کہتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ دبوچ دی گئی ہے اور جس  $v_{DS}$  پر ایسا ہوا سے پیدا کردہ راہ دبوچنے کے لئے درکار برقی دباؤ  $V_{DS}$  کہتے ہیں۔ مساوات 4.4 سے

$$(4.5) \quad V_{DS} = v_{GS} - V_t$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.4 میں  $v_{DS} = v_D - v_S$  اور  $v_{GS} = v_G - v_S$  لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} (v_G - v_S) - (v_D - v_S) &= V_t \\ v_G - v_D &= V_t \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس میں  $v_{GD} = v_G - v_D$  لکھ کر

$$(4.6) \quad v_{GD} = V_t$$

لکھا جا سکتا ہے۔

یہاں ایسا محسوس ہوتا ہے کہ پیدا کردہ راہ کی گہرائی صفر ہوتے ہی (یعنی راہ دبوچتے ہی) راہ کی مزاحمت لامحدود ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر میں برقی روکا گزرنانا ممکن ہو جائے گا۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا۔ جب تک  $v_{DS}$  کی قیمت دبوچ  $v_{DS}$  سے کم رہے، اسے بڑھانے سے  $i_{DS}$  بذریعہ بڑھتا ہے مگر چونکہ  $v_{DS}$  بڑھانے سے پیدا

pinch off<sup>21</sup>

کردہ راہ کی مراحت بھی بڑھتی ہے لہذا  $v_{DS_i}$  کے بڑھنے کی شرح بتاریخ کم ہوتی ہے۔ دبوچ  $v_{DS}$  پر ٹرانزسٹر میں گزرتی برقی رو کی قیمت  $v_{DS_i}$  کہلاتی ہے اور اگر  $v_{DS}$  کو دبوچ  $v_{DS_i}$  سے بڑھایا جائے تو دیکھا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر سے گزرتی برقی رو مستقل  $v_{DS_i}$  کے برابر ہی رہتی ہے اور اس میں کسی قسم کا اضافہ نہیں آتا۔ یہ تمام شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 4.5 ب میں ٹرانزسٹر کے افزاں ندہ اور غیر افزاں ندہ خطے بھی دکھائے گئے ہیں۔ یہ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے نوعیت کے ہی ہیں۔ شکل 4.5 پ میں مختلف گیٹ کے برقی دباؤ پر  $v_{DS_i}$  کے خط کھینچ گئے ہیں اور ان کے نقطہ دبوچ پر برقی دباؤ کو  $v_{DS1}$ ،  $v_{DS2}$  اور  $v_{DS3}$  لکھ کر واضح کیا گیا ہے۔ سورس خطہ برقی زمین پر رکھتے ہوئے اگر گیٹ پر برقی دباؤ  $V_t$  سے کم ہو تب راہ وجود میں نہیں آتا اور ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کئے رہتا ہے اور اس میں برقی رو کی قیمت صفر رہتی ہے۔ منقطع صورت بھی اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔

n ماسفیٹ کے ان نتائج کو یہاں ایک جگہ لکھتے ہیں۔

منقطع

$$(4.7) \quad v_{GS} \leq V_t$$

چالو

$$(4.8) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} - v_{DS} \geq V_t & \text{غیر افزاں ندہ} \\ v_{GS} - v_{DS} = V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GS} - v_{DS} \leq V_t & \text{افزاں ندہ} \end{array}$$

انہیں مساوات کو یوں

$$(4.9) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{مقطوع} \\ v_{DS} \leq v_{GS} - V_t & \text{غیر افزائندہ} \\ v_{DS} = v_{GS} - V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{DS} \geq v_{GS} - V_t & \text{افزاںندہ} \end{array}$$

یا یوں

$$(4.10) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{مقطوع} \\ v_{GD} \geq V_t & \text{غیر افزائندہ} \\ v_{GD} = V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GD} \leq V_t & \text{افزاںندہ} \end{array}$$

بھی لکھا جا سکتا ہے۔ یاد رہے کہ افزائندہ یا غیر افزائندہ خطے ہونے کے لئے لازمی ہے کہ ماسفیٹ چالو (یعنی غیر مقطوع) ہو۔ ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں رکھ کر ایک پلیفارم بنا�ا جاتا ہے۔

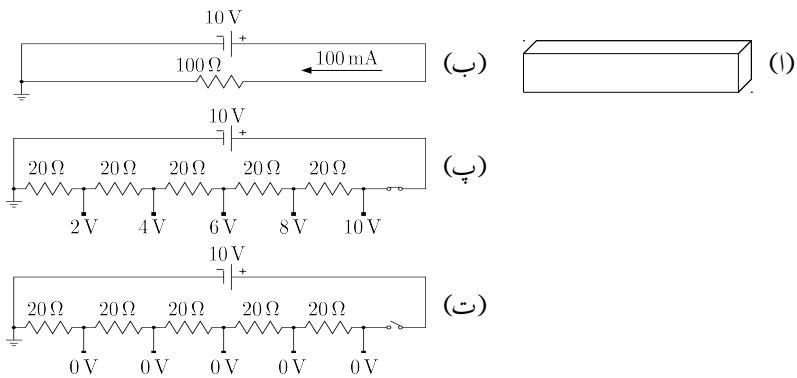
مثال 4.1: شکل 4.6 الف میں n ماسفیٹ کے پیدا کردہ راہ کو بطور سواؤہم ( $100\Omega$ ) کے موصل سلاخ دکھایا گیا ہے جس پر لمبائی کے جانب دس وولٹ (10V) برقی دباؤ لاگو کیا گیا ہے۔ مسئلہ کو سادہ رکھنے کی خاطر پیدا کردہ راہ کے ترجیحات پن کو نظر انداز کریں۔

1. پیدا کردہ راہ کے مختلف مقامات پر برقی دباؤ حاصل کریں۔

2. اگر  $v_{GS} = 15V$  اور  $V_t = 3V$  ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہو گا۔

3. اگر  $v_{GS} = 11V$  اور  $V_t = 3V$  ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورت حال کیا ہو گا۔

حل:



کل 4.6: پیدا کردہ راہ میں مختلف مقامات پر برقی دباؤ

- موصل سلاخ کو ایک مزاحمت تصور کیا جاسکتا ہے۔ یوں اس مسئلہ کو شکل ب کے طرز پر پیش کیا جاسکتا ہے جس میں 100 mA برقی رو پیدا ہوگی۔ مزید یہ کہ سو اونھم کے مزاحمت کو کئی مزاحمت سلسلہ وار جڑے تصور کیا جاسکتا ہے۔ شکل پ میں اسے چار عدد 20 Ω سلسلہ وار جڑے تصور کیا گیا ہے جہاں ہر جوڑ پر برقی دباؤ بھی دکھایا گیا ہے۔
- چونکہ ڈرین سرے پر

$$v_{GS} - v_{DS} = 15 - 10 = 5 > V_t$$

ہے لہذا یہاں پیدا کردہ راہ وجود میں آئے گا اور ٹرانزسٹر میں برقی رو کا گزر ممکن ہو گا۔

- چونکہ ڈرین سرے پر

$$v_{GS} - v_{DS} = 11 - 10 = 1 < V_t$$

ہے لہذا پیدا کردہ راہ دیوچا جائے گا۔ اگر ایسا ہونے سے پیدا کردہ راہ کی مزاحمت لا محدود ہو جائے اور اس میں برقی رو کی مقدار صفر ہو جائے تو صورت حال شکل ت کے نامنہ ہو گی جہاں ڈرین سرے پر لا محدود مزاحمت کو بطور منقطع کئے گئے برقی سوچ دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ برقی رو کی عدم موجودگی میں پیدا کردہ راہ میں ہر مقام پر برقی دباؤ کی مقدار صفر ولٹ (0V) ہو جائے گی اور یوں ڈرین سرے پر بھی صفر ولٹ ہوں جس سے

$$v_{GS} - v_{DS} = 11 - 0 = 11 > V_t$$

ہو گا اور یوں بر قی رو کا گزر ممکن ہو گا۔

مندرجہ بالا دونتائج متفاہ ہیں۔ پہلے نتیجے کے مطابق بر قی رو کا گزر ناممکن ہے جبکہ دوسرا نتیجے کے مطابق، اس کے بر عکس، بر قی رو کا گزر ممکن ہے۔ حقیقی صورت حال کو شکل 4.5 پ میں دکھایا گیا ہے جہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ کے دبوچنے کا مقام تبدل ہو چکا ہے اور یوں پیدا کردہ راہ کی لمبائی قدر کم ہو گئی ہے اور ساتھ ہی ساتھ ڈرین سرے پر ویران خطہ اتنا بڑھ گیا ہے کہ ایک جانب یہ ڈرین خطے کو اور دوسری جانب پیدا کردہ راہ کو چھوتا ہے۔ چونکہ نقطہ دبوچ پر گیٹ اور پیدا کردہ راہ کے مابین  $V_t$  بر قی دباؤ پایا جاتا ہے لہذا نقطہ دبوچ پر

$$v_{DS} - v_{GS} = V_t$$

ہو گا اور ڈرین-سورس سروں کے مابین اضافی بر قی دباؤ ( $v_{DS} - v_{GS}$ ) ویران خطہ برداشت کرے گا۔

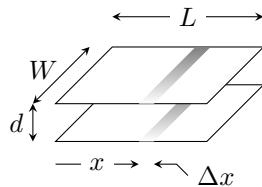
پیدا کردہ راہ پر لا گو بر قی دباؤ ( $v_{DS}$ ) اس میں بر قی رو پیدا کرے گا جو کہ سورس سے ڈرین جانب الکیٹران کے بہاو سے پیدا ہو گا۔ یہ الکیٹران نقطہ دبوچ پر بخیچتے ہی ویران خطے میں داخل ہوں گے۔ ویران خطے میں آزاد الکیٹران نہیں ٹھہر سکتے اور انہیں ڈرین خطے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔ یوں الکیٹران سورس سرے سے روکا ہو کر ڈرین سرے پہنچ کر  $v_{DS}$  پیدا کرتے ہیں۔

شکل پ میں گیٹ پر مختلف بر قی دباؤ کے لئے ماسیٹ کے خط گراف کئے گئے ہیں۔

### 4.3 n ماسیٹ کی مساوات

مندرجہ بالاتذکرے کو مد نظر رکھتے ہوئے n ماسیٹ کی  $v_{DS} - v_{GS}$  مساوات حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرتے وقت سورس سرے کو بر قی زمین (یعنی صفر ولٹ) پر رکھا جائے گا جبکہ گیٹ کو  $v_{GS}$  اور ڈرین سرے کو  $v_{DS} > V_t$  پر رکھا جائے گا۔ مزید یہ کہ  $v_{GS} - v_{DS} < V_t$  رکھا گیا ہے۔

پیدا کردہ راہ میں سورس سے ڈرین خطے کی جانب فاصلے کو  $x$  لیتے ہوئے سورس جانب  $x = 0$  اور بر قی دباؤ صفر ولٹ ہو گا جبکہ ڈرین جانب  $x = L$  اور بر قی دباؤ  $v_{DS}$  ہو گا۔ ان دو حدود کے درمیان کسی بھی نقطے  $x$  پر بر قی دباؤ کو ہم  $(x)$  لکھتے ہیں۔ گیٹ اور پیدا کردہ راہ (یعنی n قسم کا موصل) بطور دو چادر کے کپیسٹر<sup>22</sup>



فکل 4.7: گیٹ اور راہ بطور دو چادر کپیسٹر کردار ادا کرتے ہیں۔

کا کردار ادا کریں گے۔ پیدا کردہ راہ میں لمبائی کے رخ نقطہ  $x$  پر ذرہ سی لمبائی  $\Delta x$  پر غور کرتے ہیں۔ یہ لمبائی بطور کپیسٹنس  $\Delta C$  کردار ادا کرے گا جہاں

$$(4.11) \quad \Delta C = \frac{\epsilon \times \text{رفقہ}}{\text{فاصلہ}} = \frac{\epsilon W \Delta x}{d}$$

ہو گا۔ اس کپیسٹر کو شکل 4.7 میں دکھایا گیا ہے۔

آپ کپیسٹر کی مساوات  $Q = C \times V$  سے بخوبی آگاہ ہوں گے۔ اس مساوات کے مطابق کپیسٹر کے ثبت چادر پر بار  $Q$  کی مقدار کپیسٹر کے دو چادروں کے مابین برقی دباؤ  $V$  پر مختص ہوتا ہے۔ کپیسٹر کے منقی چادر پر  $(-Q)$  بار پایا جاتا ہے۔ ماسیٹ کے کپیسٹر  $\Delta C$  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 سیلیکان پتھری کے مابین  $V_t$  برقی دباؤ پایا جائے (یعنی جب  $v(x) = V_t$  ہو) اور ایسی صورت میں پیدا کردہ راہ میں قبل نظر انداز (تقریباً صفر) مقدار میں  $n$  قسم کا بار یعنی آزاد الکیٹران جمع ہوتے ہیں۔ یوں  $v(x) = 0$  ہونے کی صورت میں آزاد الکیٹرانوں کی تعداد بھی (تقریباً) صفر ہوتی ہے۔ جیسے گیٹ اور سیلیکان پتھری کے مابین برقی دباؤ مزید بڑھایا جائے یہاں آزاد الکیٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے۔ یوں آزاد الکیٹرانوں کی تعداد کا دار و مدار برقی دباؤ  $(v_{GS} - V_t - v(x))$  پر ہوتا ہے اور ہم ماسیٹ کے گیٹ کے لئے کپیسٹر کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.12) \quad \Delta Q = \Delta C \times V \\ = \left[ \frac{\epsilon W \Delta x}{d} \right] \times [v_{GS} - V_t - v(x)]$$

parallel plate capacitor<sup>22</sup>

پیدا کردہ راہ میں اس نقطے پر بار کی مقدار اتنی ہی مگر منفی قسم کی ہو گی۔ اس مساوات کو پیدا کردہ راہ کے لئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.13) \quad \frac{\Delta Q_n}{\Delta x} = - \left[ \frac{\epsilon W}{d} \right] \times [v_{GS} - V_t - v(x)]$$

فاصلہ کے ساتھ برقی دباؤ کی شرح کو شدت برقی دباؤ  $E$  کہتے ہیں۔ یوں نقطہ  $x$  پر

$$(4.14) \quad E = - \frac{\Delta v(x)}{\Delta x}$$

ہو گا۔ اس کی سمت ڈرین سے سورس نکلے کی جانب ہے۔ شدت برقی دباؤ کسی بھی ثبت بار کو  $E$  کی سمت میں جبکہ منفی بار کو الٹی جانب دھکیلتا ہے۔ چونکہ پیدا کردہ راہ میں منفی بار پائے جاتے ہیں لہذا شدت برقی دباؤ انہیں سورس سے ڈرین نکلے کی جانب دھکیلے گا۔ کسی بھی موصل میں چار جوں کی رفتار وہاں کے شدت برقی دباؤ کے برائے راست تناسب ہوتا ہے۔ یوں منفی چار جوں کے رفتار کو  $(\mu_n E) - (\mu_p E)$  اور ثبت چار جوں کے رفتار کو  $(\mu_p E) - (\mu_n E)$  لکھا جائے گا جہاں  $\mu_n$  سلیکان پتھری میں الیکٹران کی حرکت پذیری<sup>23</sup> کہلاتا ہے جبکہ  $\mu_p$  سلیکان 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 چار جوں کے رفتار کے صحیح سمت دیتے ہیں۔ یوں رفتار کو  $\frac{\Delta x}{\Delta t}$  لکھتے ہوئے الیکٹرانوں کے لئے ہم یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.15) \quad \frac{\Delta x}{\Delta t} = -\mu_n E = \mu_n \frac{\Delta v(x)}{\Delta t}$$

مساویات 4.13 اور مساوات 4.15 کی مدد سے ہم پیدا کردہ راہ میں آزاد الیکٹرانوں کے حرکت سے پیدا برقی رو یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$(4.16) \quad i(x) = \frac{\Delta Q_n}{\Delta t} = \frac{\Delta Q_n}{\Delta x} \times \frac{\Delta x}{\Delta t} \\ = - \left[ \frac{\epsilon W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] \times \left[ \mu_n \frac{\Delta v(x)}{\Delta x} \right]$$

اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.17) \quad i(x)\Delta x = - \left[ \frac{\epsilon W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] \times [\mu_n \Delta v(x)]$$

---

electron 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 اختتائی نقطہ لیتے ہیں۔ یوں ابتدائی نقطہ پر  $x = 0$  جبکہ اختتائی نقطہ پر  $x = L$  ہے۔ اسی طرح ابتدائی برقی دباؤ  $v(0) = v_{DS} = 0$  جبکہ اختتائی 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۔

$$(4.19) \quad \begin{aligned} \int_0^L i(x) dx &= i \int_0^L dx = \int_0^{v_{DS}} - \left[ \frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] dv(x) \\ ix|_0^L &= - \left[ \frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v(x)|_0^{v_{DS}} - \frac{v(x)^2}{2}|_0^{v_{DS}} \right] \\ iL &= - \left[ \frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\ i &= - \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

منی برقی رو کا مطلب ہے کہ یہ بڑھتے  $x$  کے الٹ جانب رو اس ہے یعنی ڈرین سے سورس جانب۔ اس فیٹ میں اسی جانب برقی رو کو  $i_{DS}$  لکھا جاتا ہے۔ یوں درج ذیل حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.20) \quad i_{DS} = \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

نقطہ دبوچ پر  $v_{DS} = v_{GS} - V_t$  استعمال کرتے اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.21) \quad \begin{aligned} i_{DS\text{ دبوچ}} &= \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS\text{ دبوچ}} - \frac{v_{DS\text{ دبوچ}}^2}{2} \right] \\ &= \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) (v_{GS} - V_t) - \frac{(v_{GS} - V_t)^2}{2} \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] (v_{GS} - V_t)^2 \end{aligned}$$

چونکہ افزائندہ خطے میں نقطہ دبوچ پر بر قی رو کے برابر بر قی رو ہی رہتی ہے لہذا افزائندہ خطے میں بر قی رو کی بھی یہی مساوات ہے۔

ان مساوات میں

$$(4.22) \quad k'_n = \left( \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right)$$

$$k_n = \left( \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right) \left( \frac{W}{L} \right) = k'_n \left( \frac{W}{L} \right)$$

لیتے ہوئے انہیں دوبارہ لکھتے ہیں۔ ساتھ ہی ساتھ ان کا دائرہ عمل معین کرنے کے نکات بھی درج کرتے ہیں۔

غیر افزائندہ خطہ:

$$(4.23) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = \geq V_t$$

$$(4.24) \quad i_{DS} = k'_n \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$= k_n \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

نقطہ دبوچ:

$$(4.25) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = V_t$$

$$(4.26) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2$$

$$= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

افزائندہ:

$$(4.27) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} \leq V_t$$

$$(4.28) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2 \\ = \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

منقطع:

$$(4.29) \quad v_{GS} \leq V_t \\ i_{DS} = 0$$

ماسیفیٹ تخلیق دیتے وقت پیدا کردہ راہ کے چوڑائی  $W$  اور لمبائی  $L$  کی تناسب بدل کر مختلف خط حاصل کئے جاتے ہیں۔

یاد دہانی کی خاطر کچھ باتیں دوبارہ دھراتے ہیں۔

nMOSFET کو غیر افزائندہ خطے میں استعمال کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین  $V_t$  سے زیادہ برقی دباؤ مہیا کیا جاتا ہے اور ڈرین-سورس مروں کے مابین برقی دباؤ کو راہ دبوچ برقی دباؤ، دبوچ  $v_{DS}$  سے کم رکھا جاتا ہے لیکن

$$(4.30) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} > V_t & \text{راہ پیدا} \\ v_{DS} \leq v_{DS\text{دبوچ}} & \text{ نقطہ دبوچ} \\ & \leq v_{GS} - V_t \end{array}$$

اسی طرح nMOSFET کو افزائندہ خطے میں استعمال کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین  $V_t$  سے زیادہ برقی دباؤ مہیا کیا جاتا ہے اور ڈرین-سورس مروں کے مابین برقی دباؤ کو راہ دبوچ برقی دباؤ، دبوچ  $v_{DS}$  سے زیادہ رکھا جاتا ہے لیکن

$$(4.31) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} > V_t & \text{راہ پیدا} \\ v_{DS} \geq v_{DS\text{دبوچ}} & \text{ نقطہ دبوچ} \\ & \geq v_{GS} - V_t \end{array}$$

نقطہ دبوچ ان دو خطوں کے درمیان حد ہے جسے دونوں کا حصہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

nMOSFET کو مقطوع کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین  $V_t$  یا اس سے کم برقی دباؤ رکھا جاتا ہے یعنی

$$(4.32) \quad v_{GS} \leq V_t \quad \text{مقطوع}$$

غیر افزائندہ ماسفیٹ پر جب باریک  $v_{DS}$  لاگو کیا جائے تو مساوات 4.24 میں  $v_{DS}^2$  کو نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے اور اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_{DS} = k'_n \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \approx k'_n \left[ \frac{W}{L} \right] [(v_{GS} - V_t) v_{DS}]$$

اس مساوات سے باریک  $v_{DS}$  کی صورت میں ماسفیٹ کی مزاجمت حاصل کی جاسکتی ہے یعنی

$$(4.33) \quad R = \frac{v_{DS}}{i_{DS}} = \frac{1}{k'_n \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]}$$

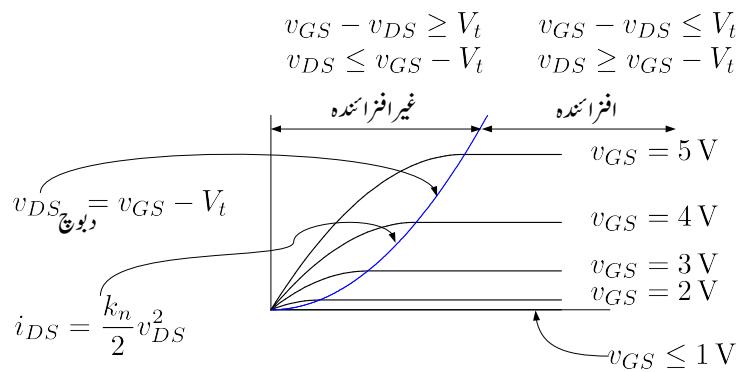
ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ تبدیل کر کے اس کی مزاجمت تبدیل کی جاتی ہے اور یوں ماسفیٹ کو بطور قابو مزاجمت استعمال کیا جا سکتا ہے۔

شکل 4.8 میں ماسفیٹ کا خط دکھایا گیا ہے جس میں غیر افزائندہ اور غیر افزائندہ خطوط کے درمیان لکیر کھینچی گئی ہے۔ چونکہ ماسفیٹ غیر افزائندہ سے افزائندہ خطے میں اس وقت داخل ہوتا ہے جب  $v_{GS} - v_{DS} = V_t$  یعنی  $v_{DS} = v_{GS} - V_t$  ہو المذا مساوات 4.28 میں  $v_{DS} = v_{GS} - V_t$  کی جگہ  $v_{DS}$  پُر کرنے سے اس لکیر کی مساوات حاصل ہو گی۔ یوں

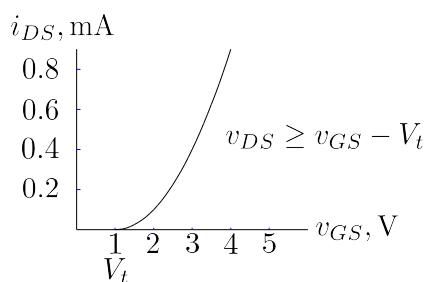
$$(4.34) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2$$

حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.8 میں ماسفیٹ کے خطوط پر کھینچا گیا ہے جبکہ مساوات 4.28 کو شکل 4.9 میں کھینچا گیا ہے۔ باب 3 میں دو جو ٹرانزسٹر کے غیر افزائندہ اور افزائندہ خطے دکھائے گئے ہیں۔ ان کا ماسفیٹ کے خطوط کے ساتھ موازنہ کریں۔ ٹرانزسٹر تقیریاً  $0.2V$  سے کم  $v_{CE}$  پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباؤ پر افزائندہ ہوتا ہے۔ ماسفیٹ  $v_{DS}$  سے کم برقی دباؤ پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباؤ پر افزائندہ ہوتا ہے جہاں  $v_{DS}$  کی قیمت مساوات 4.5 سے حاصل کی جاتی ہے۔ شکل 4.8 اور 4.9 میں  $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1\text{V}$  ہیں۔

ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کی طرح ایک ہی قسم کے دو عدد ماسفیٹ کے  $k_n$  میں فرق پایا جاتا ہے۔ اسی طرح ان کے  $V_t$  میں بھی فرق پایا جاتا ہے۔ ان وجوہات کی بنا پر کسی بھی دور میں ماسفیٹ تبدیل کرنے سے نقطہ کار کردگی تبدیل ہونے کا امکان ہوتا ہے۔



:4.8



شکل 4.9: افراکندہ ماسیفیٹ کا برقی روابطقابل گیٹ کی برقی دباؤ

## 4.3.1 قابل برداشت برتنی دباؤ

$v_{DS}$  کو دبوچ ڈرین خطے سے اتنا ہی دور ہو جاتا ہے۔ اگر اس برتنی دباؤ کو بذریعہ بڑھایا جائے تو نقطہ دبوچ آخر کار سورس خطے تک پہنچ جاتا ہے اور ان خطوں کے مابین برتنی رو تیزی سے بڑھتا ہے۔ یہ عمل تقریباً 20 V پر پیدا ہوتا ہے۔ یہ عمل از خود تقصیان وہ نہیں جب تک بے قابو برتنی رو ماسفیٹ کی قابل برداشت برتنی رو کے حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ یہ عمل نسبتاً کم لمبائی کے راہ رکھنے والے ماسفیٹ میں پایا جاتا ہے۔

ڈرین اور سلیکان پتھری کے مابین برتنی دباؤ کو ویران خطہ برداشت کرتا ہے۔ اگر یہ برتنی دباؤ ویران خطے کی برداشت سے تجاوز کر جائے تو ویران خطہ تودہ کے عمل سے بے قابو ہو جائے گا جس سے ان خطوں کے مابین برتنی رو تیزی سے بڑھنے شروع ہو جائے گا۔ یہ عمل عموماً 50 V تا 100 V کے درمیان پیدا ہوتا ہے۔

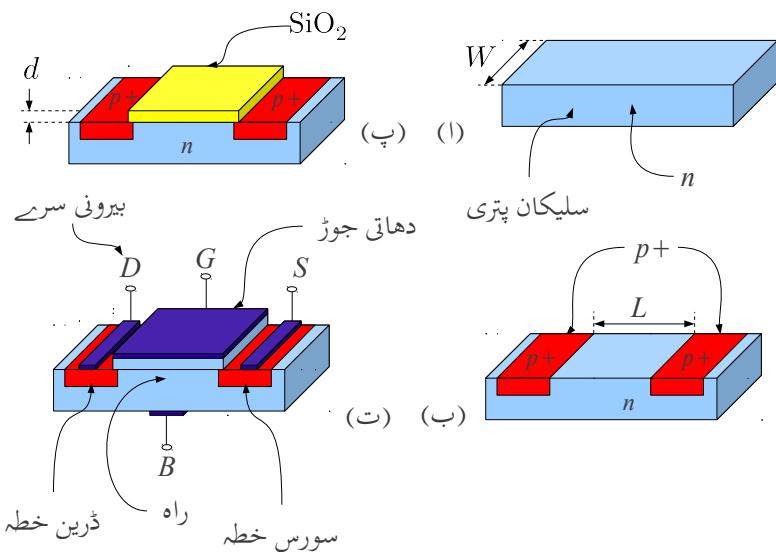
ایک تیرا عمل جو ماسفیٹ کو فوراً بٹاہ کر لیتا ہے اس وقت پیش آتا ہے جب گیٹ اور سورس کے مابین برتنی دباؤ یہاں کے قابل برداشت حد  $V_{GS_{BR}}$  سے تجاوز کر جائے۔ یاد رہے کہ گیٹ اور سورس کے درمیان انتہائی بدیک غیر موصل  $SiO_2$  کی تہہ ہوتی ہے۔ یوں گیٹ اور سورس کے مابین کچھ ہی برتنی دباؤ پر اس غیر موصل میں شدت برتنی دباؤ بہت زیادہ بڑھ کر اس کے برداشت کی حد سے تجاوز کر جاتا ہے۔ یہ عمل تقریباً 50 V پر نمودار ہوتا ہے۔ اس عمل سے پہنچ کی خاطر گیٹ پر ڈالیوڈ بطور شکنجه لگایا جاتا ہے جو گیٹ پر برتنی دباؤ کو اس خطرناک حد سے کم رکھتا ہے۔ یاد رہے کہ عام استعمال میں ماسفیٹ کو قابل برداشت برتنی دباؤ سے کم برتنی دباؤ پر استعمال کیا جاتا ہے۔

## 4.3.2 درجہ حرارت کے اثرات

$V_t$  اور  $k'_n$  دونوں پر درجہ حرارت کا اثر پایا جاتا ہے۔ دو جو ٹرانزسٹر کے  $V_{BE}$  کی طرح  $V_t$  بھی حرارت بڑھنے سے کم ہوتا ہے یعنی

$$(4.35) \quad \frac{dV_t}{dT} = -2 \frac{mV}{^{\circ}C}$$

البتہ  $k'_n$  کی تیمت درجہ حرارت بڑھنے سے بڑھتی ہے اور  $k'_n$  بڑھنے کا اثر  $V_t$  کے کٹھے کے اثر سے زیادہ ہوتا ہے لہذا ماسفیٹ کی مزاحمت درجہ حرارت بڑھنے سے بڑھتی ہے۔ قوی ماسفیٹ کو آپس میں متوالی جوڑتے وقت اس حقیقت کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

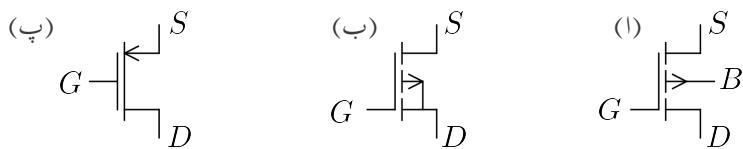


شکل 4.10: p ماسفیٹ کی ساخت

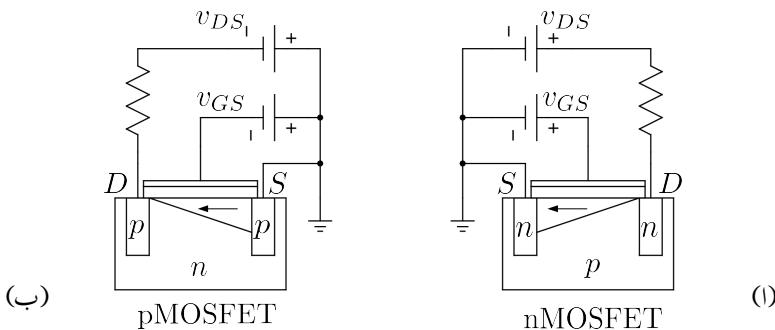
#### 4.4 بڑھانا pMOSFET ماسفیٹ

p ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں ثبت ماسفیٹ بھی کہیں گے، کو n قسم کی سليکان پتري پر بنایا جاتا ہے جس میں دو عدد p+ قسم کے خطے بنائے جاتے ہیں۔ pMOSFET کی کارکردگی بالکل nMOSFET کی طرح ہے البتہ اس میں  $v_{GS}$  اور  $V_t$  تینوں کی قیمتیں منفی ہوتی ہیں۔ اسی طرح برقی رو $i_{DS}$  کی سمت بھی الٹی ہوتی ہے لیکن برقی رو ٹرانزیستر کے ڈرین سرے سے باہر کی جانب ہوتا ہے۔ اسی لئے pMOSFET کے برقی رو کو  $i_{SD}$  لکھا جائے گا۔ p ماسفیٹ بنانے کی ترکیب شکل 4.10 میں دکھائی گئی ہے جبکہ اس کی علامتیں شکل 4.11 میں دکھائی گئی ہیں۔ pMOSFET کے راہ میں برقی رو خول کے حرکت کی بدولت ہے۔ سورس سے خول راہ میں خارج ہو کر ڈرین تک سفر کرتے ہیں جہاں انہیں راہ سے حاصل کیا جاتا ہے۔ ماسفیٹ میں برقی رو خولوں کے اسی حرکت کی بدولت ہے۔

nMOSFET کی جامات کم ہونے کی بدولت سليکان پتري پر انہیں زیادہ تعداد میں بنایا جا سکتا ہے۔ یوں اگرچہ مخلوط ادوار میں nMOSFET کو pMOSFET پر ترجیح دی جاتی ہے مگر پھر بھی ان کی اپنی اہمیت



شکل 4.11: p-بڑھاتا ماسفیٹ کی علامتیں



شکل 4.12: pMOSFET اور nMOSFET بڑھاتے نقطہ دبوچ پر

ہے جس کی بنابر انبیں بھی مخلوط ادوار میں استعمال کیا جاتا ہے۔ بالخصوص جڑوا ماسفیٹ (CMOS) ادوار جو کہ اہم ترین ادوار تصور کئے جاتے ہیں ان دونوں اقسام کو استعمال کرتے ہی بنائے جاتے ہیں۔

شکل 4.12 میں موازنے کے لئے بڑھاتے nMOSFET اور pMOSFET کو نقطہ دبوچ پر مائل کرتے دکھائے گئے ہیں۔ nMOSFET میں سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ رہا میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر رہا کا بایاں سرا صفر وولٹ پر ہو تو اس کا بایاں سرا ثابت برقی دباو پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور باکیں سرے کے مابین برقی دباو زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور دیگر سرے کے مابین برقی دباو نسبتاً کم ہو گا جس سے رہا ترقی چھی شکل کا پیدا ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباو زیادہ ہو وہاں رہا کی گھر ای زیادہ ہو گی۔ pMOSFET میں بھی سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ رہا میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر رہا کا بایاں سرا صفر وولٹ پر ہو تو اس کا بایاں سرا منفی برقی دباو پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور دیگر سرے کے مابین برقی دباو زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور باکیں سرے کے مابین برقی دباو نسبتاً کم ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباو زیادہ ہو وہاں رہا کی گھر ای زیادہ ہو گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں اقسام کے ماسفیٹ میں

پیدا کردہ راہ ڈرین پر دیوچ جاتا ہے۔

مخفی مقادیریں ہیں لہذا  $i_{SD}$  اور  $v_{DS}$  اور  $v_{SG}$  کے pMOSFET مقدار ہوں گے۔ pMOSFET کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

#### غیر افزائندہ 4.4.1

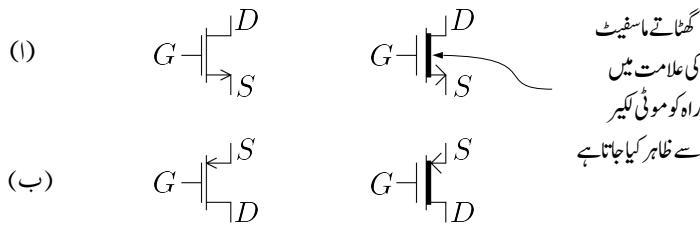
$$(4.36) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\geq -V_t \\ i_{SD} &= k'_p \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

نقطہ دیوچ

$$(4.37) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &= -V_t \\ i_{SD} &= \frac{k'_p}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{SG} + V_t]^2 \end{aligned}$$

افزائندہ

$$(4.38) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\leq -V_t \\ i_{SD} &= \frac{k'_p}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{SG} + V_t]^2 \end{aligned}$$



شکل 4.13: گھٹاتے اور بڑھاتے ماسفیٹ کی علامتیں

مقطوع

$$(4.39) \quad v_{SG} \leq -V_t \\ i_{SD} = 0$$

## 4.5 گھٹاتا n ماسفیٹ

nMOSFET بناتے وقت، اس کے سورس اور ڈرین خطوں کے درمیان سلیکان پتھری میں گیٹ کے بالکل نیچے قسم کے خلط کے اضافے سے n قسم کا ماسفیٹ گھٹاتا ہے۔<sup>25</sup> وجود میں آتا ہے۔ شکل 4.13 الف میں n قسم کے گھٹاتے ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔ گھٹاتے ماسفیٹ کی علامت میں راہ کو موٹی لکیر سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ شکل الف میں n گھٹاتا ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔ ساتھ ہی موازنے کی خاطر n بڑھاتے ماسفیٹ کی علامت بھی دکھائی گئی ہے۔

چونکہ گھٹاتا ماسفیٹ میں پہلے سے ہی سورس اور ڈرین خطوں کے مابین راہ موجود ہوتا ہے لہذا گیٹ پر صفر ولٹ ( $v_{GS} = 0$ ) ہوتے ہوئے بھی اگر سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاگو کی جائے تو ماسفیٹ میں برقی رو  $i_{DS}$  گزرنے لگے۔ گیٹ پر برقی دباؤ بڑھنے سے راہ کی گہرائی بڑھتی ہے جس سے برقی رو میں اضافہ ہوتا ہے جبکہ گیٹ پر منفی برقی دباؤ لاگو کرنے سے راہ کی گہرائی گھٹتی ہے جس سے  $i_{DS}$  میں کمی آتی

depletion nMOSFET<sup>25</sup>

ہے۔ اسی سے اس کا نام  $n$  قسم کا گھٹاتا ماسفیٹ نکلا ہے۔ اگر گیٹ پر لا گو برقی دباؤ کو بذریعہ منفی جانب لے جایا جائے تو آخر کار راہ کی گہرائی صفر ہو جائے گی اور ماسفیٹ میں برقی روکا گزرنما ممکن نہیں رہے گا۔ یہ برقی دباؤ اس ماسفیٹ کا  $V_t$  ہوتا ہے۔ یوں  $n$  قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کا  $V_t$  منفی قیمت رکھتا ہے۔

گھٹاتا اور بڑھاتا منفی ماسفیٹ کے مساوات میں کوئی فرق نہیں المذا اب تک کے تمام بڑھاتا ماسفیٹ کے مساوات جوں کے توں گھٹاتا ماسفیٹ کے لئے بھی استعمال کئے جائیں گے۔

### 4.5.1 مقطوع صورت

اگر گھٹاتا ماسفیٹ کے  $v_{GS}$  پر  $V_t$  سے کم (یعنی مزید منفی) برقی دباؤ لا گو کیا جائے تو راہ کا وجود نہیں رہے گا یعنی پیدا کردہ راہ نہیں رہے گا اور ماسفیٹ مقطوع 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  $v_{GS} = -4 \text{ V}$  لا گو کیا جائے تو یہ مقطوع ہو جائے گا اور اگر اس کے گیٹ پر  $v_{GS} = 1.2 \text{ V}$  یا  $v_{GS} = -2.2 \text{ V}$  اور یا  $v_{GS} = 5.3 \text{ V}$  لا گو کیا جائے تو ماسفیٹ چالو رہے گا۔

### 4.5.2 غیر افزائندہ

$v_{GS}$  پر  $V_t$  سے زیادہ برقی دباؤ لا گو کرنے سے ماسفیٹ چالو حالت اختیار کر لیتا ہے۔ جب تک چالو ماسفیٹ کے گیٹ پر ڈرین خٹلے سے  $|V_t|$  ولٹ کم نہ ہو جائیں گھٹاتا ماسفیٹ غیر افزائندہ ہو گا۔ اس شرط کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$(4.41) \quad \begin{aligned} v_{GS} - v_{DS} &\geq V_t \\ v_{GD} &\geq V_t \end{aligned}$$

یوں اسی مثال کو آگے بڑھاتے ہوئے اگر  $v_{GS} = 5.3 \text{ V}$   $V_t = -3.5 \text{ V}$  ہو اور  $v_{DS} < 8.8 \text{ V}$  رہے ماسفیٹ غیر افزائندہ رہے گا۔

cut off state<sup>26</sup>

## 4.5.3 دبوچ

جب گیٹ پر ڈرین سے  $|V_t|$  دولٹ کم ہو جائیں تو پیدا کردہ راہ دبوچا جاتا ہے۔ اس شرط کو یوں بیان کرتے ہیں۔

$$(4.42) \quad v_{GS} - v_{DS} = V_t \\ v_{GD} = V_t$$

یوں  $v_{DS} = 8.8\text{V}$  کی صورت میں جب  $v_{GS} = 5.3\text{V}$  اور  $V_t = -3.5\text{V}$  ہوتا پیدا کردہ راہ دبوچا جائے گا۔

## 4.5.4 انفرائندہ

جب چالو ماسفیٹ کے ڈرین پر گیٹ سے  $|V_t|$  دولٹ زیادہ ہوں تب یہ انفرائندہ حال میں ہو گا۔ اس شرط کو یوں بیان کرتے ہیں۔

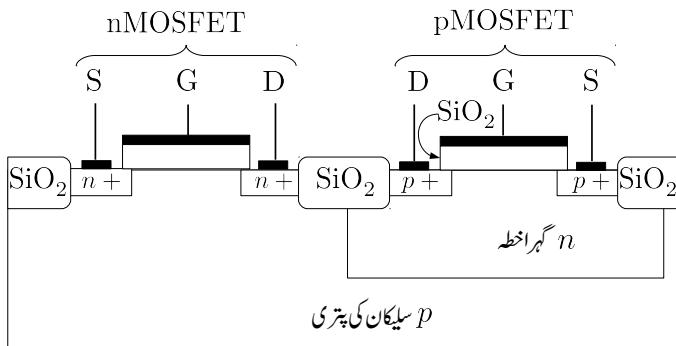
$$(4.43) \quad v_{GS} - v_{DS} \leq V_t \\ v_{GD} \leq V_t$$

یوں  $v_{GS} = 5.3\text{V}$  اور  $V_t = -3.5\text{V}$  کی صورت میں جب  $v_{DS} > 8.8\text{V}$  ہوتا ماسفیٹ انفرائندہ خٹلے میں ہو گا۔

یہاں تسلی کر لیں کہ گھٹانا ماسفیٹ کے مختلف خطوطوں کی مساواتیں بالکل وہی ہیں جو عام ماسفیٹ کی ہیں۔ فرق صرف اتنا ہے کہ گھٹانا ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت منفی ہوتی ہے۔

## 4.6 گھٹانا p ماسفیٹ

p قسم کا گھٹانا ماسفیٹ اسی طرح p ماسفیٹ بناتے وقت سلیکان پتری میں گیٹ کے بالکل نیچے p قسم کی راہ، سورس سے ڈرین خٹلے تک بنانے سے پیدا ہوتا ہے۔ p قسم کے گھٹانا ماسفیٹ اور عام p قسم کے ماسفیٹ کے مساوات ایک ہی طرح کے ہیں۔ فرق صرف اتنا ہے کہ p قسم کے گھٹانا ماسفیٹ کی  $V_t$  کی قیمت ثابت ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ کسی بھی p قسم کے ماسفیٹ کی طرح p قسم کے گھٹانا ماسفیٹ میں برتنی رو ڈرین سرے سے باہر کی جانب ہوتا ہے۔ شکل 4.13 ب میں p قسم کے گھٹاتے ماسفیٹ کی علامت دکھائی گئی ہے۔



شکل 4.14: سیماس یا جڑو ما سفیٹ کی ساخت

## 4.7 CMOS جڑو ما سفیٹ

جزوا ما سفیٹ nMOSFET اور pMOSFET دونوں استعمال کرتے ہیں جنہیں  $p$  سیلیکان پر بنایا جاتا ہے۔ تو بتنا ہی  $p$  سیلیکان پر ہے البتہ pMOSFET بناتے وقت پہلے  $p$  سیلیکان میں گہرا  $n$  نحطہ بنایا جاتا ہے اور پھر اس نحطے میں pMOSFET بنایا جاتا ہے۔ شکل 4.14 میں جڑوا ما سفیٹ کی ساخت دکھائی گئی ہے۔ جڑوا ما سفیٹ کو عام فہم میں سیمسا<sup>27</sup> کہتے ہیں۔ شکل میں ما سفیٹ کے دونوں جانب  $\text{SiO}_2$  کے گہرے حصے دکھائے گئے ہیں جو ساتھ ساتھ دو ما سفیٹ کو مکمل طور پر علیحدہ رکھنے کی خاطر استعمال کئے جاتے ہیں۔ یاد رہے کہ  $\text{SiO}_2$  نہایت عمدہ غیر موصل ہے۔ سیماں کو  $p$  سیلیکان پر بھی بنایا جا سکتا ہے۔ پس اس میں pMOSFET کو گہرے  $n$  نحطے میں بنانا ہو گا جبکہ nMOSFET تو بتنا ہی  $p$  سیلیکان پر ہے۔

## 4.8 ما سفیٹ کے یک سمیت ادوار کا حل

اس حصے میں ما سفیٹ کے یک سمیت ادوار حل کئے جائیں گے۔ جیسے اس کتاب کے شروع میں بتایا گیا ہے، یک سمیت متغیرات انگریزی کے بڑے حروف سے ظاہر کئے جاتے ہیں۔ یوں گیٹ پر برقی دہاو کو  $v_{GS}$  کی جگہ  $V_{GS}$  لکھا جائے گا۔ اسی طرح  $v_{DS}$  کو  $V_{DS}$  اور  $i_{DS}$  کو  $I_{DS}$  لکھا جائے گا۔

اس حصے میں دئے گئے مثالوں کو پہلے خود حل کرنے کی کوشش کریں اور بعد میں کتاب میں دئے حل دیکھیں۔

---

مثال 4.2: ایک متفہ گھٹاتا ماسفینٹ جس کا  $v_{DS} = 1\text{V}$  اور  $V_t = -3.2\text{V}$  اور  $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  ہیں کا برقی رو مندرجہ ذیل پر حاصل کریں۔

$$v_{GS} = -4\text{V} .1$$

$$v_{GS} = -3.2\text{V} .2$$

$$v_{GS} = -2.8\text{V} .3$$

$$v_{GS} = -2.2\text{V} .4$$

$$v_{GS} = 1.5\text{V} .5$$

حل:

$v_{GS} < V_t = -3.2\text{V}$  اور  $v_{GS} = -4\text{V} .1$  ہے لہذا  $-4 < -3.2$  چونکہ اور یوں گھٹاتا ماسفینٹ منقطع ہے اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی  $i_{DS} = 0$  ہے۔

$v_{GS} = -3.2\text{V}$  اور  $V_t = -3.2\text{V}$  ہونے کی وجہ سے  $v_{GS} = V_t$  ہے۔ اس صورت پیدا کر دہ راہ وجود میں آئے گا مگر اس کی گہرائی تقریباً صفر ہو گی اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی  $i_{DS} = 0$  ہے۔

$v_{GS} > V_t = -3.2\text{V}$  اور  $v_{GS} = -2.8\text{V} .3$  ہے لہذا  $-2.8 > -3.2$  پر چونکہ اور یوں گھٹاتا ماسفینٹ چالو ہے۔  $V_{DS} = 1\text{V}$  پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ ہے اور یوں گھٹاتا ماسفینٹ چالو ہے۔

$$v_{GS} - v_{DS} = (-2.8) - (1) = -3.8\text{V}$$

ہے جو کہ  $V_t$  سے کم ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} < V_t$$

لہذا گھٹاتا ماسفیٹ افزائندہ ہے اور یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} \times [(-2.2) - (-3.2)]^2 \\ &= 8 \mu\text{A} \end{aligned}$$

$v_{GS} > V_t$  ہے لہذا  $(-2.2 > -3.2)$  پر چونکہ  $V_t = -3.2 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = -2.2 \text{ V}$ . 4 ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔  $V_{DS} = +1 \text{ V}$  پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ

$$v_{GS} - v_{DS} = (-2.2) - (1) = -3.2 \text{ V}$$

ہے جو کہ  $V_t$  کے برابر ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} = V_t$$

لہذا گھٹاتا ماسفیٹ نقطہ دبوچ پر ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(-2.2) - (-3.2)]^2 \\ &= 50 \mu\text{A} \end{aligned}$$

لہذا  $v_{GS} > V_t$  ہے لہذا  $(+1.5 > -3.2)$  پر چونکہ  $V_t = -3.2 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = 1.5 \text{ V}$ . 5 ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔  $V_{DS} = 1 \text{ V}$  پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباؤ

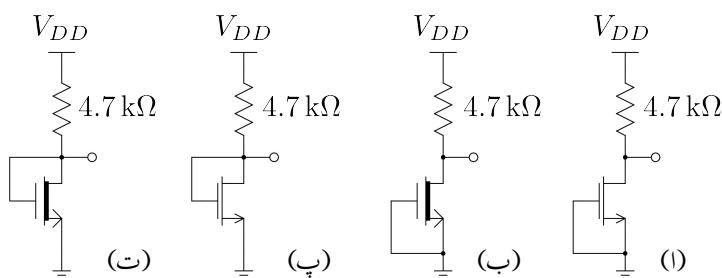
$$v_{GS} - v_{DS} = +1.5 - 1 = 0.5 \text{ V}$$

ہے جو کہ  $V_t$  سے زیادہ ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} > V_t$$

لہذا گھٹاتا ماسفیٹ غیر افزائندہ ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{DS} &= k_n \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\ &= 0.1 \times 10^{-3} \times \left[ (1.5 - (-3.2)) \times 1 - \frac{1^2}{2} \right] \\ &= 0.42 \text{ mA} \end{aligned}$$



شکل 4.15: ماسفیٹ کے یک سختی اور

مثال 4.3: شکل 4.15 اف میں منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا  $V_t = 3\text{V}$  اور  $k_n = 0.2\text{mAV}^{-2}$  ہے جبکہ دور میں  $V_{DD} = 10\text{V}$  ہے۔ دور میں برتنی رو حاصل کریں۔ حل:  $n$  قسم کے بڑھاتا ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت ہر صورت ثابت ہوتی ہے۔  $n$  قسم کے ماسفیٹ کا گیٹ اور سورس آپس میں جوڑنے سے  $V_{GS} = 0$  ہو جاتا ہے اور یوں  $V_t < V_{GS} < V_t$  ہوتا ہے جس سے ماسفیٹ منقطع ہو جاتا ہے اور  $I_{DS} = 0$  ہوتا ہے۔

مثال 4.4: شکل 4.15 ب میں منفی گھٹاتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا  $V_t = -3\text{V}$  اور  $k_n = 0.2\text{mAV}^{-2}$  ہے جبکہ دور میں  $V_{DD} = 10\text{V}$  ہے۔ دور میں برتنی رو حاصل کریں۔

حل:  $n$  قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت ہر صورت منفی ہوتی ہے۔  $n$  قسم کے ماسفیٹ کا گیٹ اور سورس آپس میں جوڑنے سے  $V_{GS} = 0$  ہو جاتا ہے اور یوں  $V_{GS} > V_t$  ہے اور یوں  $V_{GS} > V_t$  یعنی ماسفیٹ چالو ہوتا ہے۔ اب یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا یہ ماسفیٹ افزائندہ نظرے میں ہے یا کہ غیر افزائندہ نظرے میں۔

ماسیفیٹ کے سوالات میں عموماً قبل از وقت یہ جانا ممکن نہیں ہوتا کہ ماسیفیٹ افراستنڈہ یا غیر افراستنڈہ خطے میں ہے۔ یوں آپ جان نہیں سکتے کہ ماسیفیٹ کی برقی رو حاصل کرتے وقت افراستنڈہ ماسیفیٹ کی مساوات یا غیر افراستنڈہ ماسیفیٹ کی مساوات استعمال ہو گی۔

اس طرح کے سوالات حل کرتے وقت آپ تصور کریں گے کہ ماسیفیٹ افراستنڈہ (یا غیر افراستنڈہ) خطے میں ہے<sup>28</sup> اور پھر دور حل کرنے کی کوشش کریں گے۔ حل کرنے کے بعد دوبارہ تسلی کریں گے کہ ماسیفیٹ افراستنڈہ (یا غیر افراستنڈہ) خطے میں ہی ہے۔ اگر حقیقی جواب اور تصور کردہ صورتیں یکساں نکل آئیں تو حل تسلیم کر لیا جاتا ہے ورنہ ماسیفیٹ کو غیر افراستنڈہ (افراستنڈہ) تصور کر کے دور کو دوبارہ حل کیا جاتا ہے۔ آئیں اس ترکیب کو استعمال کریں۔

ہم تصور کرتے ہیں کہ گھٹاتا ماسیفیٹ افراستنڈہ خطے میں ہے۔ یوں مساوات 4.28 کے تحت

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (0 - (-3))^2 = 0.9 \text{ mA}$$

اور شکل ب میں خارجی جانب کرخوف کا قانون برائے برقی دباؤ استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS} R_D + V_{DS} \\ 10 &= 0.9 \times 10^{-3} \times 4.7 \times 10^3 + V_{DS} \\ V_{DS} &= 5.77 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس جواب کو استعمال کرتے ہوئے ہم نے یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا ماسیفیٹ واقعی افراستنڈہ ہے یا نہیں۔ مساوات 4.8 کا آخری جزو افراستنڈہ ماسیفیٹ کی شرط بیان کرتا ہے۔ موجودہ مثال میں

$$V_{GS} - V_{DS} = 0 - 5.77 = -5.77 \text{ V}$$

ہے جبکہ  $V_t = -3 \text{ V}$  ہے۔ یوں  $V_{GS} - V_{DS} < V_t$  کی شرط پوری ہوتی ہے اور ماسیفیٹ یقیناً افراستنڈہ ہی ہے لہذا  $I_{DS} = 0.9 \text{ mA}$  ہی صحیح جواب ہے۔

آئیں اسی مثال میں ماسیفیٹ کو غیر افراستنڈہ تصور کر کے مثال کو دوبارہ حل کرتے ہیں۔ غیر افراستنڈہ ماسیفیٹ کی مساوات حل کرنے کی خاطر  $V_{DS}$  کا معلوم ہونا ضروری ہے۔ دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے

<sup>28</sup> میری عادت ہے کہ میں ماسیفیٹ کو افراستنڈہ تصور کر کے دور حل کرنے کی کوشش پہلے کرتا ہوں۔

برقی دباؤ سے ملتا ہے

$$V_{DD} = I_{DS}R_D + V_{DS}$$

$$10 = I_{DS} \times 4.7 \times 10^3 + V_{DS}$$

$$V_{DS} = 10 - 4700I_{DS}$$

غیر افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات میں  $V_{DS}$  کی جگہ اسے استعمال کرتے حل کرتے ہیں۔

$$I_{DS} = k_n \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\frac{I_{DS}}{k_n} = \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\frac{I_{DS}}{0.2 \times 10^{-3}} = \left[ (0 - (-3)) (10 - 4700I_{DS}) - \frac{(10 - 4700I_{DS})^2}{2} \right]$$

س

$$I_{DS} = 1.26 \mp j0.46 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ مخلوط جوابات ہیں۔ غیر حقیقی برقی رو معنی نہیں رکھتی لہذا ماسفیٹ کے غیر افزائندہ ہونے کو رد کیا جاتا ہے۔

مثال 4.5: شکل 4.15 پ میں متفہ بڑھاتا ماسفیٹ کے ڈرین اور گیٹ جوڑ کر یک سمتی دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا  $k_n = 0.2 \text{ mA V}^{-2}$  اور  $V_t = 3 \text{ V}$  ہیں جبکہ دور میں  $V_{DD} = 10 \text{ V}$  ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے گیٹ اور ڈرین برابر برقی دباؤ پر ہوں گے لیکن

$$V_{GS} = V_{DS}$$

ہو گا۔ یوں  $V_{GS} - V_{DS} < V_t$  ہو گا اور یوں  $V_{GS} - V_{DS} = 0$  ہو گا۔ اس طرح ماسفیٹ افراستنڈہ ہو گا اور ہم برتنی رو

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

سے حاصل کر سکتے ہیں۔ البتہ ایسا کرنے کی خاطر ہمیں  $V_{GS}$  کی قیمت درکار ہو گی۔ شکل پ کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برابر برتنی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{DD} = I_{DS}R_D + V_{DS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ اس مثال میں  $V_{GS} = V_{DS}$  ہے لہذا اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$V_{DD} = I_{DS}R_D + V_{GS}$$

$$10 = I_{DS} \times 4.7 \times 10^3 + V_{GS}$$

$$V_{GS} = 10 - 4700I_{DS}$$

اس مساوات کو افراستنڈہ ماسفیٹ کے مساوات کے ساتھ حل کرنے سے برتنی رو حاصل کی جاسکتی ہے۔ اس مساوات سے حاصل  $V_{GS}$  کو افراستنڈہ ماسفیٹ کے مساوات میں استعمال کرتے ہیں

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$\frac{2I_{DS}}{k_n} = (V_{GS} - V_t)^2$$

$$22090000I_{DS}^2 - 75800I_{DS} + 49 = 0$$

$$I_{DS} = 2.567 \text{ mA}, 0.8639 \text{ mA}$$

ان دو جوابات سے  $V_{DS}$  کے دو قیمتیں حاصل ہوتی ہیں۔

$$V_{DS} = V_{GS} = 10 - 2.567 \times 10^{-3} \times 4700 = -2.06 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_{GS} = 10 - 0.8639 \times 10^{-3} \times 4700 = 5.94 \text{ V}$$

ان میں پہلے جواب کے مطابق  $V_{GS} = -2.06 \text{ V}$  ہے جس سے  $V_{GS} < V_t$  ہے اگر ایسا ہوتا ہے۔ تو ماسفیٹ منقطع ہوتا اور اس میں برتنی رو کا گزر ممکن ہی نہیں ہوتا لہذا یہ جواب غلط ہے۔ دوسرے جواب کے مطابق  $V_{GS} = 5.94 \text{ V}$  حاصل ہوا ہے اور یوں  $V_{GS} > V_t$  ہے۔ اس طرح ماسفیٹ چالو حال میں ہے اور جواب تسلیم کرنا ہو گا۔

مثال 4.6: شکل 4.15 ت میں منفی گھٹاتا ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا  $k_n = 0.2 \text{ mA}V^{-2}$  اور  $V_t = -3 \text{ V}$  ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں خارجی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{DS} \\ 10 &= I_{DS} \times 4700 + V_{DS} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا ان پر برابر برقی دباؤ پایا جائے گا یعنی  $V_{GS} = V_{DS}$  ہو گا اور اس مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{GS} \\ 10 &= I_{DS} \times 4700 + V_{GS} \\ V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \end{aligned}$$

اگر ماسفیٹ منقطع ہو تو برقی رو کی مقدار صفر ہو گی اور اس صورت میں اس مساوات کے تحت  $V_{GS} = 10 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ گھٹاتا ماسفیٹ کا  $V_t$  منفی ہوتا ہے اور یوں یہاں  $V_{GS} > V_t$  ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں اس ماسفیٹ کو منقطع تصور کرنا غلط ہے۔ آئیں اب دیکھتے ہیں کہ آیا ماسفیٹ افراستنده یا غیر افراستنده خطے میں ہے۔

گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہونے کی وجہ سے  $V_{GS} - V_{DS} = 0$  ہو گا۔ چونکہ گھٹاتا ماسفیٹ کا منفی مقدار ہوتا ہے لہذا  $V_{GS} - V_{DS} > V_t$  ہو گا اور یوں اگر یہ ماسفیٹ چالو ہو تو یہ ہر صورت غیر افراستنده خطے میں ہو گا اور اس کی مساوات غیر افراستنده ماسفیٹ کی مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned} I_{DS} &= k_n \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{2I_{DS}}{k_n} &= (10 - 4700I_{DS} + 3)(10 - 4700I_{DS}) - \frac{(10 - 4700I_{DS})^2}{2} \\ I_{DS} &= 1.45 \text{ mA}, 4.98 \text{ mA} \end{aligned}$$

ہم جانتے ہیں کہ اگر یہاں ماسفیٹ چالو ہو تو یہ غیر افراستنده ہو گا لہذا دیکھنا یہ ہے کہ آیا ماسفیٹ چالو ہے یا نہیں۔

اگر  $I_{DS} = 4.98 \text{ mA}$  تو

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 4.98 \times 10^{-3} \\ &= -13 \text{ V} \end{aligned}$$

اور یوں  $V_{GS} < V_t$  ہو گا جو کہ مفقط ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ مفقط ماسفیٹ برقی رو گزار ہی نہیں سکتا لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔

اگر  $I_{DS} = 1.45 \text{ mA}$  تو

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 1.45 \times 10^{-3} \\ &= 3.2 \text{ V} \end{aligned}$$

اور یوں  $V_{GS} > V_t$  ہو گا جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں  $I_{DS} = 1.45 \text{ mA}$  ہی درست جواب ہے۔

---



---

#### مثال 4.7: ڈھکل 4.15 پ میں

$$k_n = 0.15 \text{ mAV}^{-2}$$

$$V_t = 3 \text{ V}$$

$$V_{DD} = 10 \text{ V}$$

ہیں۔ برقی رو  $I_{DS} = 0.6 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر  $R_D$  کی قیمت دریافت کریں۔

حل: جیسے مثال 4.6 میں ثابت کیا گیا، بڑھاتا  $n$  ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے ماسفیٹ چالو حال میں رہتا ہے۔ مزید یہ کہ یہ انفرائیڈم ہوتا ہے جیسے مندرجہ ذیل مساوات سے دیکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_{DS} \\ V_{GS} - V_{DS} &= 0 \\ V_{GS} - V_{DS} &< V_t \end{aligned}$$

یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال کرتے ہوئے  $V_{GS}$  کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ 0.6 \times 10^{-3} &= \frac{0.15 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3)^2 \\ \frac{2 \times 0.6 \times 10^{-3}}{0.15 \times 10^{-3}} &= (V_{GS} - 3)^2 \\ 8 &= (V_{GS} - 3)^2 \\ V_{GS} &= \mp\sqrt{8} + 3 \\ V_{GS} &= 0.172 \text{ V}, 5.828 \text{ V} \end{aligned}$$

$V_{GS} = 0.172 \text{ V}$  کے جواب کو رد کرتے ہیں چونکہ اس طرح  $V_{GS} < V_t$  ہو گا اور ماسفیٹ منقطع ہو گا۔  $V_{GS} = 5.828 \text{ V}$  کو تسلیم کرتے ہوئے دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ میں  $V_{DS}$  کی قیمت کو حاصل شدہ  $V_{GS}$  کی قیمت کے برابر لیتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS} R_D + V_{DS} \\ 10 &= 0.6 \times 10^{-3} \times R_D + 5.828 \\ R_D &= 6.95 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

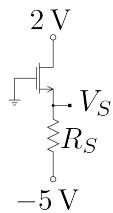
مثال 4.8: اگر شکل 4.16 میں  $I_{DS} = 0.8 \text{ mA}$ ,  $V_t = 2.5 \text{ V}$ ,  $k_n = 0.4 \text{ mA V}^{-2}$  اور  $V_D = 2 \text{ V}$  ہوں تو اس دور کے مزاحمت کی قیمت حاصل کریں۔

حل: دور کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$\begin{aligned} V_{GS} + I_{DS} R_S - 5 &= 0 \\ V_{GS} &= 5 - I_{DS} R_S \end{aligned}$$

اگر ماسفیٹ منقطع ہو تو برقی رو کی قیمت صفر ہو گی اور یوں

$$V_{GS} = 5 - I_{DS} R_S = 5 - 0 \times R_S = 5 \text{ V}$$



شکل 4.16:

حاصل ہوتا ہے جس سے  $V_{GS} > V_t$  ثابت ہوتا ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ لہذا ماسفیٹ منقطع نہیں ہے۔

گیٹ برقی زمین پر ہے جبکہ ڈرین دو ولٹ پر ہے۔ یوں

$$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - 2 = -2 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں  $V_{GD} < V_t$  ثابت ہوتا ہے جو کہ افراکنڈہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ اس طرح افراکنڈہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال ہو گی

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} ([5 - I_{DS} R_S] - V_t)^2$$

$$0.8 \times 10^{-3} = \frac{0.4 \times 10^{-3}}{2} \left( 5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S - 2.5 \right)^2$$

$$\mp \sqrt{4} = \left( 2.5 - 0.8 \times 10^{-3} \times R_S \right)$$

$$R_S = 0.625 \text{ k}\Omega, 5.625 \text{ k}\Omega$$

$$\text{اگر } R_S = 0.625 \text{ k}\Omega \text{ ہو تو}$$

$$V_{GS} = 5 - I_{DS} R_S = 5 - 0.8 \times 10^{-3} \times 0.625 \times 10^3 = 4.5 \text{ V}$$

ہو گا اور یوں ہو گا یعنی ماسفیٹ چالو ہو گا جو کہ قابل قبول جواب ہے۔ اس کے برعکس اگر

$$R_S = 5.625 \text{ k}\Omega$$

$$V_{GS} = 5 - I_{DS} R_S = 5 - 0.8 \times 10^{-3} \times 5.625 \times 10^3 = 0.5 \text{ V}$$

ہو گا اور یوں  $V_{GS} < V_t$  ہو گا یعنی ماسفیٹ منقطع ہو گا۔ منقطع ماسفیٹ میں برقی روکا گزر ممکن نہیں اور یوں یہ ناقابل قبول جواب ہے اور اسے رد کیا جاتا ہے۔

---



---

مثال 4.9: شکل 4.17 الف میں دئے گئے دور کو اس طرح تحلیق کریں کہ  $I_{DS} = 2 \text{ mA}$  جبکہ  $V_D = 2 \text{ V}$  ہوں۔ دور میں استعمال کئے گئے ماسفیٹ کی  $V_t = 3.3 \text{ V}$  جبکہ اس کی  $k_n = 0.6 \text{ mA V}^{-2}$  ہے۔ دور میں  $V_{SS} = -10 \text{ V}$  اور  $V_{DD} = 15 \text{ V}$  رکھیں۔

حل: چونکہ گیٹ صفر جبکہ ڈرین دو ولٹ پر ہے لہذا  $V_{GD} = -2 \text{ V}$  اور یوں  $V_{GS} < V_t$  ہے جو کہ افزائندہ ماسفیٹ کی نیتی ہے۔ یوں

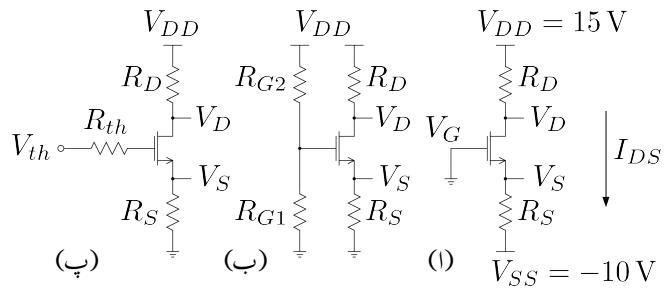
$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ 2 \times 10^{-3} &= \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3.3)^2 \\ V_{GS} &= 3.3 \mp \sqrt{\frac{4}{0.6}} \\ V_{GS} &= 0.718 \text{ V}, \quad 5.88 \text{ V} \end{aligned}$$

اگر  $V_{GS} = 0.718 \text{ V}$  لیا جائے تب  $V_{GS} < V_t$  ہو گا اور ماسفیٹ منقطع ہو گا لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ یوں صحیح جواب ہے۔ دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دہاو کے تحت

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_G - V_S \\ 5.88 &= 0 - V_S \\ V_S &= -5.88 \text{ V} \end{aligned}$$

یوں اور ہم کے قانون کے تحت

$$R_S = \frac{V_S - V_{SS}}{I_{DS}} = \frac{-5.88 - (-10)}{2 \times 10^{-3}} = 2.06 \text{ k}\Omega$$



شکل 4.17: ماسنیٹ کے مزید یک سمتی ادوار

اور

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_{DS}} = \frac{15 - 2}{2 \times 10^{-3}} = 6.5 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 4.10: شکل 4.17 ب میں دو جو ٹرانزیستر مائل کرنے کے طرز پر گیٹ کے ساتھ دو مزاحمت منسلک کر کے ماسنیٹ کو مائل کیا گیا ہے۔ اگر

$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$R_D = 6.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{G1} = R_{G2} = 10 \text{ M}\Omega$$

$$V_t = 2.5 \text{ V}$$

$$k_n = 0.1 \text{ mA V}^2$$

ہوں تب اس دور میں تمام بر قی دباؤ اور بر قی رو حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اس کا مساوی تھونن دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$V_{th} = \frac{R_{G1}V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} = 6 \text{ V}$$

$$R_{th} = \frac{R_{G1}R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 5 \text{ M}\Omega$$

چونکہ ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی روکی قیمت صفر ہوتی ہے ( $I_G = 0$ ) لہذا ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ اسی تھونن برقی دباؤ کے برابر ہو گا یعنی

$$V_G = 6 \text{ V}$$

شکل ب میں گیٹ کو کھلے سرے تصور کرتے ہوئے  $R_1$  اور  $R_2$  کے جوڑ پر یہی 6 V پائے جائیں گے۔ یوں ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے ہوئے تھونن مساوی دور بنانا لازم نہیں اور شکل ب پر ہی گیٹ پر 6 V لکھ کر آگے بڑھا جا سکتا ہے۔

خارجی جانب مزاحمت پر اُوہم کا قانون لاگو کرنے سے ماسفیٹ کے سورس اور ڈرین سروں پر برقی دباؤ کے مندرجہ ذیل کلیات حاصل ہوتے ہیں۔

$$V_{DD} - V_D = I_{DS}R_D$$

$$V_D = V_{DD} - I_{DS}R_D$$

$$V_D = 12 - 6800I_{DS}$$

$$V_S = I_{DS}R_S = 5600I_{DS}$$

یوں

$$V_{GS} = V_G - V_S = (6) - (5600I_{DS})$$

$$V_{GD} = V_G - V_D = (6) - (12 - 6800I_{DS}) = -6 + 6800I_{DS}$$

ہو گا۔ ان معلومات کے ساتھ رہتے ہوئے ہم یہ نہیں کہہ سکتے کہ ماسفیٹ افراستنڈہ یا غیر افراستنڈہ خطے میں ہے۔ اس طرح کے مسائل میں ہم ماسفیٹ کو افراستنڈہ (غیر افراستنڈہ) تصور کر کے دور کو حل کرتے ہیں۔ حتیٰ جواب حاصل ہونے کے بعد دوبارہ دیکھتے ہیں کہ آیا ماسفیٹ افراستنڈہ (غیر افراستنڈہ) ہی ہے۔ آئیں ایسا ہی کرتے ہوئے ہم ماسفیٹ

کو افزائندہ تصور کرتے ہیں۔ یوں

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(6 - 5600 I_{DS}) - 2.5]^2$$

$$3.136 \times 10^7 I_{DS}^2 - 5.92 \times 10^4 I_{DS} + 12.25 = 0$$

$$I_{DS} = 1.65 \text{ mA}, 0.237 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $\leftarrow 1.65 \text{ mA}$

$$V_{GS} = 6 - 1.65 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 = -3.24 \text{ V}$$

یعنی  $V_{GS} < V_t$  حاصل ہوتا ہے لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔  $\leftarrow 0.237 \text{ mA}$

$$V_{GS} = 6 - 0.237 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 = 4.67 \text{ V}$$

یعنی  $V_{GS} > V_t$  حاصل ہوتا ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ مزید یہ کہ اس برقی رو سے

$$V_{GD} = -6 + 0.237 \times 10^{-3} \times 6.8 \times 10^3 = -4.39 \text{ V}$$

یعنی  $V_{GD} < V_t$  حاصل ہوتا ہے جو کہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں  $0.237 \text{ mA}$  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

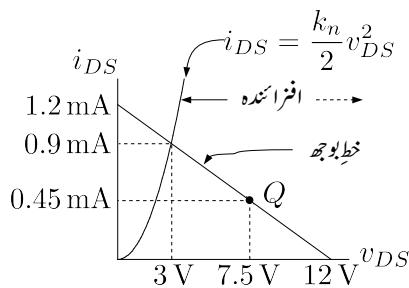
$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$R_D = 8 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 2 \text{ k}\Omega$$

$$V_t = 2.5 \text{ V}$$

$$k_n = 0.2 \text{ mA V}^2$$



شکل 4.18: خط بوجہ سے نقطہ کار کر دگی کا حصول

ہیں۔ اس ایمپلیفیئر کے گیٹ پر لامبڈو کپیٹر کے ذریعہ داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔  $v_{DS}$  کی زیادہ سے زیادہ تباہکل چوڑی کے لئے درکار نقطہ مائل حاصل کریں۔

حل: خط بوجہ<sup>29</sup> کی مساوات

$$V_{DD} = v_{DS} + i_{DS} (R_D + R_S)$$

$$12 = v_{DS} + 10000i_{DS}$$

کو شکل 4.18 میں گراف کیا گیا ہے۔ شکل میں نقطہ دبوج کے گراف کی مدد سے افزائندہ خطے کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ نقطہ دبوج کا خط مساوات 4.34 سے حاصل کیا گیا یعنی

$$i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2$$

ان دو مساوات کو اکٹھے کرتے ہوئے

$$12 = v_{DS} + 10000i_{DS}$$

$$= v_{DS} + 10000 \times \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} v_{DS}^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس دو درجی مساوات سے  $v_{DS} = 3$  V دبوج،  $i_{DS} = 0.9$  mA حاصل ہوتا ہے۔ اس کا دوسرا جواب  $v_{DS} = 4$  V ہے جسے رد کیا جاتا ہے چونکہ دبوج،  $v_{DS}$  ممکن نہیں۔ حاصل دبوج،  $v_{DS} = 0.9$  mA سے  $i_{DS}$  حاصل ہوتا ہے۔

load line<sup>29</sup>

ماسفیٹ ایمپلینیاٹر خط بوجہ پر چھل قدمی کرتا ہے۔ جیسے شکل میں دکھایا گیا ہے، ماسفیٹ اس وقت تک افزائندہ رہتا ہے جب تک  $v_{DS}$  کی قیمت  $v_{DS}$  سے زیادہ ہو۔ یوں ماسفیٹ کا  $v_{DS}$  تین ولٹ سے کم نہیں رکھا جا سکتا لہذا

$$\begin{aligned} 3 \text{ V} &\leq v_{DS} < 12 \text{ V} \\ 0 &< i_{DS} < 0.9 \text{ mA} \end{aligned}$$

خارجی متغیرات کے حدود بین جن میں ماسفیٹ افزائندہ رہے گا۔ ان تینوں کے بالکل درمیانی نقطے پر نقطہ کار کردگی رکھنے سے زیادہ سے زیادہ  $v_{DS}$  اور  $i_{DS}$  حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ یوں نقطہ کار کردگی کو  $(7.5 \text{ V}, 0.45 \text{ mA})$  رکھا جائے گا۔

---



---

مثال 4.12:  $p$  بٹھاتا ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے شکل 4.19 اف کا دور بنایا گیا ہے۔ ماسفیٹ کو افزائندہ نقطے میں رکھتے ہوئے  $V_D = 4 \text{ V}$  اور  $I_{SD} = 0.2 \text{ mA}$  حاصل کریں۔

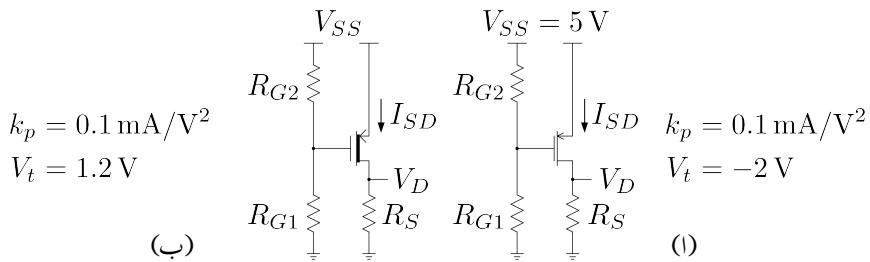
حل:  $V_D = 4 \text{ V}$  اور  $I_{SD} = 0.2 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر اُوہم کے قانون کے تحت

$$\begin{aligned} V_D &= I_{SD} R_D \\ 4 &= 0.2 \times 10^{-3} R_D \\ R_D &= 20 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$\begin{aligned} I_{SD} &= \frac{k_p}{2} (V_{SG} + V_t)^2 \\ 0.2 \times 10^{-3} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} - 2)^2 \\ V_{SG} &= 0 \text{ V}, 4 \text{ V} \end{aligned}$$



شکل 4.19: p ماسفیٹ کے یک سختی ادوار

حاصل ہوتے ہیں۔ افرا نہدہ p بڑھاتا ماسفیٹ کے لئے ضروری ہے کہ  $V_{SG} > -V_t$  رہے۔ چونکہ

$$-V_t = -(-2) = 2 \text{ volt}$$

ہے لہذا اس شرط کا مطلب ہے کہ  $V_{SG} = 4 \text{ V}$  ہو۔ یوں  $V_{SG} > 2 \text{ V}$  کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ  $V_S = 5 \text{ V}$  لہذا

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 4 &= 5 - V_G \\ V_G &= 1 \text{ V} \end{aligned}$$

$R_{G1}$  ہے۔  $R_{G2}$  اور  $V_G = 1 \text{ V}$  کے قیمتیں چن کر  $R_{G1}$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مثلاً اگر  $R_{G1} = 1 \text{ M}\Omega$  درکار ہے۔

$$\begin{aligned} V_G &= \frac{R_{G1}V_{SS}}{R_{G1} + R_{G2}} \\ R_{G2} &= R_{G1} \left( \frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right) \\ R_{G2} &= 4 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.13: شکل 4.19 ب میں p قسم کا گھنٹتا ماسفیٹ استعمال کرتے دور بنایا گیا ہے جس میں ماسفیٹ کو افزائشہ رکھتے ہوئے درکار ہیں۔ اس دور کو حل کریں۔

حل: اوهم کے قانون کے تحت

$$\begin{aligned} V_D &= I_{SD} R_D \\ 1 &= 0.2 \times 10^{-3} R_D \\ R_D &= 5 \text{k}\Omega \end{aligned}$$

افزائشہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$\begin{aligned} I_{SD} &= \frac{k_p}{2} (V_{SG} + V_t)^2 \\ 0.2 \times 10^{-3} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} + 1.2)^2 \\ V_{SG} &= -3.2 \text{ V}, 0.8 \text{ V} \end{aligned}$$

چالو p قسم کے گھنٹتا ماسفیٹ کے لئے  $V_{SG} > -V_t$  یعنی  $V_{SG} > -1.2 \text{ V}$  ضروری ہے۔ یوں کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے اور  $V_{SG} = 0.8 \text{ V}$  کو رد کیا جاتا ہے اور  $V_{SG} = -3.2 \text{ V}$

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 0.8 &= 5 - V_G \\ V_G &= 4.2 \text{ V} \end{aligned}$$

درکار ہے۔ لیتے ہوئے  $R_{G1} = 10 \text{ M}\Omega$

$$R_{G2} = R_{G1} \left( \frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right) = 10 \times 10^6 \left( \frac{5}{4.2} - 1 \right) = 1.9 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.14: شکل 4.20 الاف میں  $I_{DS}$  اور  $V_{DS}$  حاصل کریں۔ گھنٹتا ماسفیٹ کے

$$\begin{aligned} k_n &= 0.1 \text{ mA V}^{-2} \\ V_t &= -1 \text{ V} \end{aligned}$$

ہیں۔

حل: ماسفیٹ کا گیٹ برقی زمین پر ہے یعنی  $V_G = 0 \text{ V}$  ہے۔ بقیادو سروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_S = I_{DS} R_S = 2000 I_{DS}$$

$$V_D = V_{DD} - I_{DS} R_D = 5 - 16000 I_{DS}$$

یوں

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - 2000 I_{DS} = -2000 I_{DS}$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افزائندہ ہے۔ اس طرح

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(-2000 I_{DS}) - (-1)]^2$$

$$I_{DS} = 5.958 \text{ mA}, 0.042 \text{ mA}$$

$5.958 \text{ mA}$  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

$$V_S = 0.042 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.084 \text{ V}$$

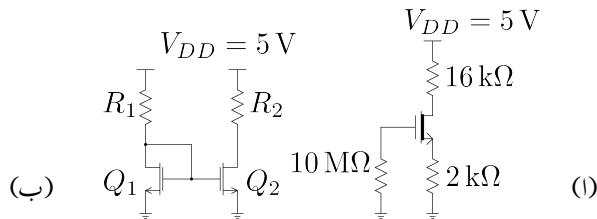
$$V_D = 5 - 0.042 \times 10^{-3} \times 16000 = 4.328 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 4.328 - 0.084 = 4.224 \text{ V}$$

$$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - 4.328 = -4.328 \text{ V}$$

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 کرنے ہوئے اسے حل کریں۔



شکل 4.20: ماسفیٹ کے یک سکتی ادوار

حل:  $Q_1$  کا گیٹ اس کے ڈرین کے ساتھ منسلک کیا گیا ہے۔ یہاں رک کر مثال 4.5 کو دوبارہ دیکھیں جہاں اس طرح جڑے ماسفیٹ پر تفصیلی گفتگو کی گئی ہے۔

ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جڑے ہونے کی وجہ سے ان دونوں پر برابر بر قی دباؤ پایا جائے گا یعنی  $V_{G1} = V_{D1}$  اور  $V_{GS1} - V_{DS1} < V_t$  ہو گا۔ یہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔

کرخوف کے قانون برائے بر قی دباؤ کے تحت

$$V_{DD} = I_{DS1}R_1 + V_{DS1}$$

$$V_{DS1} = V_{DD} - I_{DS1}R_1$$

ہے۔ چونکہ  $V_{DS1}$  اور  $V_{GS1}$  برابر ہیں لہذا

$$V_{GS1} = V_{DS1} = V_{DD} - I_{DS1}R_1$$

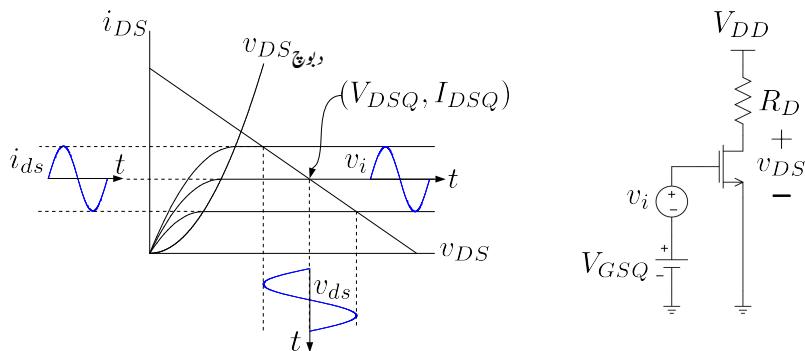
ہو گا اور یوں

$$\begin{aligned} I_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{DD} - I_{DS1}R_1) - V_t]^2 \end{aligned}$$

ہو گا۔ اس مساوات کو حل کرتے بر قی روکی دو مقداریں حاصل ہوں گے جن میں سے صرف ایک مقدار قابل قبول ہو گی۔ اس بر قی رو کے مطابق  $V_{GS1}$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔

دور میں دونوں ماسفیٹ کے گیٹ آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے سورس بر قی زمین پر ہیں۔ یوں  $V_{GS2} = V_{GS1}$  ہو گا۔ جب تک ماسفیٹ  $Q_2$  بھی افزائندہ رہے اس کی بر قی رو

$$I_{DS2} = \frac{k_n}{2} (V_{GS2} - V_t)^2$$



شکل 4.21: ماسفیٹ ایمپلینیٹر

ہو گی جو کہ ماسفیٹ  $Q_1$  کے برتنی رو کے برابر ہے یعنی  $I_{DS1} = I_{DS2}$  یوں  $R_1$  کی مدد سے  $Q_1$  میں درکار برتنی رو حاصل کی جاتی ہے۔ چونکہ  $V_{GS1}$  اور  $V_{GS2}$  برابر ہیں لہذا  $Q_2$  میں بھی  $Q_1$  کے برتنی رو جتنا برتنی رو گزرا گا۔

#### 4.9 ماسفیٹ ایمپلینیٹر کا ترسیکی تجزیہ

ماسفیٹ کو بطور ایمپلینیٹر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ خطے میں مائل کیا جاتا ہے۔ شکل 4.21 میں ماسفیٹ ایمپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی ماسفیٹ کے خطوط اور برتنی خط بوجھ بھی دکھایا گیا ہے۔ افزائندہ خطے کے حد کو بوجھ  $v_{DS}$  کے خط سے دکھایا گیا ہے۔ ماسفیٹ ایمپلینیٹر اس وقت تک خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کو بڑھاتا ہے جب تک ماسفیٹ افزائندہ خطے میں رہے۔ ہم یہاں nMOSFET کو مثال بنانے کے لئے ماسفیٹ ایمپلینیٹر پر تبصرہ کریں گے۔ ماسفیٹ کے بقایا تمام اقسام پر مبنی ایمپلینیٹر بھی اسی طرح کام کرتے ہیں۔

شکل 4.21 میں نقطہ کار کردگی ماسفیٹ کے گیٹ پر برتنی دباؤ  $V_{GSQ}$ ، بوجھ کی مزاحمت  $R_D$  اور برتنی دباؤ کی منع  $V_{DD}$  تعین کرتے ہیں۔  $v_i = 0$  ہونے کی صورت میں ماسفیٹ نقطہ کار کردگی پر پایا جائے گا جہاں اس کے یک سمتی برتنی دباؤ اور یک سمتی برتنی رو  $I_{DSQ}$  ہوں گے۔ اب تصور کریں کہ باریک اشارہ  $v_i$  ثابت

جانب بڑھتا ہے۔ یوں ماسفیٹ کے گیٹ پر کل برقی دباؤ  $V_{GSQ}$  سے بڑھ جائے گا جس سے  $i_{DS}$  بڑھ جائے گی جبکہ  $v_{DS}$  کم ہو جائے گا۔ اسی طرح اگر  $v_i$  مخفی ہوتا ہے تو گیٹ پر برقی دباؤ کھٹے گا جس سے  $i_{DS}$  کم ہو جائے گا۔ شکل میں سائن نما  $v_i$  کی صورت میں ایسا ہوتا دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خط بوچھ کی ڈھلوان کم کرنے سے  $v_{ds}$  بڑھتا ہے۔  $\frac{v_{ds}}{v_i}$  اس ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباؤ  $A_v$  ہے۔

#### 4.10 ماسفیٹ ایمپلیفائر کا تحلیلی تجزیہ

شکل 4.22 میں بڑھاتا ماسفیٹ کو استعمال کرتے ہوئے ایمپلیفائر کا دور بنایا گیا ہے جس میں دو عدد منع برقی دباؤ  $V_{DD}$  اور  $V_{GS}$  ماسفیٹ کو مائل کرنے کی خاطر استعمال کئے گئے ہیں۔ جیسا کہ ہم اسی باب میں آگے دیکھیں گے، حقیقت میں عموماً ایسا نہیں کیا جاتا۔ بہر حال اس دور کی مدد سے ایمپلیفائر پر غور کرنا نسبتاً آسان ہے۔

اس دور میں داخلی جانب یک سمیت منع  $V_{GS}$  کے ساتھ سلسلہ وار بدلتا اشارہ  $v_{gs}$  منسلک کیا گیا ہے۔ اس دور کا مقدمہ داخلی اشارہ  $v_{gs}$  کا جیط بڑھانا ہے۔ بڑھایا گیا اشارہ ماسفیٹ کے ڈرین سے حاصل کیا جائے گا۔

مندرجہ ذیل بحث گزشتہ باب میں ٹرانزسٹر پر بحث کے ہو بہو ہے۔

##### 4.10.1 یک سمیت تجزیہ

ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی حاصل کرنے کی خاطر بدلتے اشارہ کو قصر دور کیا جاتا ہے یعنی اس کی قیمت صفر کر دی جاتی ہے۔ یوں

$$(4.44) \quad I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$(4.45) \quad V_{DS} = V_{DD} - I_{DS} R_D$$

حاصل ہوتا ہے۔ ماسفیٹ افزائندہ رہنے کی خاطر

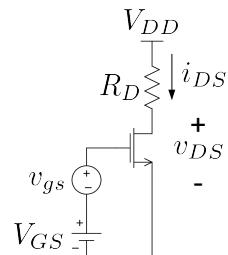
$$V_{GS} - V_{DS} < V_t$$

کا ہونا ضروری ہے۔

$$i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2 = \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2$$

$$= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs} + \frac{k_n}{2} v_{gs}^2$$

$I_{DS}$ 
 $i_{ds}$ 
 $\overset{\text{ناؤں}}{\text{گوار جزو}}$   
یک سمتی جزو      اشاراتی جزو



$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

شکل 4.22: ماسنیٹ ایکلینیٹر کے برقی روکے مختلف اجزاء

### بدلتی رو تجزیہ 4.10.2

بدلتی رو تجزیہ کی خاطر دور میں  $v_{gs}$  پر نظر رکھی جائے گی۔ شکل 4.22 میں  $V_{GS}$  اور  $v_{gs}$  سلسلہ وار جوڑنے سے

$$(4.46) \quad v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے

$$(4.47) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2$$

$$(4.48) \quad \begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{GS} - V_t) + v_{gs}]^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{GS} - V_t)^2 + 2(V_{GS} - V_t)v_{gs} + v_{gs}^2] \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs} + \frac{k_n}{2} v_{gs}^2 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کا پہلا جزو  $\frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$  یک سمتی جزو ہے۔ یہ مساوات 4.44 میں دئے گئے برابر ہے اور یوں اسے  $I_{DS}$  لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات کا دوسرا جزو  $k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$  بدلتی رو

جزو ہے۔ یہ جزو داخلی اشارہ کا  $k_n (V_{GS} - V_t)$  گناہ بڑھایا جزو ہے اور یوں اسے  $i_{ds}$  لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات کا تیرا جزو  $v_{gs}$  کے مریع کے راست تناسب ہے اور یوں یہ جزو اشارہ کی شکل بگاؤتا ہے۔ یہ آخری جزو  $\frac{k_n}{2} v_{gs}^2$  ناگوارہ جزو ہے۔ اشارہ کی اصل شکل برقرار رکھنے کی خاطر اس جزو کی قیمت دوسرے جزو سے بہت کم رکھنی ضروری ہے یعنی

$$\frac{k_n}{2} v_{gs}^2 \ll k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$$

اس سے حاصل ہوتا ہے

$$(4.49) \quad v_{gs} \ll 2 (V_{GS} - V_t)$$

مساوات 4.49 باریک اشارہ<sup>32</sup> کی شرط بیان کرتا ہے۔ جو اشارہ اس مساوات پر پورا اترے اسے باریک اشارہ تصور کیا جاتا ہے۔

اگر داخلی اشارہ باریک اشارہ کی شرط پر پورا اترے تب مساوات 4.48 میں آخری جزو کو نظر انداز یا جاسکتا ہے اور اسے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.50) \quad i_{DS} \approx I_{DS} + i_{ds}$$

جہاں

$$(4.51) \quad i_{ds} = k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$$

مساوات 4.51 کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.52) \quad i_d = g_m v_{gs}$$

جہاں

$$(4.53) \quad g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = k_n (V_{GS} - V_t)$$

مسفیٹ کی باریک اشاراتی موصل-نما افراکش ہے۔ مساوات 4.44 کی مدد سے  $g_m$  کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.54) \quad g_m = \sqrt{2I_{DS}k_n} \\ = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

---

distortion<sup>31</sup>  
small signal<sup>32</sup>

$v_{gs}$  کے باضابطہ تعریف کے مطابق یہ ماسفیٹ کے  $i_{DS} - v_{GS}$  خط کے نقطہ مائل پر مماس کی ڈھلوان ہے یعنی

$$(4.55) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GSQ}}$$

اشارہ  $v_{gs}$  کی موجودگی میں مساوات 4.45 متردرجہ ذیل صورت اختیار کر لیتا ہے۔

$$(4.56) \quad v_{DS} = V_{DD} - i_{DS}R_D$$

مساوات 4.50 کے استعمال سے

$$(4.57) \quad \begin{aligned} v_{DS} &= V_{DD} - (I_{DS} + i_{ds}) R_D \\ &= V_{DD} - I_{DS}R_D - i_{ds}R_D \end{aligned}$$

یہ مساوات داخلی اشارہ کے موجودگی میں خارجی برقی دباؤ دیتا ہے۔ داخلی اشارہ کے عدم موجودگی میں  $i_{ds}$  کی قیمت صفر ہو گی اور اس سے مساوات 4.45 حاصل ہو گا۔ اس مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.58) \quad v_{DS} = V_{DS} + v_{ds}$$

جہاں  $V_{DS}$  مساوات 4.45 میں دی گئی ہے جبکہ

$$(4.59) \quad v_{ds} = -i_{ds}R_D$$

ہے۔ مساوات 4.52 کی مدد سے

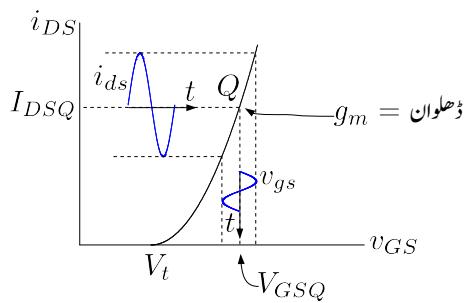
$$(4.60) \quad v_{ds} = -g_m R_D v_{gs}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے افزائش برقی دباؤ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.61) \quad A_v = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = -g_m R_D$$

یہاں منفی علامت کا مطلب یہ ہے کہ جب داخلی اشارہ  $v_{gs}$  ثابت ہو تو خارجی اشارہ  $v_{ds}$  منفی ہو گا یعنی یہ دو اشارات آپس میں 180 زاویہ پر رہتے ہیں۔

شکل 4.23 میں مساوات 4.47 کا خط کھینچا گیا ہے۔ نقطہ کارکردگی پر اس خط کی ڈھلوان  $g_m$  کہلاتی ہے۔ داخلی اشارہ  $v_{gs}$  کے عدم موجودگی میں ماسفیٹ نقطہ کارکردگی Q پر رہے گا اور یوں اس پر  $V_{GSQ}$  اور  $I_{DSQ}$  پائے جائیں گے۔ سائن نما  $v_{gs}$  کی صورت میں  $i_{DS}$  میں سائن نما جزو پایا جائے گا جسے  $i_{ds}$  کہا جاتا ہے۔



شکل 4.23: ماسفیٹ ایمپلینا رکا گیٹ پر برقی دباؤ بالقابل ماسفیٹ کی برقی روکا خلط

#### 4.11 ماسفیٹ ریاضی نمونہ

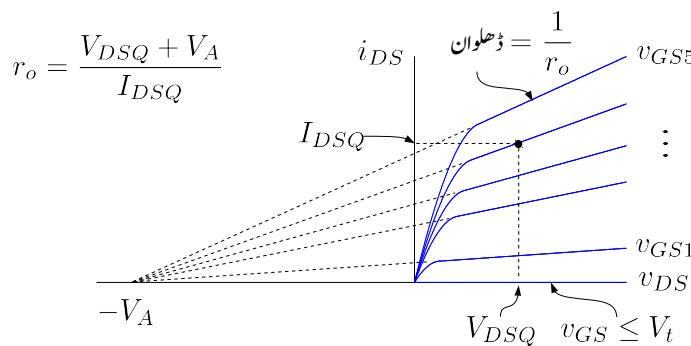
اس حصے میں ماسفیٹ کے ریاضی فونرے<sup>33</sup> حاصل کئے جائیں گے جنہیں استعمال کر کے بدلتے برقی دباؤ اور بدلتے برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔

#### 4.11.1 خارجی مزاحمت $r_0$

ماسفیٹ کو بطور ایکلیفائر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ خطے میں مائل کیا جاتا ہے۔ مساوات 4.26 کے مطابق افزائندہ خطے میں  $v_{DS}$  تبدیل کرنے سے  $i_{DS}$  پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ صفحہ 442 پر شکل 4.5 پ میں  $v_{DS}$  کو درج  $v_{DS}$  سے بٹھانے پر پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہوتے دکھائی گئی ہے۔ مساوات 4.26 وقت اس اثر کو نظر انداز کیا گیا۔ پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہونے سے پیدا کردہ راہ کی مزاحمت کم ہو جاتی ہے اور یوں  $i_{DS}$  بڑھ جاتا ہے۔ بڑھتے برقی دباؤ کے ساتھ پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہونے کے اثر کو ہم مساوات 4.26 میں 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 کئے گئے ہیں۔ اس مساوات سے ماسفیٹ کا خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی غرض سے اس کا تفرق نقطہ مائل پر لیتے ہیں۔

$$\left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \frac{1}{V_A}$$

اور یوں

$$(4.63) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} = \frac{1}{\frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \frac{1}{V_A}}$$

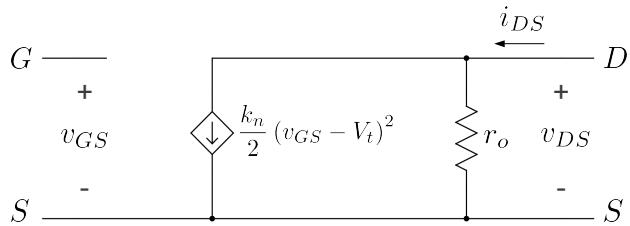
حاصل ہوتا ہے۔ اگر ارلی برقی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کیا جائے تو  $I_{DS} \propto (v_{GS} - V_t)^{\frac{k_n}{2}}$  کو  $I_{DS}$  لکھا جا سکتا ہے اور یوں مندرجہ بالا خارجی مزاحمت کی مساوات کو بہتر طریقے سے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.64) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} \approx \frac{V_A}{I_{DS}}$$

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

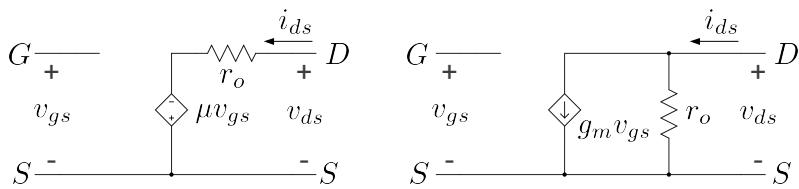
افراہندہ خطے میں ماسفیٹ کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ<sup>35</sup> شکل 4.25 میں دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کے داخلی جانب مزاحمت لامحدود ہے جبکہ مساوات 4.64 اس کا خارجی مزاحمت  $r_o$  دینا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس ریاضی نمونے سے درست  $i_{DS}$  حاصل ہوتا ہے۔

#### 4.11.3 باریک اشاراتی ماسفیٹ $\pi$ ریاضی نمونہ

ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ بالکل BJT ٹرانزسٹر کی طرح حاصل کیا جاتا ہے۔ افراہندہ خطے میں استعمال ہوتے ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کرنے کی غرض سے مساوات 4.28 کا جزوی تفرق حاصل کرتے ہیں جس سے افراہش  $g_m$  حاصل ہو گی۔ جزوی تفرق کی قیمت نقطہ مائل  $V_{GS}$  پر حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں

$$(4.66) \quad g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{GS}} = k_n [V_{GS} - V_t]$$

model<sup>35</sup>



شکل 4.26: پست تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.28 کی یک سمتی شکل

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

سے

$$V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}}$$

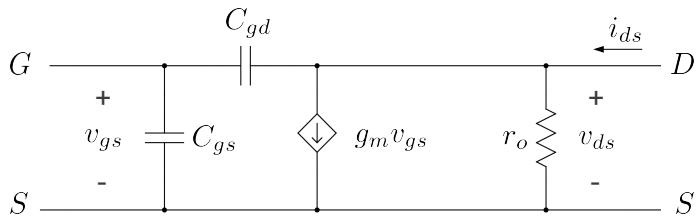
حاصل ہوتا ہے جس کی مدد سے مساوات 4.66 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.67) \quad g_m = k_n [V_{GS} - V_t] = k_n \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}} = \sqrt{2k_n I_{DS}}$$

مساوات 4.64 سے حاصل  $r_o$  اور مساوات 4.67 سے حاصل  $g_m$  استعمال کرتے ہوئے ماسفیٹ کا پست تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی غونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.26 میں دائیں ساتھ دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کا عمومی نام  $\pi$  ریاضی نمونہ ہے۔ دو جوڑٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ ماسفیٹ کا داخلی مزاحمت لامدد ہونے کی وجہ سے اس کی داخلی برقی رو صفر ہو گی۔ ماسفیٹ کے  $g_m$  کا دو جوڑٹرانزسٹر کے  $g_m$  کے ساتھ موازنہ کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ ماسفیٹ کی برقی رو چار گنا کرنے سے اس کا  $g_m$  دگنا ہوتا ہے جبکہ دو جوڑٹرانزسٹر کی برقی رو صرف دگنا کرنے سے ہی اس کا  $g_m$  دگنا ہو جاتا ہے۔

شکل 4.26 میں اسی ریاضی نمونے کی دوسری شکل بھی دکھائی گئی ہے جہاں ریاضی نمونے میں خارجی جانب نارٹن مساوی کی جگہ تھونن مساوی استعمال کیا گیا ہے۔ یوں تھونن برقی دباؤ  $g_m v_{gs} r_o$  کے برابر لیتے ہوئے

$$\mu = g_m r_o$$



شکل 4.27: بلند تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔

ماسفیٹ کے گیٹ اور سورس کے مابین  $C_{gs}$  کپسیٹر پایا جاتا ہے۔ اسی طرح گیٹ اور ڈرین کے مابین  $C_{gd}$  کپسیٹر پایا جاتا ہے۔ کم تعدد پر ان کپسیٹر کو نظر انداز کیا جاتا ہے البتہ بلند تعدد پر ان کو نظر انداز کرنا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں بلند تعدد پر ماسفیٹ کے پائے ریاضی نمونے میں انہیں شامل کرنے سے بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.27 میں دکھایا گیا ہے۔ کم  $v_{DS}$  کی صورت میں غیر افزائندہ ماسفیٹ کے گیٹ کے گیٹ کے نیچے الثاخطہ سورس سے ڈرین تک تقریباً یکساں شکل کا ہوتا ہے۔ گیٹ اور الثاخطہ مل کر کپسیٹر  $\frac{\epsilon WL}{d}$  کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپسیٹر کا آدھا حصہ  $C_{gs}$  اور آدھا  $C_{gd}$  ہے یعنی

$$(4.68) \quad C_{gs} \approx C_{gd} \approx \left( \frac{1}{2} \right) \frac{\epsilon WL}{d}$$

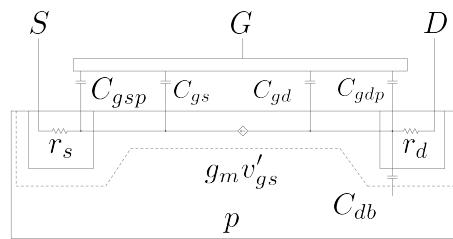
جہاں  $W$  گیٹ کی چوڑائی،  $L$  گیٹ کی لمبائی،  $d$  گیٹ اور سیلیکان کے درمیان فاصلہ ہے۔  $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$  ہے  
جہاں  $\epsilon_r = 3.9$  جبکہ  $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$  ہے۔

افزائندہ ماسفیٹ کے ڈرین جانب راہ دبوچا گیا ہوتا ہے۔ یوں گیٹ کے نیچے پیدا کردہ راہ ہر جگہ یکساں نہیں ہوتا۔ اس صورت میں  $C_{gs} \approx 0$  جبکہ  $C_{gd} \approx \frac{2\epsilon WL}{3d}$  ہوتا ہے۔

$$(4.69) \quad C_{gd} \approx 0$$

$$C_{gs} \approx \left( \frac{2}{3} \right) \frac{\epsilon WL}{d}$$

ان کے علاوہ گیٹ کا کچھ حصہ سورس کو اور کچھ حصہ ڈرین کو ڈھانپتا ہے جس سے گیٹ اور سورس کے مابین غیر مطلوب کپسیٹر  $C_{gsp}$  اور اسی طرح گیٹ اور ڈرین کے مابین غیر مطلوب کپسیٹر  $C_{gdp}$  پیدا ہوتا ہے۔ ڈرین اور سیلیکان پتھری کا مابین  $pn$  جوڑ پایا جاتا ہے جس کے کپسیٹر کو  $C_{db}$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔



شکل 4.28: اسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء

ماسفیٹ کے ریاضی نمونے میں  $C_{gs}$  گیٹ اور سورس کے درمیان دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموعے کو کہتے ہیں۔ اسی طرح  $C_{gd}$  بھی دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموعے کو ظاہر کرتا ہے۔ شکل 4.28 میں ان تمام قسم کے کپیسٹروں کو دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ مزاحمت  $r_s$  اور  $r_d$  بھی دکھائے گئے ہیں۔ بیرونی سورس سرے اور اندروینی سورس کے درمیان  $r_s$  مزاحمت پایا جاتا ہے۔ اسی طرح بیرونی ڈرین سرے اور اندروینی ڈرین کے درمیان  $r_d$  پایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں  $C_{db}$ ،  $r_s$  اور  $r_d$  کو استعمال نہیں کیا جائے گا۔

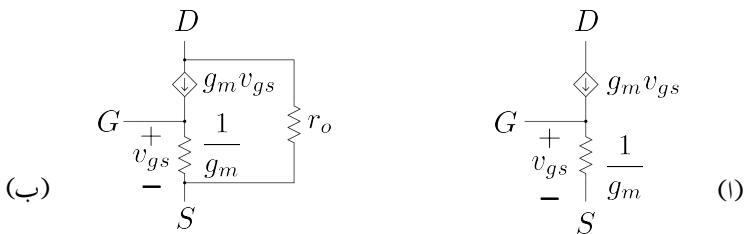
دو جو ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونوں کی طرح ماسفیٹ کے باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونے nMOSFET اور pMOSFET دونوں کے لئے یہاں قبل استعمال ہیں۔

#### 4.11.4 باریک اشاراتی ماسفیٹ ریاضی نمونہ

شکل 4.29 الف میں  $r_0$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ماسفیٹ کا ٹی ریاضی 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 جاسکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے میں

$$(4.70) \quad i_g = 0 \\ i_d = i_s = i_{ds} = g_m v_{gs}$$

T model<sup>36</sup>



شکل 4.29: باریک اشاراتی ماسفیٹ کی ریاضی نمونہ

پائے جاتے ہیں جہاں  $i_d$  اور  $v_{gs}$  ڈرین اور سورس کے برقی رو ہیں۔ داخلی مزاحمت لامحدود ہے۔ آئیں اب ٹی ریاضی نمونے پر نظر ڈالیں۔ ٹی ریاضی نمونے میں  $i_d = g_m v_{gs}$  ہے۔ گیٹ اور سورس کے ماہین مزاحمت نسب ہے جس پر برقی دباؤ  $v_{gs}$  ہے۔ یوں اوبم کے قانون سے اس مزاحمت میں برقی رو کی مقدار

$$\frac{دبا برقی}{رو برقی} = \frac{v_{gs}}{\frac{1}{g_m}} = g_m v_{gs}$$

ہو گی۔ یہی برقی رو سورس پر ہو گی۔ گیٹ G کے جوڑ پر D کی جانب سے  $g_m v_{gs}$  برقی رو آتی ہے۔ اس جوڑ سے اتنی ہی برقی رو مزاحمت سے گزرنے ہوئے S روائی ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے گیٹ پر برقی رو  $v_{ds} = i_g$  حاصل ہوتی ہے۔ داخلی مزاحمت  $\frac{v_{gs}}{i_g}$  کی قیمت 0 کی بنابر لامحدود حاصل ہوتی ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ ٹی ریاضی نمونے سے بھی بالکل وہی جوابات حاصل ہوتے ہیں جو پائے ریاضی نمونے سے حاصل ہوتے ہیں لہذا ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت ٹی ریاضی نمونے کو بھی استعمال کیا جاسکتا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے میں  $r_o$  کی شمولیت شکل 4.29 ب میں دکھایا گیا ہے۔

دو جوڑ تراز ستر کے ٹی ریاضی نمونے کی طرح شکل 4.29 میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے ٹی ریاضی نمونے دونوں اقسام کے ماسفیٹ یعنی nMOSFET اور pMOSFET کے لئے قابل استعمال ہیں۔

#### 4.11.5 یک سمی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

مندرجہ بالاتر ذکرہ سے ہم دیکھتے ہیں کہ برقی دباؤ اور برقی رو کے دو حصے (یعنی یک سمی حصہ اور بدلتا حصہ) ہوتے ہے۔ ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت ان دو حصوں کو علیحدہ علیحدہ حل کیا جاتا ہے۔ پہلے بدلتے متغیرات کی قیمتیں

صفر کرتے ہوئے یک 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 تب ناپسندیدہ جزو میں  $\cos^2 \omega t = \frac{1+\cos(2\omega t)}{2} [1 + \cos(2\omega t)]$  استعمال کرتے ہوئے لکھا جا سکتا ہے جو داخلی اشارے کے دو گنی تعداد کا جزو ہے۔ یہی اصل اشارے کی شکل بگاڑتا ہے۔ خارجی اشارے میں دو گنی تعداد اور اصل تعداد کے اجزاء کے حیطوں کی نسبت حاصل کریں۔ اگر  $V_t = 1.4 \text{ V}$  اور  $V_{GS} = 4 \text{ V}$  ہوں تب داخلی اشارے کی چوٹی کی وہ حد حاصل کریں جس پر حاصل کردہ نسبت 1% ہو۔

$$\text{حل: } \text{دو گنی تعداد کا حصہ } \frac{k_n V_p^2}{4} \cos(2\omega t) \text{ ہے۔ یوں}$$

$$\frac{\text{بگرا جزو}}{\text{اصل جزو}} = \frac{V_p}{4(V_{GS} - V_t)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$\frac{V_p \times 100}{4(4 - 1.4)} = 1$$

$$\text{حاصل ہوتا ہے۔ } V_p \leq 104 \text{ mV}$$


---

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۔

$$V_{DD} = 15 \text{ V}$$

$$R_D = 6.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 560 \Omega$$

$$R_{G1} = 10 \text{ M}\Omega$$

$$R_{G2} = 15 \text{ M}\Omega$$

بیں۔ مزید اس کے گیٹ پر  $V_G = 6\text{ V}$  جبکہ سورس پر  $V_S = 0.81\text{ V}$  ناپے جاتے ہیں۔ ساتھ ہی ساتھ باریک اشارتی برقی دباؤ کی افزاں  $A_v = -6.8 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  ناپی جاتی ہے جہاں خارجی اشدار کو ڈرین سے لیا گیا۔ استعمال کے لئے ماسفیٹ کی  $k_n$  اور  $V_t$  حاصل کریں۔

حل: اول ہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{V_S}{R_S} = \frac{0.81}{560} = 1.4464 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ

$$V_{GS} = V_G - V_S = 6 - 0.81 = 5.19 \text{ V}$$

ہے۔ مساوات 4.61 کی مدد سے  $g_m = 1 \text{ mA/volt}$  حاصل کرتے ہوئے مساوات 4.53 میں پر کرتے ملتا ہے۔

$$10^{-3} = k_n (5.19 - V_t)$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افرا ندہ خطے میں ہے یوں افرا ندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.4464 \times 10^{-3} = \frac{k_n}{2} (5.19 - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو متائیں 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  $k_n = 0.345 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  لکھا جاسکتا ہے جس سے حاصل ہوتا ہے۔

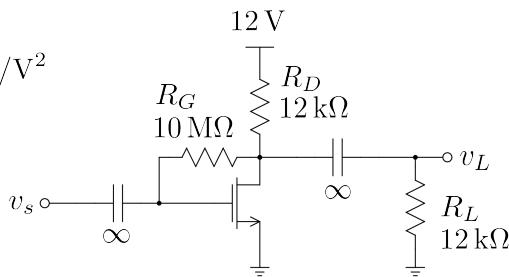
شکل کو دیکھتے ہوئے

$$V_D = V_{DD} - I_{DS} R_D = 12 - 1.4464 \times 10^{-3} \times 6800 = 2.16 \text{ V}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں

$$V_{GD} = V_G - V_D = 6 - 5.16 = 0.835 \text{ V}$$

$$\begin{aligned}V_t &= 2 \text{ V} \\k_n &= 0.2 \text{ mA/V}^2 \\V_A &= 60 \text{ V}\end{aligned}$$



شکل 4.30: ماسفیٹ ایکپلینیٹر

حاصل ہوتا ہے جو  $V_t$  سے کم ہے لہذا ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہی ہے۔

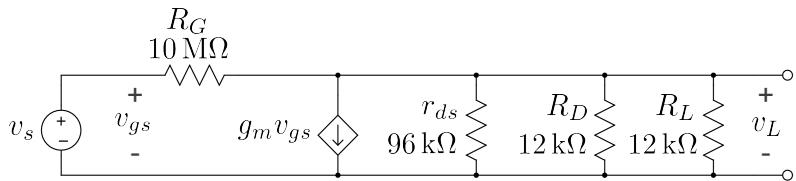
مثال 4.18: شکل 4.30 میں ماسفیٹ ایکپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ داخلی اور خارجی جانب لامحدود جفتی کپسیٹر استعمال کئے گئے ہیں۔ داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور افراکش  $A_v = \frac{v_L}{v_s}$  حاصل کریں۔

حل: چونکہ گیٹ پر برقی رو صفر ہے لہذا  $R_G$  پر صفر ولٹ کا گھناؤ ہو گا۔ اس طرح  $V_G = V_D$  ہوں گے، یعنی  $V_{GS} = V_{DS}$  ہو گا، لہذا  $V_{GD} = 0 \text{ V}$  ہو گا۔ یوں  $V_{GD} < V_t$  ہے جس سے ثابت ہوتا ہے کہ ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}I_{DS} &= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 2)^2 \\&= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{DS} - 2)^2\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اوہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{12 - V_{DS}}{R_D} = \frac{12 - V_{DS}}{12000}$$



شکل 4.31: باسینیٹ ایکپلیغائر کا مساوی باریک اشاراتی دور

حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حل کرنے سے

$$V_{DS} = 4.5 \text{ V}, \quad I_{DS} = 0.625 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ دو درجی مساوات کے دوسرے جواب کو رد کیا جاتا ہے۔

$g_m$  کی قیمت

$$\begin{aligned} g_m &= k_n (V_{GS} - V_t) \\ &= 0.2 \times 10^{-3} (4.5 - 2) \\ &= 0.5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \end{aligned}$$

اور خارجی مزاحمت  $r_o$  کی قیمت

$$r_o = \frac{V_A}{I_{DS}} = \frac{60}{0.625 \times 10^{-3}} = 96 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 4.31 میں ان قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوی پست تعدادی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔  $R_G$  سے گزتے برتنی 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 برقی رو

$$\begin{aligned} i_s &= \frac{v_s - v_L}{R_G} \\ &= \frac{v_s}{R_G} \left(1 - \frac{v_L}{v_s}\right) \\ &= \frac{v_s}{R_G} [1 - (-2.823)] \\ &= 3.823 \frac{v_s}{R_G} \end{aligned}$$

کے برابر ہے لذا داخلی مزاحمت

$$R_i = \frac{v_s}{i_s} = \frac{R_G}{3.823} = 2.6 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.19: شکل 4.32 میں  $k_n = 1.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 0.8 \text{ V}$  میں  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل کریں۔ کپیسٹر کی قیمت لا محدود تصور کریں۔

$$A_v = \frac{v_L}{v_i}$$

حل: یک سمیت تجویز سے اشاراتی مساوی دور شکل 4.33 میں دکھایا گیا ہے جس سے ہیں۔ یوں ماسنیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ انہیں استعمال کرتے ہوئے

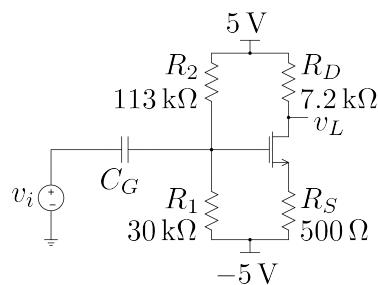
$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 1.2 \times 10^{-3} \times 0.6 \times 10^{-3}} = 1.2 \text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایمپلینیٹر کا باریک اشاراتی مساوی دور شکل 4.33 میں دکھایا گیا ہے جس سے

$$v_L = -g_m v_{gs} R_D = -8.64 v_{gs}$$

$$v_g = v_i$$

$$v_s = g_m v_{gs} R_S = 0.6 v_{gs}$$



شکل 4.32: مشترک ایمپ بین ایمپ مراجحت

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ  $v_{gs} = v_g - v_s$  ہے لہذا

$$v_{gs} = v_i - 0.6v_{gs}$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$v_{gs} = \frac{v_i}{1.6} = 0.625v_i$$

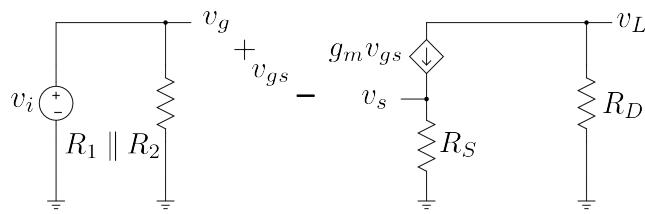
حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو  $v_L$  کی مساوات میں پُر کرتے ملتا ہے

$$v_L = -8.64 \times 0.625 \times v_i = -5.4v_i$$

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 ایمپر بین ایمپر مزاحمت کا باریک اشاراتی مساوی دور

حل: کپیسٹر نسب کرنے سے نقطہ کار کردگی پر کوئی اثر نہیں پڑتا لہذا  $g_m = 1.2 \text{ mS}$  ہی رہے گا۔ باریک اشاراتی مساوی دور شکل 4.34 میں دکھایا گیا ہے جس سے

$$\begin{aligned} v_L &= -g_m v_{gs} R_D = -8.64 v_{gs} \\ v_g &= v_i \\ v_s &= 0 \end{aligned}$$

یعنی

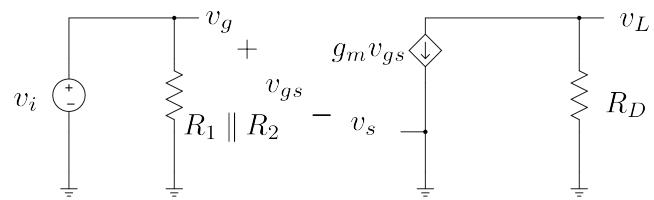
$$\begin{aligned} v_{gs} &= v_i \\ v_L &= -8.64 v_i \end{aligned}$$

اور

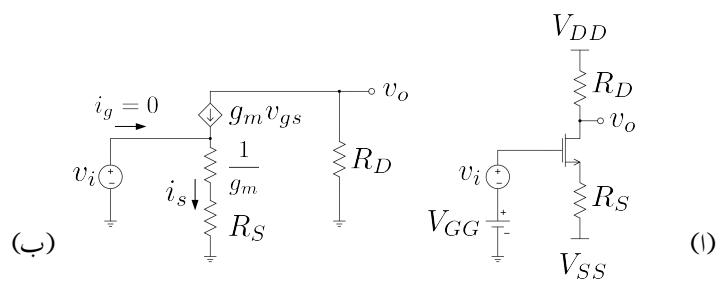
$$A_v = -8.64 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ان دو مثالوں سے آپ دیکھتے ہیں کہ  $R_S$  کی شمولیت سے  $A_v$  گھٹتا ہے لیکن چونکہ  $R_S$  کے استعمال سے نقطہ کار کردگی مسئلکم ہوتا ہے لہذا  $R_S$  کا استعمال کیا جاتا ہے۔  $R_S$  کے متوازنی لامدد کپیسٹر نسب کرنے سے  $A_v$  پر  $R_S$  کے بُرے اثر کو ختم کیا جاتا ہے۔



:4.34



:4.35

مثال 4.21: شکل 4.35 اف کے ایک پلیگار کو ٹی ریاضی نمونے سے حل کریں۔

حل: شکل ب میں ٹی ریاضی نمونے استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور کھایا گیا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے استعمال کرتے وقت اس حقیقت کو بروئے کار لائیں کہ گیٹ پر برقی رو صفر رہتی ہے۔ شکل میں  $i_g = 0$  لکھ کر اس حقیقت کی یاد دہانی کرائی گئی ہے۔ داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_s = \frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

چونکہ  $i_g = 0$  ہے لہذا یہی برقی رو  $R_D$  سے بھی گزرے گی۔ اس طرح

$$v_o = - \left( \frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_S} \right) R_D$$

ہو گا۔ جس سے

$$(4.71) \quad A_v = \frac{v_o}{v_i} = - \left( \frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کو یوں بہتر طرز پر لکھا جا سکتا ہے

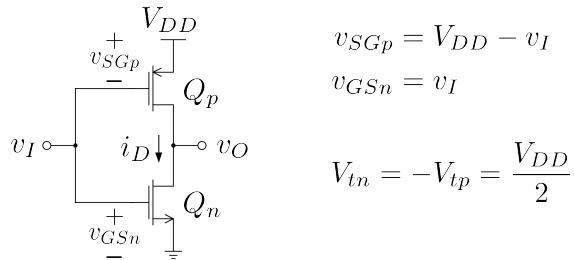
$$(4.72) \quad A_v = - \frac{\sum R_{\text{ذین}}}{\sum R_{\text{سور}}}$$

صفحہ 354 پر مساوات 3.217 میں  $\alpha = 1$  لیتے ہوئے مساوات 4.72 ہی حاصل ہوتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کی صورت میں  $r_e$  کو  $\frac{1}{g_m}$  لکھا گیا جبکہ یہاں ہم اس کو  $\frac{1}{g_m}$  ہی لکھیں گے۔

## 4.12 سیماں نفی کار

عددی ادوار<sup>37</sup> میں نفی کار<sup>38</sup> کلیدی کردار ادا کرتا ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر کیا گیا، سیماں نیکنالوجی کی بہتر خصوصیات کی بناء پر مخلوط ادوار زیادہ تر انہیں کو استعمال کرتے ہوئے بنائے جاتے ہیں۔

digital circuits<sup>37</sup>  
NOT gate<sup>38</sup>



شکل 4.36: نفی کار

شکل 4.36 الف میں ایک عدد pMOSFET اور ایک عدد nMOSFET استعمال کرتے ہوئے نفی کار بنایا گیا ہے۔ عددی اشارات صرف دو ہی قیمتیں 0V اور 5V یعنی پست صورت یا 5V یعنی بلند صورت اختیار کر سکتے ہیں۔ آئیں  $v_I$  کو ان قیتوں پر رکھتے ہوئے خارجی اشارہ  $v_O$  حاصل کریں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$(4.73) \quad \begin{aligned} v_{SGp} &= V_{DD} - v_I \\ v_{GSn} &= v_I \end{aligned}$$

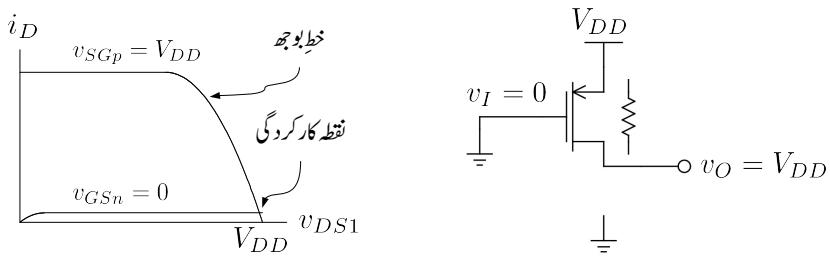
لکھا جا سکتا ہے۔ مزید تصور کریں کہ

$$(4.74) \quad V_{tn} = -V_{tp} = V_t$$

کے برابر ہے۔

داخلی اشارہ  $v_I = 0V$  کی صورت میں مساوات 4.73 سے  $v_{GSn} = 0V$  حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $V_{tn}$  ثابت مقدار ہے لہذا  $v_{GSn} < V_{tn}$  ہے۔ اس طرح  $Q_n$  مفقط 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 مفقط  $Q_n$  کے خط پر چالو  $Q_p$  کے خط کو بطور خطِ بوجھ دکھایا گیا ہے۔  $Q_p$  کے خط کا عمودی محور میں عکس لینے کے بعد اس عکس کو افقي محور پر دائیں جانب  $V_{DD}$  اکا یاں منتقل کرنے سے خطِ بوجھ<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 عیینہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کارکردگی کے مطابق  $V_{DSQ} \approx V_{DD}$  کے برابر ہے۔ اس طرح  $v_I = 0$  کی صورت میں  $v_O = V_{DD}$  حاصل ہوتا ہے۔

<sup>39</sup> صفحہ 314 پر حصہ 3.12 کے شروع میں ریاز سفر خط بوجھ کھینچنا کھایا گیا۔ اس طریقہ پر ایک مریضہ دوبارہ نظر ڈالیں۔



شکل 4.37: داخلی اشارہ پست ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ بلند حاصل ہوتا ہے۔

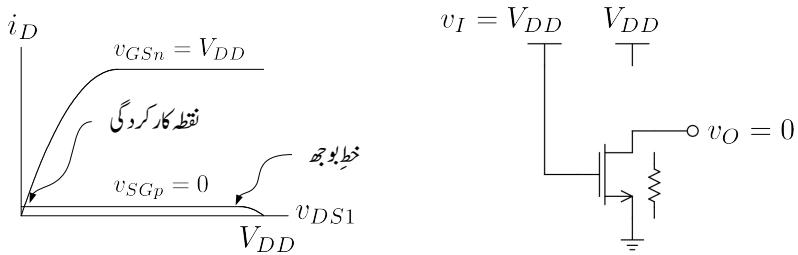
یہی جواب خطوط کھینچے بغیر یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ منقطع  $Q_n$  کو کھلے دور جبکہ چالو  $Q_p$  کو بطور مزاحمت تصور کریں۔ ایسا کرنے سے شکل 4.37 میں دکھایا دور حاصل ہوتا ہے جس کو دیکھ کر  $v_O = V_{DD}$  لکھا جا سکتا ہے۔

داخلی اشارہ  $v_I = V_{DD}$  کی صورت میں مساوات 4.73 سے  $v_{GSn} = V_{DD}$  حاصل ہوتا ہے لہذا  $v_{SGp} = V_{DD} - v_{GSn} = V_{DD}$  حاصل ہے۔ اس طرح  $Q_n$  چالو ہو گا۔ اس کے بر عکس  $Q_p$  کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق  $v_{SGp} = 0$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $v_{SGp} < -V_{tp}$  ہے لہذا  $Q_p$  منقطع ہو گا۔ شکل 4.38 میں چالو  $Q_n$  کے خط پر منقطع  $Q_p$  کے خط کو بطور خطِ بوجھ دکھایا گیا ہے۔ خطِ بوجھ کو افقی محور سے قدر اوپر کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے علیحدہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کارکردگی کے مطابق  $0 \approx v_{DSQ}$  کے برابر ہے۔ اس طرح  $v_I = V_{DD}$  کی صورت میں  $v_O = 0$  حاصل ہوتا ہے۔

یہی جواب خطوط کھینچے بغیر یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ چالو  $Q_n$  کو مزاحمت جبکہ منقطع  $Q_p$  کو کھلے دور تصور کریں۔ ایسا کرنے سے شکل 4.38 میں دکھایا دور حاصل ہوتا ہے جس کو دیکھ کر  $v_O = V_{DD}$  لکھا جا سکتا ہے۔

$v_I = 0$  کی صورت میں  $i_D \approx 0$  کے برابر حاصل ہوتا ہے لہذا  $Q_n$  میں برقی طاقت کا ضیاء قابل نظر انداز ہو گا۔ چونکہ اس صورت میں  $V_{SD} \approx 0$  ہے لہذا  $Q_p$  میں طاقت کا ضیاء اس سے بھی کم ہو گا۔  $v_I = V_{DD}$  کی صورت میں اور  $Q_n$  اور  $Q_p$  میں تبدیل ہو جاتے ہیں لہذا طاقت کا ضیاء جوں کا توں رہتا ہے۔ حقیقت میں ماسفیٹ سے بنائے نفی کار میں کل طاقت کا ضیاء ایک مائیکرو واط سے بھی کم ہوتا ہے۔

آئیں شکل 4.36 میں دئے نفی کار کا  $v_O$  بالقابل  $v_I$  خط حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $v_I$  کو بتدریج 0V سے  $V_{DD}$  تک تبدیل کرتے ہوئے  $v_O$  حاصل کیا جائے گا۔ پہلے دونوں ماسفیٹ کے برقی رو بالقابل برقی دباؤ مساوات لکھتے ہیں۔



نکل 4.38: داعلی اشارہ بند ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ پست حاصل ہوتا ہے۔

شکل سے لئے  $Q_n$  کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔ یوں مساوات 4.23 اور مساوات 4.24 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.75) \quad i_{DS} = k_n \left[ (v_I - V_{tn}) v_O - \frac{v_O^2}{2} \right] \quad \text{جب } v_O \leq v_I - V_{tn}$$

اسی طرح مساوات 4.27 اور مساوات 4.28 کو

$$(4.76) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} [v_I - V_{tn}]^2 \quad \text{جب } v_O \geq v_I - V_{tn}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اسی طرح  $Q_p$  کے لئے مساوات 4.36 کو

$$(4.77) \quad i_{SD} = k_p \left[ (V_{DD} - v_I + V_{tp}) (V_{DD} - v_O) - \frac{(V_{DD} - v_O)^2}{2} \right] \quad \text{جب } v_O \geq v_I - V_{tp}$$

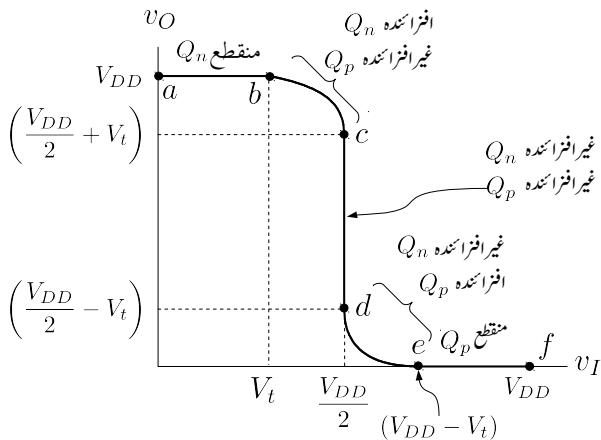
اور مساوات 4.38 کو

$$(4.78) \quad i_{SD} = \frac{k_p}{2} \left[ V_{DD} - v_I + V_{tp} \right]^2 \quad \text{جب } v_O \leq v_I - V_{tp}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ نفی کار کو عموماً یوں تخلیق دیا جاتا ہے کہ

$$(4.79) \quad V_{tn} = |V_{tp}| = V_t$$

$$(4.80) \quad k_n = k_p$$

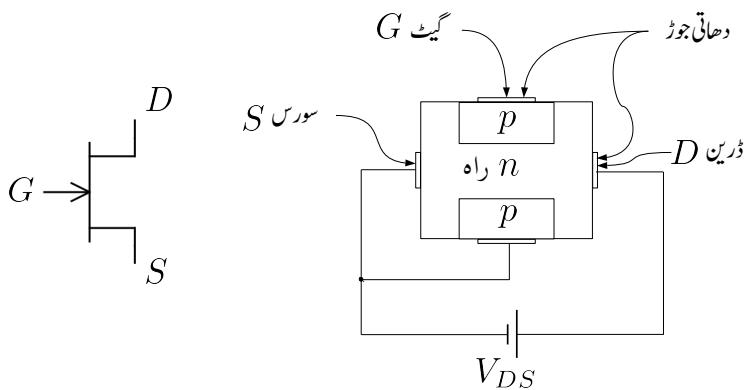


شکل 4.39: نفی کار کا خط

ہوں۔ اس طرح  $v_O$  بال مقابل  $v_I$  کا خط تشاکل تماں رکھتا ہے اور خارجی سرے پر  $v_O$  کی پست اور بلند دونوں صورتوں میں نفی کار کیساں برقی روکی صلاحیت رکھتا ہے۔ مندرجہ بالا چار مساوات سے شکل 4.39 میں دکھایا گیا خط حاصل ہوتا ہے۔ عددی ادوار کے نقطہ نظر سے غالباً اس خط سے زیادہ اہم کوئی خط نہیں پایا جاتا لہذا اس کو اچھی طرح سمجھ کر ہی آگے بڑھیں۔ آئیں اس پر خط مزید غور کریں۔

شکل 4.39 پر اہم نقطے دکھائے گئے ہیں۔ تصور کریں کہ  $V_{DD} = 5V$  اور  $V_t = 1V$  اس طرح  $V_{tp} = -1V$  اور  $V_{tn} = 1V$  ہوں گے۔ شکل میں a تا b نقطے پر غور کریں۔ یہاں  $v_I$  کی قیمت  $V_{DD}/2$  تا  $v_{GS}$  کی قیمت  $V_{tn}$  ہے۔ چونکہ  $Q_n$  کی قیمت  $v_{GS} < v_{tn}$  ہے لہذا  $v_O = v_I$  ہے۔ یوں  $Q_n$  منقطع ہے۔ اس کے بر عکس  $Q_p$  کی قیمت  $-V_{tp}$  ہے۔ چونکہ  $v_{SG} = V_{DD} - v_I$  ہے لہذا  $v_{SG} = 4V$  تا  $5V$  کی قیمت  $v_{SG}$  کی قیمت  $-V_{tp} = -1V$  ہے لہذا  $v_O = 5V$  ہے۔ اس طرح  $Q_p$  چالو ہے۔ اس طرح  $v_O > -V_{tp} = -4V$  ہے۔ مزید  $v_O = 5V$  ہے لہذا اسی ماسفیٹ کے  $v_{GD}$  کی قیمت  $-5V$  تا  $-4V$  رہے گی جو  $V_{tp}$  سے کم ہے لہذا  $Q_p$  غیر افراکنڈہ ہو گا۔

شکل 4.39 سے  $v_I$  اور  $v_O$  کی قیمتیں پڑھتے ہوئے تسلی کر لیں کہ b تا c متنی ماسفیٹ افراکنڈہ جبکہ ثابت ماسفیٹ غیر افراکنڈہ ہے۔ بقیا نقطوں کے درمیان بھی صورت حال دیکھیں۔



شکل 4.40: جوڑدار منفی فیٹ کی ساخت

## 4.13 جوڑدار فیٹ (JFET)

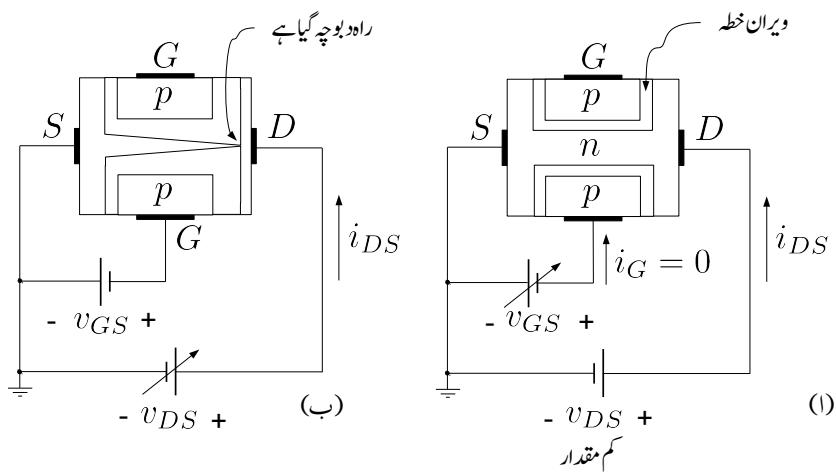
جوڑدار فیٹ کے دو اقسام یعنی  $n$  اور  $p$  پائے جاتے ہیں۔ شکل 4.40 میں  $n$  قسم کے جوڑدار فیٹ یعنی ( $n$ JFET) کی ساخت اور علامت دکھائے گئے ہیں۔ منفی جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر  $n$  قسم سیلیکان ٹکڑے کے دونوں اطراف  $p$  قسم کے خطے بنائے جاتے ہیں جنہیں گیٹ<sup>40</sup> کہتے ہیں۔ ان دونوں خطوں کو یہ ورنی دھاتی تار سے جوڑ کر بطور گیٹ (G) استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل میں اس یہ ورنی دھاتی تار کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ دونوں گیٹوں کے درمیان راہ میں آزاد الکیٹران پائے جاتے ہیں۔ اس راہ پر یہ ورنی برقی دباؤ  $v_{DS}$  لائگو کرنے سے راہ میں موجود آزاد الکیٹران منفی برقی دباؤ والے سرے سے ثابت برقی دباؤ والے سرے کی جانب حرکت کریں گے جس سے برقی رو  $i_{DS}$  پیدا ہوگی۔ یوں منفی برقی دباؤ والے سرے سے خارج الکیٹران، ثابت برقی دباؤ والے سرے پر حاصل ہوتے ہیں۔ اسی سے ان دونوں کو سورس S اور ڈرین D کے نام دئے گئے ہیں۔ روایتی برقی رو الکیٹران کے حرکت کی الٹ سمت ہوتی ہے۔ یوں ( $n$ JFET) میں روایتی برقی رو کی سمت راہ میں ڈرین سے سورس کی جانب ہو گی۔ اگرچہ راہ میں برقی رو دونوں جانب بالکل یکساں طور ممکن ہے اور یوں اس کے سورس کو S اور D کے نام دینا شاید درست نہ لگے ہم پھر بھی اس راہ کے ایک سرے کو سورس (S) جبکہ دوسرے سرے کو ڈرین (D) پکاریں گے۔ یہ ورنی برقی دباؤ کا ثابت سرا ( $n$ JFET) کے D کی جانب رکھا جائے گا۔  $n$  JFET میں راہ قسم کے نیم موصل سے حاصل ہوتا ہے اور اس کے نام میں  $n$  اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

<sup>40</sup> gate

آئین شکل 4.41 کی مدد سے nJFET کی کارکردگی پر غور کریں۔ راہ اور گیٹ آپس میں  $pn$  جوڑ یعنی ڈائیوڈ بناتے ہیں۔ nJFET کی علامت میں گیٹ پر تیر کا نشان اس ڈائیوڈ کے سیدھے رخ کو دکھاتا ہے۔ اس جوڑ پر بالکل ڈائیوڈ کی طرح ویران خطہ وجود میں آتا ہے اور جیسا کہ آپ جانتے ہیں، اس ویران خطے کی چوڑائی کا دارود مدار اس جوڑ پر پائے جانے والے برقی دباؤ پر ہے۔ شکل اف میں سورس  $S$  کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ  $G$  پر منقی برقی دباؤ لگو کیا گیا ہے۔ گیٹ پر لگو منقی برقی دباؤ کو جتنا زیادہ منقی کیا جائے ویران خطہ اتنا ہی زیادہ چوڑا ہو گا اور  $n$  راہ کی چوڑائی اتنی ہی کم ہو گی۔  $v_{GS}$  کو اگر بتدربن منقی جانب بڑھایا جائے تو ویران خطہ بڑھتے بڑھتے آخر کار تمام  $n$  راہ کو گھیر لے گا۔ جس  $v_{GS}$  پر ایسا ہو، اس کو nJFET کے دبوچنے کا برقی دباؤ کہتے ہیں اور روایتی طور اسے  $V_p$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ یوں  $V_p$  کے  $i_{DS}$  کی قیمت منقی ہو گی۔ اس سے معلوم یہ ہوا کہ راہ کی گھرائی کو گیٹ پر برقی دباؤ سے قابو کیا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ گیٹ اور راہ  $pn$  جوڑ بناتے ہیں۔ اگر گیٹ اور راہ کے درمیان ثابت برقی دباؤ دی جائے تو راہ کی گھرائی مزید نہیں بڑھ سکتی بلکہ گیٹ اور راہ کے مابین  $pn$  جوڑ سیدھا مائل ہو جائے گا اور اس میں برقی رو گزرنے شروع ہو جائے گی۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ nJFET میں گیٹ اور راہ کے درمیان برقی دباؤ کو  $pn$  جوڑ کے چالو برقی دباؤ  $0.5V$  سے کم ہی رکھا جاتا ہے۔

$D$  اور  $S$  کے مابین راہ بالکل ایک موصل سلاخ کی مانند مزاحمت کا کردار ادا کرے گا۔ یوں اگر راہ کی لمبائی  $L$ ، گھرائی  $g$ ، چوڑائی  $W$  اور اس کے موصلیت کا مستقل  $\sigma$  ہو تو اس کا مزاحمت  $R = \frac{L}{\sigma W g}$  ہو گا۔

اب تصور کریں کہ ڈرین  $D$  پر معمولی ثابت برقی دباؤ  $v_{DS}$  لگو کیا جاتا ہے۔  $n$  راہ میں برقی رو  $i_{DS}$  گزرے گی جس کی قیمت اُہم کے قانون سے حاصل کی جاسکتی ہے۔  $v_{DS}$  کو کم یا زیادہ کرتے ہوئے  $i_{DS}$  کو کم یا زیادہ کرنا ممکن ہے۔ کم  $v_{DS}$  پر، کسی بھی مزاحمت کی طرح، برقی دباؤ بال مقابل برقی رو کا خط تقریباً سیدھا ہو گا۔ اب تصور کریں کہ  $v_{GS}$  کو تبدیل کئے بغیر  $v_{DS}$  کو بڑھایا جائے۔ یوں  $n$  راہ کے سورس سرے پر جبکہ اس کے ڈرین سرے پر  $v_{DS}$  برقی دباؤ پائی جائے گی۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، یوں سورس سرے کے قریب  $pn$  جوڑ پر ویران خطے کی چوڑائی کم جبکہ ڈرین سرے کے قریب ویران خطے کی چوڑائی زیادہ ہو گی۔ ان دو سروں کے درمیان ویران خطے کی چوڑائی ترجیحی شکل اختیار کرے گی۔ اس ترجیح پین کی وجہ سے  $n$  راہ کی مزاحمت بڑھے گی جس سے راہ کا مزاحمت بھی بڑھے گا۔ یوں اگرچہ کم  $v_{DS} - i_{DS}$  پر  $v_{DS} - i_{DS}$  کا خط سیدھا ہو گا لیکن جیسے جیسے  $v_{DS}$  بڑھایا جائے، راہ کا مزاحمت ایسے ایسے بڑھے گا اور یوں  $v_{DS} - i_{DS}$  کے خط میں جھکاؤ پیدا ہو گا۔ اگر  $v_{DS}$  کو بتدربن بڑھایا جائے تو آخر کار ڈرین سرے کی جانب ویران خطہ بڑھتے بڑھتے راہ کو دبوچ جائے گا۔ شکل ب میں ایسا ہوتے دکھایا گیا ہے۔  $v_{DS}$  کو مزید بڑھانے سے برقی رو میں تبدیلی نہیں پیدا ہوتی اور اس کی قیمت نقطہ دبوچ پر پائے جانے والے برقی رو کے قیمت پر ہی رہتی ہے۔



فکل 4.41: جوڑدار منقی فیٹ کی کارکردگی

مندرجہ بالاتر کرے سے ظاہر ہے کہ JFET بالکل گھٹانا ماسفیٹ کی مانند کام کرتا ہے۔ البتہ جہاں ماسفیٹ کے گیٹ پر ثابت یا 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 یہاں کا ڈائیوڈ سیدھا مائل ہو جائے گا اور گیٹ nJFET کو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دے گا۔ چونکہ JFET کے گیٹ پر ڈائیوڈ کو اتنا مائل رکھا جاتا ہے لہذا اس کے گیٹ پر نہیت کم (الٹے مائل ڈائیوڈ کے برابر) برقی روپائی جاتی ہے جسے عموماً صفر ایکسپریس تصور کیا جاتا ہے۔ یہ برقی روپا گرچہ نہایت کم ہے لیکن ماسفیٹ کے گیٹ پر اس سے بھی کئی درجے کم برقی روپائی جاتی ہے۔

#### 4.13.1 برقی روپا مقابل برقی دباؤ

چونکہ JFET کی کارکردگی بالکل گھٹانا ماسفیٹ کی مانند ہے لہذا گھٹانا ماسفیٹ کے مساوات ہی JFET کے لئے بھی استعمال کئے جائیں گے۔ البتہ ادب میں JFET کے مساوات کو قدر مختلف طریقے سے لکھا جاتا ہے۔ آئیں nJFET کے مساوات دیکھیں۔

## 4.13.1.1 ممقطع خط

جیسا کہ اوپر ذکر کیا گیا، اگر  $v_{GS}$  کو  $V_p$  سے کم کیا جائے تو ویران نحط تمام راہ کو گھیر لیتا ہے اور بر ق رو کا گزر ممکن نہیں ہوتا یعنی

$$(4.81) \quad v_{GS} \leq V_p \quad i_D = 0$$

## 4.13.1.2 غیر افزائندہ خط

غیر افزائندہ خط میں  $pn$  جوڑ کو الٹا مکمل رکھتے ہوئے  $v_{GS}$  کو  $V_p$  سے زیادہ رکھا جاتا ہے۔ مزید یہ کہ  $v_{DS}$  کو نقطہ دبوچ سے کم رکھا جاتا ہے۔ اس خطے میں ماسفیٹ کی مساوات 4.24 کو JFET کے لئے یہاں لکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے  $V_t$  کی جگہ  $V_p$  لکھا جائے گا۔

$$\begin{aligned} i_{DS} &= k_n \left[ (v_{GS} - V_p)v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\ &= \frac{k_n V_p^2}{2} \left[ 2 \left( \frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left( \frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right] \end{aligned}$$

اس مساوات میں  $I_{DSS}$  کے لئے JFET کو  $\frac{k_n V_p^2}{2}$  لکھا جاتا ہے۔ یوں

$$(4.82) \quad \begin{aligned} V_p &\leq v_{GS} \leq 0, & v_{DS} &\leq v_{GS} - V_p \\ i_{DS} &= I_{DSS} \left[ 2 \left( \frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left( \frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right] \end{aligned}$$

## 4.13.1.3 افزائندہ خط

ماسفیٹ کی مساوات 4.28 کو یوں لکھا جاتا ہے۔

$$(4.83) \quad \begin{aligned} V_p &\leq v_{GS} \leq 0, & v_{DS} &\geq v_{GS} - V_p \\ i_{DS} &= I_{DSS} \left( 1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2 \left( 1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right) \end{aligned}$$

جہاں ارلی برقی دباؤ  $V_A$ <sup>41</sup> کے اثر کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ ارلی برقی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے،  $v_{GS} = 0$  پر اس مساوات سے  $i_{DS} = I_{DSS}$  حاصل ہوتا ہے لہذا  $I_{DSS}$  وہ برقی رو ہے جو گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑنے سے حاصل ہوتی ہے۔ مندرجہ بالا مساوات میں  $(v_{DS} \geq v_{GS} - V_p)$  کو  $(v_{DS} \geq v_{GS} - V_p)$  یا  $v_{GD} \leq V_p$  یا  $v_{DS} \leq V_p$  بھی لکھا جا سکتا ہے۔

## pJFET 4.13.2

جیسا شکل 4.42 الف میں دکھایا گیا ہے، ثبت جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر p قسم سیلکان گلڈرے کے دونوں اطراف n گیٹ بنائے جاتے ہیں۔ ان دو خطوں کو بیرونی دھاتی تار سے جوڑ کر بطور گیٹ (G) استعمال کیا جاتا ہے۔ دو گلڈوں کے درمیان راہ میں آزاد خول پائے جاتے ہیں۔ اس راہ پر بیرونی برقی دباؤ  $v_{SD}$  لاگو کرنے سے راہ میں موجود آزاد خول ثبت برقی دباؤ والے سرے سے منفی برقی دباؤ والے سرے کی جانب حرکت کریں گے جس سے برقی رو  $i_{SD}$  پیدا ہوگی۔ یوں ثبت برقی دباؤ والے سرے سے خارج خول، منفی برقی دباؤ والے سرے پر حاصل ہوتے ہیں۔ اسی سے ان دو سروں کو سورس S اور ڈرین D کے نام دئے گئے ہیں۔ یوں (pJFET) میں روایتی برقی رو کی سمت راہ میں سورس سے ڈرین کی جانب ہوگی۔ بیرونی برقی دباؤ کا ثبت سرا (pJFET) کے S کی جانب رکھا جائے گا۔ pJFET میں راہ p قسم کے نیم موصل سے حاصل ہوتا ہے اور اس کے نام میں p اسی کو ظاہر کرتا ہے۔ جیسا شکل 4.42 ب میں دکھایا گیا ہے، pJFET کی علامت میں گیٹ پر تیر کا نشان راہ سے گیٹ کی جانب کو ہوتا ہے۔ pJFET کی صحیح کارکردگی کے لئے ضروری ہے کہ گیٹ اور راہ پر بننے والے pn جوڑ کو غیر چالو رکھا جائے یعنی اس جوڑ پر ڈائیوڈ کے سیدھے رخ 0.5V سے برقی دباؤ کو کم رکھا جائے۔

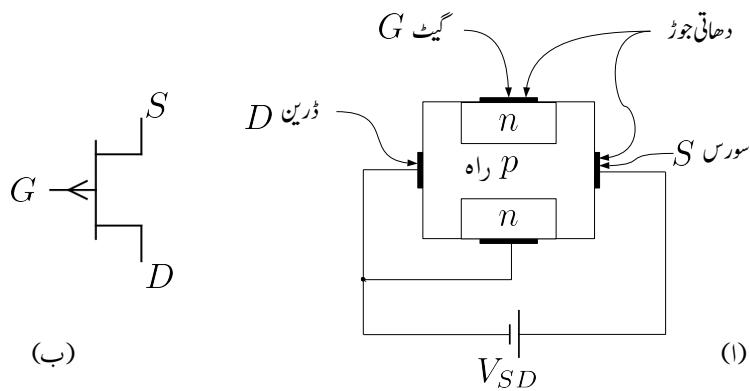
## 4.13.3 باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

چونکہ JFET اور MOSFET کی کارکردگی یکساں ہے لہذا ان کے پست تعدادی اور بلند تعدادی پائے ریاضی نمونے بھی یکساں ہیں۔ یہاں

$$(4.84) \quad g_m = \left( \frac{-2I_{DSS}}{V_p} \right) \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

$$(4.85) \quad = \left( \frac{-2I_{DSS}}{V_p} \right) \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

Early Voltage<sup>41</sup>



مکمل 4.42: جوڑدار مثبت فیٹ کی ساخت

کے برابر ہے جہاں  $I_D$  نقطہ مائل پر یک سمی برتنی رو ہے۔ اسی طرح

$$(4.86) \quad r_o = \frac{V_A}{I_D}$$

کے برابر ہے۔

مثال 4.22: ایک nJFET کے  $v_{GS} = -3\text{ V}$  اور  $I_{DSS} = 8\text{ mA}$  اور  $V_p = -3\text{ V}$  ہیں۔ اس کی برتنی رو پر حاصل کریں۔ ارلی برتنی دباؤ کے اثر کو نظر انداز کریں۔ اور  $v_{DS} = 3.5\text{ V}$  اور  $-1.5\text{ V}$

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 افراہندہ خطے میں ہے اور یوں اسی مساوات کے دوسرے جزو کے تحت

$$i_{DS} = 8 \times 10^{-3} \left[ 1 - \left( \frac{-1.5}{-3} \right) \right]^2 = 2\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.23: مندرجہ بالا مثال میں  $v_{GS}$  کو بڑھا کر  $-1.4\text{V}$  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 (  $v_{DS} \geq v_{GS} - V_p$  ) ہے لہذا

$$i_{DS} = 8 \times 10^{-3} \left[ 1 - \left( \frac{-1.4}{-3} \right) \right]^2 = 2.2756 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\frac{\Delta i_{DS}}{\Delta v_{GS}} = \frac{2.2756 \text{ mA} - 2 \text{ mA}}{(-1.4) - (-1.5)} = 2.756 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.84 کے تحت

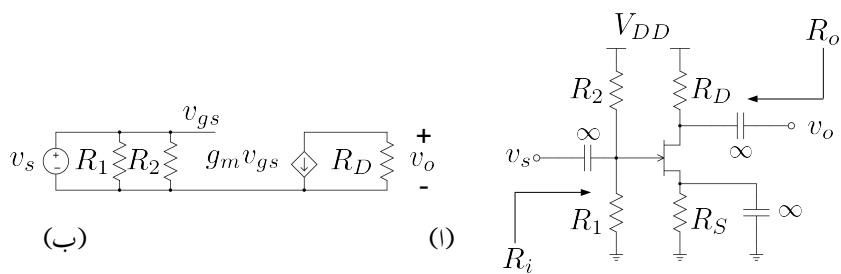
$$g_m = \left( \frac{-2 \times 8 \text{ mA}}{-3} \right) \sqrt{\frac{2 \text{ mA}}{8 \text{ mA}}} = 2.6667 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان دونوں جوابات میں صرف

$$\left( \frac{2.756 - 2.6667}{2.6667} \right) \times 100 = 3.34 \%$$

کا فرق ہے۔  $v_{GS}$  میں تبدیلی کو کم سے کم کرتے ہوئے زیادہ درست جواب حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.24: ارلی برقی دباؤ  $V_A$  کی قیمت  $75\text{V}$  لیتے ہوئے خارجی مزاحمت  $r_o$  کا تخمینہ  $1\text{mA}$  اور  $10\text{mA}$  پر لگائیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ فیٹ افزاں ندہ خطے میں ہے۔



### شکل 4.43: جوڑدار منقی فیٹ کی مثال

حل: ایک ملی ایمپریٹر پر

$$r_o = \frac{75}{0.001} = 75 \text{ k}\Omega$$

اور دس ملی ایمپیسر پر

$$r_o = \frac{75}{0.01} = 7.5 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

**مثال 4.25:** شکل 4.43 میں منفی جوڑدار فیٹ کا ایمپلیفیگر دکھایا گیا ہے جس میں استعمال ہونے والے فیٹ کی  $I_{DS} = 5 \text{ mA}$ ،  $V_p = -3 \text{ V}$  اور  $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$  ہیں۔  $V_{DD} = 15 \text{ V}$  تصور کرتے ہوئے برقی رو مزاحمت معلوم کریں۔ ایسا کرتے وقت گیٹ پر  $V_G = 4 \text{ V}$  جبکہ  $V_D = 9 \text{ V}$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت معلوم کریں۔ ایسا کرتے وقت  $A_v$  میں نسب مزاحمت  $10 \mu\text{A}$  کی برقی رو تصور کریں۔ تمام کمپیسٹروں کی قیمت لاحدہ وہ تصور کرتے ہوئے ایمپلیفیگر کی انفرائش  $R_i$  حاصل کریں۔ ایمپلیفیگر کی داخلی مزاحمت  $R_0$  اور خارجی مزاحمت  $R_o$  بھی حاصل کریں۔

حل: گیٹ کے مزاحمت میں  $10 \mu\text{A}$  برقی رو ہے۔ یوں

$$\frac{V_{DD}}{R_1 + R_2} = 10 \mu\text{A}$$

$$R_1 + R_2 = \frac{15}{10 \times 10^{-6}} = 1.5 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ گیٹ پر 4 V حاصل کرنے کی خاطر

$$V_G = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{DD}$$

$$4 = \left( \frac{R_1}{1.5 \times 10^6} \right) \times 15$$

$$R_1 = 400 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$R_2 = 1.5 \text{ M}\Omega - 400 \text{ k}\Omega = 1.1 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔  $V_D = 9 \text{ V}$  کی خاطر

$$V_{DD} - V_D = I_{DS} R_D$$

$$R_D = \frac{15 - 9}{5 \times 10^{-3}} = 1.2 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

چونکہ  $(V_G - V_D = 4 \text{ V} - 9 \text{ V} = -5 \text{ V})$  سے کم ہے لذا فیٹ افراہندہ خطے میں ہے۔ یوں مساوات 4.83 کے تحت

$$5 \times 10^{-3} = 8 \times 10^{-3} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{-3} \right)^2$$

$$V_{GS} = -0.628 \text{ V}, -5.37 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی جواب کو رد کرتے ہوئے

$$V_{GS} = V_G - V_S = -0.628 \text{ V}$$

$$V_S = 4.628 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جس سے

$$V_S = I_{DS} R_S$$

$$R_S = \frac{4.628}{5 \times 10^{-3}} = 925.6 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل ب میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس سے

$$R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 293 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_D = 1.2 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_i$  کا دار و مدار گیٹ پر نسب مزاحمت پر ہے۔ یوں داخلی مزاحمت بڑھانے کی خاطر ان مزاحمتوں کو زیادہ سے زیادہ رکھا جاتا ہے جس کا مطلب ہے کہ ان میں گزرتے یک سمی رو کو کم سے کم رکھا جاتا ہے۔ اس مثال میں اس بر قی رو کو  $10 \mu\text{A}$  رکھا گیا ہے۔

مساویات 4.84 کی مدد سے

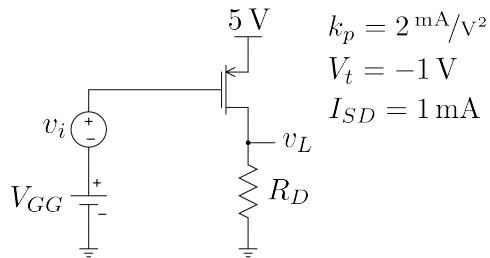
$$g_m = \frac{-2 \times 8 \times 10^{-3}}{-3} \sqrt{\frac{5 \times 10^3}{8 \times 10^{-3}}} = 4.216 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

اور یوں

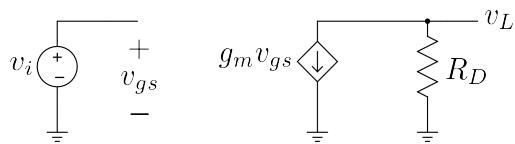
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_m R_D = -4.216 \times 10^{-3} \times 1.2 \times 10^3 = -5.059 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.26 میں شکل 4.44 میں  $v_i, V_{GG}, R_D, I_{SD} = 1 \text{ mA}$  اور  $v_L = 2 + 0.56 \sin \omega t$  ہیں۔  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کرتے ہوئے حاصل کریں۔



شکل 4.44



شکل 4.45

حل: یک سمتی ہے لہذا  $v_L = 2\text{ V}$

$$R_D = \frac{2}{1 \times 10^{-3}} = 2\text{ k}\Omega$$

ہے۔ ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے ماسفیٹ کی مساوات سے

$$10^{-3} = \frac{2 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} - 1)^2$$

$V_{SG}$  کی قیمت  $0\text{ V}$  اور  $2\text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔  $V_t = -1\text{ V}$  ہے لہذا  $-V_t = 1\text{ V}$  اور  $2\text{ V} > -V_t$  کے برابر  $V_{SG} = 2\text{ V}$  کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 2 &= 5 - V_G \end{aligned}$$

$V_G = V_{GG} = 3\text{ V}$  ہے۔ شکل 4.45 میں باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھو

$v_L = -g_m v_{gs} R_D$  کر لکھا جاسکتا ہے جہاں

$$g_m = \sqrt{2k_p I_{SD}} = \sqrt{2 \times 2 \times 10^{-3} \times 10^{-3}} = 2 \text{ mS}$$

$$v_{gs} = v_i$$

کے برابر ہیں۔  $v_L$  میں بدلتا حصہ  $0.56 \sin \omega t$  ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$0.56 \sin \omega t = -2 \times 10^{-3} v_i \times 2000$$

$$A_v = -4 \frac{\text{V}}{\text{V}} \text{ اور } v_i = -0.14 \sin \omega t \text{ سے حاصل ہوتے ہیں۔}$$

#### 4.14 مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے ادوار

شکل 4.43 اور 4.22 میں مزاحمت استعمال کرتے ہوئے انفرادی ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی تعین کیا گیا۔ مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی مزاحمت استعمال کرتے ہوئے تعین نہیں کیا جاتا۔ مخلوط دور بناتے وقت سلیکان پتھری کے کم سے کم رقبے پر زیادہ سے زیادہ پرزے بنائے جاتے ہیں۔ یوں مخلوط دور میں ان پرزوں کو ترجیح دی جاتی ہے جو کم سے کم رقبہ گھیریں۔ ماسفیٹ کی نسبت سے مزاحمت زیادہ رقبہ گھیرتا ہے لہذا مزاحمت کے استعمال سے بچنے کی ہر ممکنہ کوشش کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ سلیکان پر بالکل درست قیمت کا مزاحمت بنانے کی خاطر اضافی گرال قیمت اندام کرنے پڑتے ہیں جبکہ درکار خوبیوں کا ماسفیٹ آسانی سے بنتا ہے۔ اس کے علاوہ انفرادی ماسفیٹ ایپلیفائر میں جفتی اور متبادل راستے کپیسر استعمال کئے جاتے ہیں۔ مخلوط دور میں چند  $pF$  سے زیادہ قیمت کا کپیسر بنانا ممکن نہیں ہوتا لہذا کپیسر کا استعمال بھی ممکن نہیں ہوتا۔ آئین دیکھیں کہ مخلوط دور میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی کیسے تعین کیا جاتا ہے۔

##### 4.14.1 منبع مستقل برتنی رو

شکل 4.46 الف میں منبع مستقل برق 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 برتنی رو  $I_{DS1} = V_{GS1}$

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 افزائندہ خطے میں ہے لہذا

$$(4.87) \quad I_{DS1} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_t)^2$$

ہو گا۔ گیٹ پر برتنی رو سفر ہونے سے  $I_{DS1}$  اور  $I_{DS2}$  برابر ہوں گے۔ یوں اُوہم کے قانون سے

$$(4.88) \quad I_{DS1} = I_{DS2} = \frac{V_{DD} - V_{GS1}}{R_{حوالہ}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ درکار  $I_{DS1}$  کے لئے دور میں مزاحمت  $R_{حوالہ}$  کی قیمت مندرجہ بلا دو مساوات حل کر کے حاصل کی جاتی ہے۔

اگر ہم تصور کریں گے کہ  $Q_2$  بھی افزائندہ خطے میں ہے تو اس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(4.89) \quad I_{DS2} = I_{DS1} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_t)^2$$

جہاں  $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$  کے برابر ہے۔  $I_{DS1}$  سے تقسیم کرتے ہوئے ملتا ہے

$$(4.90) \quad \frac{I_{DS2}}{I_{DS1}} = \frac{I_{DS1}}{I_{DS1}} = \frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1}$$

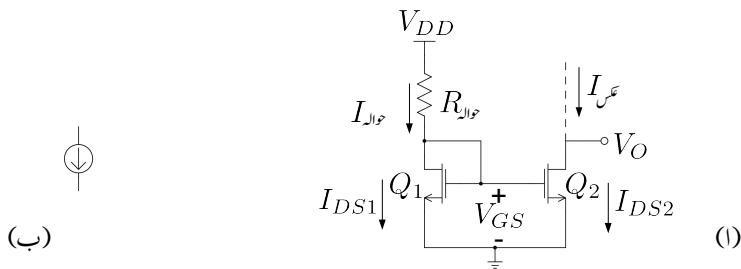
آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $I_{DS2}$  کی قیمت کا دارو مدار  $I_{DS1}$  کے قیمت کے حوالے سے ہے۔ اگر دونوں ماسفیٹ بالکل ایک ہی جماعت کے ہوں تو

$$(4.91) \quad I_{DS2} = I_{DS1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے  $I_{DS1}$  بالکل  $I_{DS2}$  کا عکس ہے۔ اسی سے اس دور کا دوسرا نام آئینہ برق رو<sup>43</sup> لکلا ہے۔ دونوں برتنی رو برابرنہ ہونے کی صورت میں بھی اس دور کو اسی نام سے پکارا جاتا ہے۔

---

current mirror<sup>43</sup>



شکل 4.46: منبع مستقل برق رو

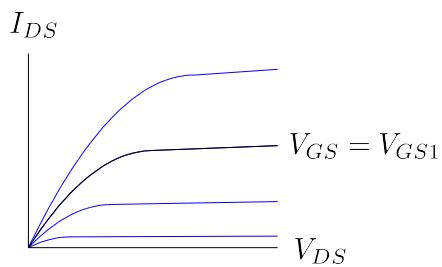
منبع مستقل برق رو میں مزاحمت  $R_{ext}$  کی مدد سے درکار برقی رو حاصل کیا جاتا ہے۔ اس مزاحمت کو تبدیل کرنے سے  $V_{GS1}$  اور  $V_{GS2}$  تبدیل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ Q<sub>1</sub> کو قابو کرتا ہے۔ یوں Q<sub>2</sub> تالیع ماسفیٹ ہے۔ مخلوط دور میں دونوں ماسفیٹ کے  $k'_n$  اور  $V_t$  یکساں ہوتے ہیں۔ یوں  $\left(\frac{W}{L}\right)_2$  اور  $\left(\frac{W}{L}\right)_1$  کی شرح سے عرض I<sub>ext</sub> اور  $R_{ext}$  کی شرح تعین ہوتی ہے۔

مندرجہ بالا تبصرے میں ارلی برق دباؤ کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے تصویر کیا گیا کہ دو ماسفیٹ کے  $V_{GS}$  برابر ہونے کی صورت میں ان کے  $I_{DS}$  بھی برابر ہوتے ہیں۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور دو ماسفیٹ جن کے  $V_{GS}$  برابر ہوں کے برقی رو صرف اسی وقت برابر ہوتے ہیں جب ان کے  $V_{DS}$  بھی برابر ہوں۔ شکل 4.47 میں ماسفیٹ Q<sub>2</sub> کے خط دکھائے گئے ہیں۔  $V_{GS1}$  کی قیمت  $V_{GS1}$  کے برابر ہے جو قطعی مقدار ہے لہذا ان تمام خطوط میں صرف ایک ہی خط کار آمد ہے۔ اس خط کو موناکر کے دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $V_{GS}$  تبدیل کئے بغیر  $V_{DS}$  کے بڑھانے سے  $I_{DS}$  بڑھتی ہے۔  $V_{DS2}$  کے تبدیلی سے عرض I<sub>ext</sub> میں تبدیلی کو ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت  $r_o$  کی مدد سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔

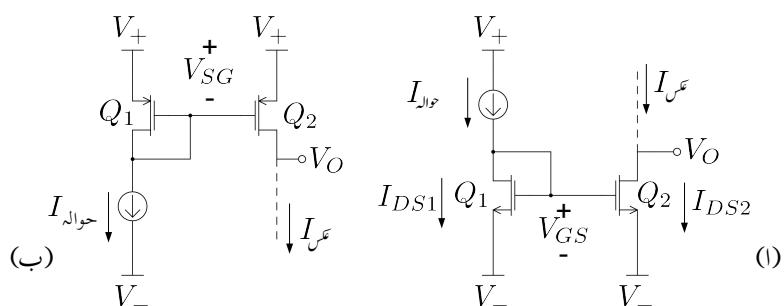
شکل 4.48 الف میں  $R_{ext}$  کی جگہ دوسرا منبع مستقل برق رو کا استعمال کیا گیا ہے۔ Q<sub>1</sub> میں  $I_{ext}$  برقی رو پائی جاتی ہے۔ افراسنده ماسفیٹ کی مساوات سے Q<sub>1</sub> کی  $V_{GS}$  حاصل کی جاسکتی ہے جو Q<sub>2</sub> پر بھی لاگو ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں بھی

$$I_{ext} = I_{ext}$$

ہو گا۔ اس شکل میں ثبت برقی منبع کو  $V_+$  اور منفی کو  $V_-$  لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں pMOSFET استعمال کرتے ہوئے آئینہ برق رو بنایا گیا ہے جس کی کارکردگی بالکل nMOSFET سے بنائے گئے آئینہ برق رو کی طرح



شکل 4.47: مسیله کاتد



شکل 4.48: آنینه بر قرد

ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ nMOSFET میں عزیز  $I$  کی سمت آئینہ کے جانب ہے جبکہ pMOSFET آئینہ میں عزیز  $I$  کی سمت آئینہ سے باہر کو ہے۔

---

#### مثال 4.27: منبع مستقل برق رو میں

$$V_{DD} = 15 \text{ V}, \quad k_n = 0.12 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad V_t = 2.1 \text{ V}$$

ہیں۔ عزیز  $I$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $\text{حوالہ } R$  حاصل کریں۔

حل:  $\text{حوالہ } I = I_{\text{لیتے ہوئے مساوات 4.87}}$

$$2 \times 10^{-3} = \frac{0.12 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 2.1)^2$$

سے

$$V_{GS1} = 7.8735 \text{ V}, \quad -3.67 \text{ V}$$

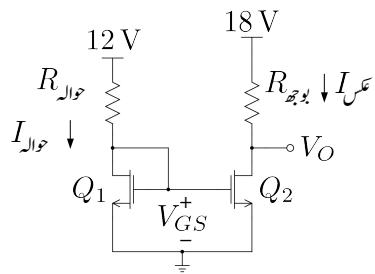
حاصل ہوتے ہیں۔ مخفی جواب کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ  $V_t$  سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع حالت میں ہو گا۔ ثابت جواب کو لیتے ہوئے مساوات 4.87 کو استعمال کرتے ہوئے

$$2 \times 10^{-3} = \frac{15 - 7.8735}{R_{\text{حوالہ}}}$$

سے  $R_{\text{حوالہ}} = 5.66 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔

---

مثال 4.28: شکل 4.49 میں دونوں ماسفیٹ کے  $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1.7 \text{ V}$  ہیں۔ مزید یہ کہ  $\text{حوالہ } R = 4.7 \text{ k}\Omega$  اور  $V_O = 6.8 \text{ k}\Omega$  پوجھ رہے ہیں۔ عزیز  $I$  حاصل کریں۔



شکل 4.49: منبع مستقل بر قی رو کی مثال

$$V_{DS1} = V_{GS1} : \text{جیسے ہوئے}$$

$$\frac{12 - V_{GS1}}{6800} = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1.7)^2$$

س

$$V_{GS1} = 4.926 \text{ V}, -2.99 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $-2.99 \text{ V}$  کو رد کیا جاتا ہے پونکہ اس طرح  $V_t < V_{GS1}$  حاصل ہوتا ہے جو منقطع ماسفیٹ کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات  $4.87$  اور  $4.88$  دونوں استعمال کرتے ہوئے  $V_{GS1} = 4.926 \text{ V}$  پر بر قی رو حاصل کرتے ہیں۔ ظاہر ہے دونوں جوابات برابر ہوں گے۔

$$I_{DS1} = \frac{12 - 4.926}{6800} = 1.04 \text{ mA}$$

$$I_{DS1} = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} (4.926 - 1.7)^2 = 1.04 \text{ mA}$$

چونکہ یہ آئینہ برق رو ہے لہذا

$$I_{\text{مادل}} = I_{DS1} = 1.04 \text{ mA}$$

$Q_2$  کے ڈرین پر ہو گا۔

$$\begin{aligned} V_O &= V_{DS2} = 17 - I_{DS2} R_{DS2} \\ &= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times 4700 \\ &= 12.1 \text{ V} \end{aligned}$$

بیل-یوں  $Q_2$  کا

$$V_{GD2} = V_{GS2} - V_{DS2} = 4.925 - 12.1 = -7.1 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $Q_2$  ہے لہذا  $V_{GD2} < V_t$  افراستنہ خطے میں ہی ہے۔

---

مثال 4.29: مندرجہ بالا مثال میں  $R_{D2}$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر  $Q_2$  افراستنہ خطے سے نکل آئے گا۔

حل:  $Q_2$  اس وقت تک افراستنہ رہے گا جب تک  $V_{GD2} < V_t$  ہو۔ چونکہ  $V_{GS2} = V_{GS1} = 4.925 \text{ V}$  ہی رہے گا جبکہ

$$\begin{aligned} V_{DS2} &= 17 - I_{DS2} R_{D2} \\ &= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{D2} \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ یوں  $Q_2$  اس وقت افراستنہ خطے سے باہر نکلے گا جب

$$\begin{aligned} V_{GD2} &= V_{GS2} - V_{DS2} > V_t \\ &= 4.925 - \left( 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{D2} \right) > 1.7 \end{aligned}$$

ہو گا۔ یوں تقریباً  $R_{D2} > 13.24 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ مثال کے طور پر اگر بوجھ کی مزاحمت  $15 \text{ k}\Omega$  کر دیا جائے تو  $V_{GD2} = 3.5 \text{ V}$  اور  $V_{DS2} = 1.4 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے جو کہ  $V_t$  سے زیادہ ہے لیکن ماسفیٹ افراستنہ خطے میں نہیں ہے۔

---

مثال 4.30: مثال 4.28 میں  $I = 1.04 \text{ mA}$  اور  $V_{DS2} = 12.1 \text{ V}$ ,  $V_{DS1} = 4.926 \text{ V}$  حاصل ہوئے۔ کی صورت میں  $I$  حاصل کردہ قیمت سے کتنا انحراف کرے گا

حل: ماسفیٹ کا خارجی مزاحمت تقریباً

$$r_o = \frac{50}{1.04 \times 10^{-3}} \approx 48 \text{ k}\Omega$$

ہے۔ اگر  $V_{DS2}$  کی قیمت 4.926 V ہوتا ہے تو  $I_{DS2}$  بھی 1.04 mA ہوتا۔ البتہ

$$12.1 - 4.926 = 7.175 \text{ V}$$

زیادہ ہے لہذا ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت کی تعریف

$$r_o = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}}$$

سے

$$\Delta I_{DS} = \frac{7.175}{48000} \approx 149 \mu\text{A}$$

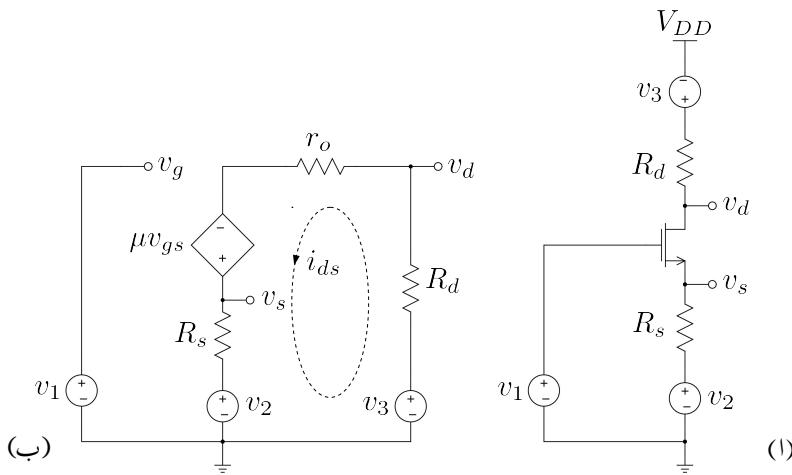
ہو گا۔ یوں

$$I_{\text{Total}} = 1.04 \text{ mA} + 149 \mu\text{A} = 1.189 \text{ mA}$$

ہو گا۔

### 4.15 مزاحمت کے عکس

دو جو ٹرانزسٹر کے حصہ 3.8 میں آپ نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے ایمپٹر پر پائے جانے والے بیرونی مزاحمت  $R_E$  کا ٹرانزسٹر کے بیس جانب عکس  $(\beta + 1) R_E$  نظر آتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے ایمپٹر پر اس کے اندر وہی مزاحمت  $r_e$  کا عکس ٹرانزسٹر کے بیس جانب  $(\beta + 1) r_e$  نظر آتا ہے جسے  $r_{be}$  لکھا جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس جانب بیرونی جڑے مزاحمت  $R_B$  کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمپٹر جانب  $\frac{R_B}{\beta + 1}$  نظر آتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس جانب ٹرانزسٹر کی اندر وہی مزاحمت  $r_{be}$  کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمپٹر جانب  $\frac{r_{be}}{\beta + 1}$  نظر آتا ہے جسے  $r_e$  لکھا جاتا ہے۔ بر قی دباؤ کا عکس بیس سے ایمپٹر یا ایمپٹر سے بیس جانب تبدیلی کے بغیر جوں کا توں نظر آتا ہے۔



شکل 4.50: مزاہت کے عکس

مسفیٹ میں مزاہت کے عکس پر گفتگو کرنے کی خاطر شکل 4.50 اف پر غور کرتے ہیں۔ اس دور میں ماسفیٹ کے تینوں سروں پر اشارات فراہم کئے گئے ہیں تاکہ مختلف ممکنات کو دیکھا جاسکے۔ ماسفیٹ مائل کرنے والے اجزاء کو شامل نہیں کیا گیا ہے تاکہ اصل موضوع پر توجہ رہے۔

شکل ب میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھتے ہوئے

$$i_{ds} = \frac{\mu v_{gs} + v_3 - v_2}{R_s + r_o + R_d}$$

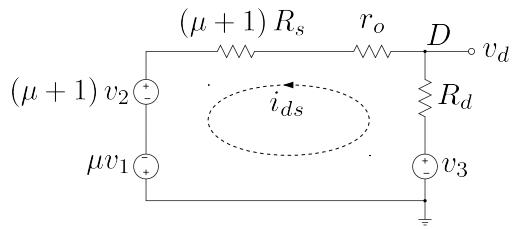
لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$v_{gs} = v_1 - i_{ds} R_s - v_2$$

کے برابر ہے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حاصل ہوتا ہے

$$(4.92) \quad i_{ds} = \frac{\mu v_1 + v_3 - (\mu + 1) v_2}{(\mu + 1) R_s + r_o + R_d}$$

مساویات 4.92 سے شکل 4.51 حاصل ہوتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ ڈرین پر پائے جانے والے  $v_3$ ،  $r_o$  اور  $R_d$  جوں کے توں ہیں جبکہ سورس پر پائے جانے والے  $v_1$  اور  $R_s$  دونوں



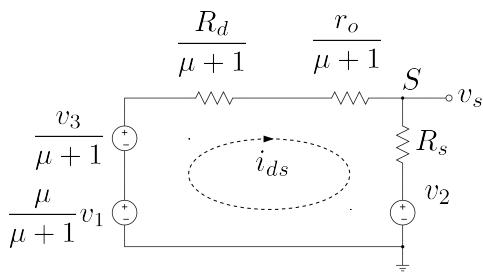
شکل 4.51: ڈرین جنپ عکس

$(\mu + 1)$  سے ضرب شدہ ہیں جبکہ گیٹ پر پائے جانے والا  $v_1$  صرف  $\mu$  سے ضرب شدہ ہے۔ ڈرین پر پائے جانے والے اجزاء جوں کے توں میں لذای شکل ڈرین سے دیکھتے ہوئے نظر آئے گی۔ اس طرح ڈرین سے دیکھتے ہوئے سورس پر پائے جانے والا مزاحمت اور بر قی اشارہ دونوں کا عکس  $(\mu + 1)$  سے ضرب ہوتا نظر آئے گا جبکہ گیٹ پر بر قی اشارہ صرف  $\mu$  سے ضرب ہوتا نظر آئے گا۔

مساوات 4.92 کے کسر میں اوپر اور نچلے دونوں حصوں کو  $1 + \mu$  سے تقسیم کرتے ہوئے یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(4.93) \quad i_{ds} = \frac{\frac{\mu v_1}{\mu+1} + \frac{v_3}{\mu+1} - v_2}{R_s + \frac{r_o}{\mu+1} + \frac{R_d}{\mu+1}}$$

جس سے شکل 4.52 حاصل ہوتا ہے۔ یہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ سورس کا مزاحمت  $R_s$  اور اشارہ  $v_2$  جوں کے توں ہیں جبکہ ڈرین اور گیٹ کے اشارات اور مزاحمت کے عکس نظر آتے ہیں۔ اس طرح سورس سے دیکھتے ہوئے ڈرین کے اجزاء یعنی  $v_3$ ،  $R_d$  اور  $r_o$  تینوں  $(\mu + 1)$  سے تقسیم ہوتے نظر آتے ہیں۔ جیسے گزشتہ شکل میں دیکھا گیا تھا کہ  $v_1$  کا عکس ڈرین پر  $\mu$  سے ضرب ہوتا نظر آتا ہے اور ڈرین پر پائے جانے والے اس عکس کا سورس جنپ عکس  $(\mu + 1)$  سے تقسیم ہوتا ہے۔



شکل 4.52: سورس جانب گھر

## 4.16 تابع سورس (ڈرین مشترک ایمپلیفائر)

نقطہ مائل

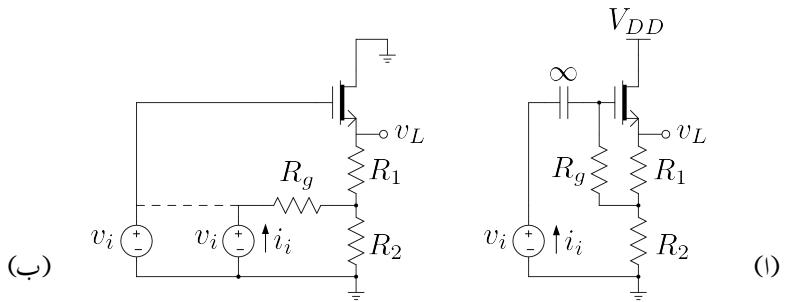
شکل 4.53 اف میں گھٹاتا ماسفیٹ کا تابع سورس ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ یہاں  $nFET$  بھی استعمال کیا جا سکتا تھا۔ ایسا دور متفقی  $V_{GSQ}$  مہیا کرنے کی خاطر استعمال کیا جاتا ہے۔ یک سمتی رو خط بوجہ لکھتے ہیں۔

$$(4.94) \quad V_{DD} = v_{DS} + i_{DS} (R_1 + R_2)$$

نقطہ مائل یک سمتی مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔ مزاحمت  $R_g$  میں صفر یک سمتی بر قی رو ہونے کی وجہ سے اس کے دونوں سروں پر برابر یک سمتی بر قی دباؤ پایا جائے گا۔ شکل اف میں  $R_g$  کے نچلے سرے پر  $I_{DSQ} R_2$  بر قی  $I_{DSQ} (R_1 + R_2)$  دباؤ پایا جاتا ہے اور یوں ماسفیٹ کے گیٹ پر بھی یہی بر قی دباؤ ہو گا۔ ماسفیٹ کے سورس پر  $(R_1 + R_2)$  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 ایمپلیفائر میں  $R_1 \ll R_2$  ہو گا۔



شکل 4.53: باتج رس

افراش  $A_v$ 

شکل 4.53 ب میں باریک اشاراتی مساوی دور بنانے کی غرض سے  $V_{DD}$  اور گیٹ کپیسٹر کو قصر دور کیا گیا ہے۔ مزید گیٹ اور سورس کو علیحدہ کرنے کی خاطر  $v_i$  کو دو مرتبہ بنایا گیا ہے جہاں نقطہ دار لکیر کے دونوں سروں پر ہر وقت برابر برتنی اشادہ  $v_i$  پلایا جاتا ہے۔ نقطہ دار لکیر کو مٹانے سے گیٹ اور سورس دونوں جانب کوئی تبدیلی نہیں پیدا ہوتی چونکہ دونوں جانب  $v_i$  اپنی جگہ پر برقرار پلایا جاتا ہے۔ یوں شکل 4.52 کے طرز پر باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے شکل 4.54 اف حاصل ہوتا ہے۔ اس شکل میں تمام اجزاء کو سورس منتقل کیا گیا ہے۔  $R_g$ ،  $R_2$  اور  $R_1$  کی جگہ ان کا تھوڑن مساوی دور استعمال کرتے ہوئے شکل 4.54 ب حاصل ہوتا ہے جہاں

$$v_{th} = \frac{R_2 v_i}{R_2 + R_g}$$

$$R_{th} = \frac{R_2 R_g}{R_2 + R_g} = R_2 \parallel R_g$$

کے برابر ہیں۔ شکل 4.54 ب میں

$$R_s = R_1 + (R_2 \parallel R_g)$$

لکھتے ہوئے

$$(4.96) \quad i_{ds} = \frac{\left[ \frac{\mu}{\mu+1} - \frac{R_2}{R_2+R_g} \right] v_i}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}$$

$$v_L = i_{ds} R_s + \frac{R_2}{R_2 + R_g} v_i$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$v_L = \left[ \frac{\frac{\mu}{\mu+1} - \frac{R_2}{R_2+R_g}}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s} \right] R_s v_i + \frac{R_2}{R_2+R_g} v_i$$

حاصل ہوتا ہے۔ جس سے  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.97) \quad A_v = \frac{\left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g}\right) \left(\frac{r_o}{\mu+1}\right)}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}$$

چونکہ  $\mu = g_m r_o$  کے برابر ہے لہذا  $\frac{r_o}{\mu+1} \approx \frac{1}{g_m}$  لکھا جاسکتا ہے جس سے مندرجہ بالا مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(4.98) \quad A_v = \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g}\right)}{1 + g_m R_s}$$

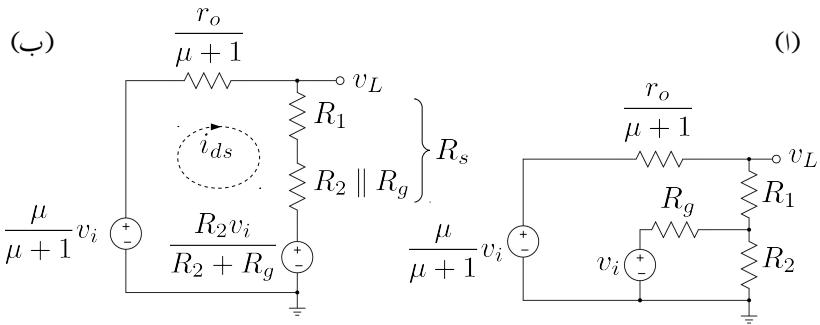
اگر  $R_g \gg R_2$  ہو، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب  $\frac{R_2}{R_2+R_g}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.99) \quad A_v \approx \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s}{1 + g_m R_s}$$

عموماً  $R_g \gg R_2$  اور یوں  $R_s \approx R_1 + R_2$  لکھا جاسکتا ہے۔ اگر  $g_m R_s \gg 1$  کی ہو تو مندرجہ بالا مساوات کو

$$(4.100) \quad A_v \approx \frac{\mu}{\mu+1} \approx 1$$

لکھا جاسکتا ہے۔ اس مساوات سے صاف ظاہر ہے کہ ماسفیٹ کے تابع سورس ایپلیفائر کا خارجی اشارہ بھی خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کی پیروی کرتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کی طرح ماسفیٹ کے مشترک کے ڈرین ایپلیفائر کا  $A_v$  بھی تقریباً ایک کے برابر ہے۔



شکل 4.54: تابع سورس کا مساوی ہر یک اشارتی دور

## خارجی مزاحمت

شکل 4.54 ب کو دیکھتے ہوئے خارجی مزاحمت یوں لکھی جاسکتی ہے۔

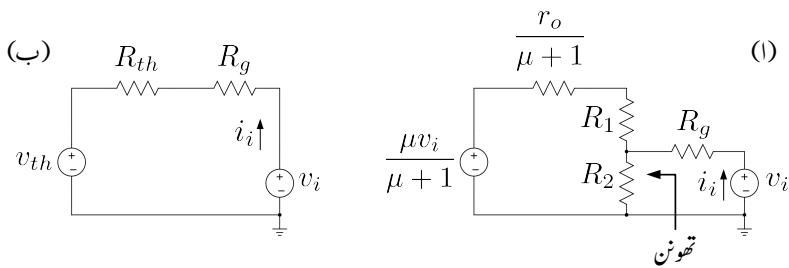
$$(4.101) \quad R_o = \frac{r_o}{\mu+1} \parallel R_s \\ = \frac{1}{g_m} \parallel R_s$$

اگر  $R_s \gg \frac{1}{g_m}$  ہو تو اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(4.102) \quad R_o \approx \frac{1}{g_m}$$

## داخلی مزاحمت

داخلی مزاحمت شکل 4.53 میں  $\frac{v_i}{i_i}$  سے حاصل ہو گی۔ چونکہ گیٹ کی برقی رو سفر ہوتی ہے لہذا  $i_i$  وہ برقی رو ہے جو مزاحمت  $R_g$  سے گزرتی ہے۔ شکل 4.53 ب میں اس کی نشاندہی کی گئی ہے۔ چونکہ اس شکل میں  $v_i$  دو جگہ نظر آتا ہے لہذا یہ ضروری ہے کہ  $R_g$  کے ساتھ جڑی  $v_i$  پر نظر رکھی جائے۔



شکل 4.55: تابع سورس کا داخلي مزاحمت

شکل 4.54 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 باکیں جانب کا ہكونن مساوی دور لیتے ہوئے

$$(4.103) \quad v_{th} = \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right) v_i}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}$$

$$R_{th} = R_2 \parallel \left( \frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 4.55 ب میں حاصل کردہ ہكونن دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$i_i = \frac{v_i - v_{th}}{R_g + R_{th}}$$

$$= \frac{v_i - \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right) v_i}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}}{R_g + R_2 \parallel \left( \frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)}$$

لکھتے ہوئے داخلي مزاحمت  $R_i$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.104) \quad R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_g + R_2 \parallel \left( \frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)}{1 - \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right)}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}}$$

اس مساوات میں پر کرنے سے

$$(4.105) \quad R_i = \frac{R_g + R_2 \parallel \left( \frac{1}{g_m} + R_1 \right)}{1 - \frac{g_m R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right)}{g_m (R_1 + R_2) + 1}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $R_g \gg R_2$  اور  $g_m(R_1 + R_2) \gg 1$  جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب اس مساوات کو

$$(4.106) \quad R_i \approx \frac{R_g}{1 - \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right)}{R_1 + R_2}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر ساتھ ہی ساتھ  $R_1 \gg R_2$  ہو تو اس سے مزید سادہ مساوات یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(4.107) \quad R_i \approx (\mu + 1) R_g$$

مثال 3.55 میں میں سے ایمپر مزاحمت جوڑنے سے داخلی مزاحمت میں اضافہ ہوتا دکھایا گیا۔ یہاں بھی ایسا کرنے سے داخلی مزاحمت کی قیمت  $R_g$  سے زیادہ ہو جاتی ہے۔

**مثال 4.31:** شکل 4.53 اف میں استعمال کئے جانے والے ماسنیٹ 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  $I_{DSQ} = 0.4 \text{ mA}$  اور  $V_{DSQ} = 10 \text{ V}$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاجمت حاصل کریں۔

حل:

$$I_{DSQ} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$0.0004 = \frac{0.0002}{2} (V_{GSQ} + 3)^2$$

$$V_{GSO} = -5\text{ V}, \quad -1\text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔  $V_{GSQ} = -5\text{V}$  کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ قیمت  $V_t$  سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع ہو جاتا ہے۔ یوں مساوات 4.95 کے تحت  $R_1 = 2.5\text{k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.94 کی مدد سے

$$\begin{aligned} R_1 + R_2 &= \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DSQ}} \\ &= \frac{15 - 10}{0.4 \times 10^{-3}} \\ &= 12.5\text{k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں  $R_2 = 10\text{k}\Omega$  ہو گا۔ چونکہ

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = -1 - 10 = -11\text{V} < V_t$$

ہے لہذا ماسفیٹ کو انفرائیمینڈ نحٹے میں ٹھیک تصور کیا گیا تھا۔

مساوات 4.67 سے

$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 0.2 \times 10^{-3} \times 0.4 \times 10^{-3}} = 0.4\text{mS}$$

اور یوں  $R_s \approx R_1 + R_2 = R_g \gg R_2 = g_m r_o = 36\mu$  حاصل ہوتا ہے۔  $R_g \gg R_2$  تصور کرتے ہوئے اور یوں مساوات 4.99 سے 12.5 kΩ حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 4.99 سے

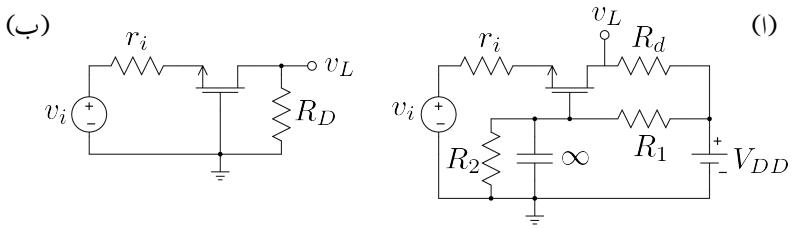
$$A_v \approx \frac{0.4 \times 10^{-3} \left( \frac{36}{36+1} \right) 12.5 \times 10^3}{1 + 0.4 \times 10^{-3} \times 12.5 \times 10^3} = 0.81 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 4.106 کی مدد سے  $R_i = 200\text{k}\Omega$  حاصل کرنے کی خاطر

$$200000 = \frac{R_g}{1 - \frac{10000 \left( \frac{36}{36+1} \right)}{2500 + 10000}}$$

حاصل ہوتا ہے  $R_g = 44\text{k}\Omega$  سے



شکل 4.56: گیٹ مشترک ایمپلیفیاٹر

## 4.17 گیٹ مشترک ایمپلیفیاٹر

شکل 4.56 الف میں گیٹ مشترک ایمپلیفیاٹر دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں اسی کا مساوی بدلتی رو دور دکھایا گیا ہے۔ گیٹ پر نسب کپیسٹر کی قیمت لاحدہ دکھائی گئی ہے۔ یوں درکار تعدد پر کپیسٹر کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ شکل ب کا شکل 4.50 کے ساتھ موزانہ کریں۔ یہاں  $v_3$  اور  $v_1$  صفر وولٹ ہیں جبکہ  $v_2$  کو  $v_i$  کہا گیا ہے۔ لہذا تمام اجزاء کو ڈرین میں منتقل کرتے ہوئے شکل 4.51 کے طرز پر شکل 4.57 الف حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح سورس جانب کا عکس شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 4.57 الف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_L = \frac{R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d} (\mu + 1) v_i$$

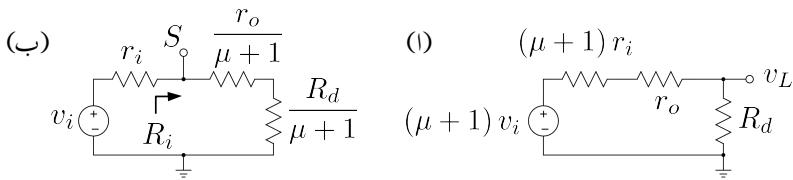
جس سے افزائش  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  یوں لکھی جاسکتی ہے

$$A_v = \frac{(\mu + 1) R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d}$$

شکل 4.57 ب سے ایمپلیفیاٹر کا داخلی مزاجمت لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$R_i = \frac{r_o + R_d}{\mu + 1}$$

گیٹ مشترک ایمپلیفیاٹر بلند تعدد پر استعمال ہوتا ہے۔ یہ بطور برتنی سونچ بھی استعمال کیا جاتا ہے۔



شکل 4.57: گیٹ مشترک ایمپلینگر کے ڈرین اور سورس جانب عکس

## 4.18 زنجیری ایمپلینگر

ایک سے زیادہ ایمپلینگر کو زنجیر کی شکل میں جوڑ کر زیادہ سے زیادہ افراٹش حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ ایسے زنجیری ایمپلینگر میں عموماً داخلی جانب پہلی کڑی، درکار داخلی مزاحمت فراہم کرنے کی غرض سے تخلیق دیا جاتا ہے جبکہ آخری کڑی کو درکار خارجی مزاحمت کے لئے تخلیق دیا جاتا ہے۔ درمیانی کڑیاں درکار افراٹش حاصل کرنے کے لئے تخلیق دیں جاتی ہیں۔

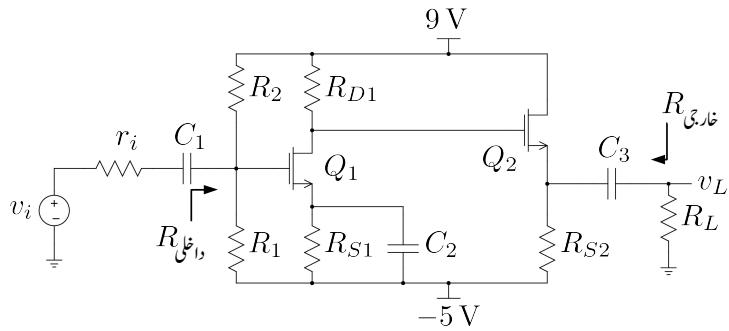
مثال 4.32: شکل 4.58 میں دو بالکل یکساں ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے، پہلی کڑی سورس مشترک اور دوسری کڑی ڈرین مشترک ایمپلینگر سے تخلیق دی گئی ہے۔ پہلی کڑی کی مزاحمت فراہم کرنے کے لئے درکار  $R_{D1} = 0.12 \text{ mA}$  اور  $V_t = 1 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  ہیں۔  $I_{DS1} = V_{DS1} = V_{DS2} = 5 \text{ V}$  اور  $I_{DS2} = 1.2 \text{ mA}$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $R_{S1} = 150 \text{ k}\Omega$  اور  $R_{S2} = 7.5 \text{ k}\Omega$  حاصل کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لاحدہ تصور کریں۔

حل:  $Q_2$  کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$\begin{aligned} 9 + 5 &= V_{DS2} + I_{DS2}R_{S2} \\ &= 5 + 1.2 \times 10^{-3}R_{S2} \end{aligned}$$

$R_{S2} = 7.5 \text{ k}\Omega$  سے حاصل ہوتا ہے۔ افراٹنڈہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.2 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS2} - 1)^2$$



شکل 4.58: دو کریز نجیری ماسفیٹ ایکپلینیٹر

$Q_2$  حاصل ہوتا ہے۔  $V_{GS2} = 3\text{ V}$  سے

$$V_{S2} = 9 - V_{DS2} = 9 - 5 = 4\text{ V}$$

ہے یوں اس کے گیٹ پر

$$V_{G2} = V_{S2} + V_{GS2} = 4 + 3 = 7\text{ V}$$

ہوں گے جو  $V_{D1}$  کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت  $R_{D1}$  پر اُوہم کے قانون سے

$$9 - V_{D1} = I_{DS1}R_{D1}$$

$$9 - 7 = 0.12 \times 10^{-3}R_{D1}$$

$$R_{D1} = 16.7\text{ k}\Omega \quad \text{حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ } V_{DS1} = 5\text{ V}$$

$$V_{S1} = V_{D1} - V_{DS1} = 7 - 5 = 2\text{ V}$$

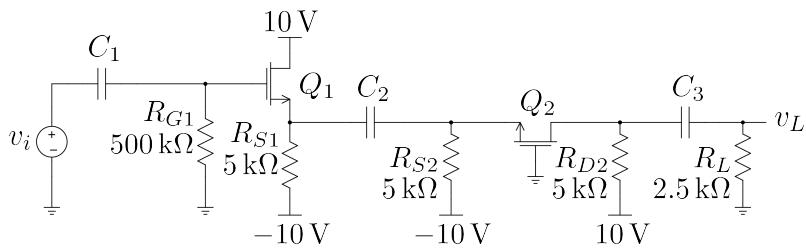
اور  $R_{S1}$  پر اُوہم کے قانون سے

$$V_{S1} - (-5) = I_{DS1}R_{S1}$$

$$7 = 0.12 \times 10^{-3}R_{S1}$$

$Q_1$  کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$0.12 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS1} - 1)^2$$



شکل 4.59: دو کری زنجیری مشترک ڈرین، مشترک گیٹ ایمپلیگنر

حاصل ہوتے ہیں لذت  $V_{GS1} = 1.632 \text{ V}$

$$\begin{aligned} V_{G1} &= V_{S1} + V_{GS1} \\ 2 + 1.632 &= 3.632 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $V_{G1}$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$V_{G1} = 3.632 = \left[ \frac{9 - (-5)}{R_1 + R_2} \right] R_1 - 5$$

چونکہ  $R_{\text{غیر متعادل}} = R_1 \parallel R_2$  کے برابر ہے جس کی قیمت  $150 \text{ k}\Omega$  درکار ہے لذا

$$150 \times 10^3 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے  $R_1 = 392 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 243 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 4.33: شکل 4.59 میں  $V_{t1} = V_{t2} = 2 \text{ V}$  اور  $k_{n1} = k_{n2} = 3 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  لیتے ہوئے  $I_{DS1}$  اور  $I_{DS2}$  حاصل کریں۔ ان قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے کل افزائش  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کریں۔

حل: ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے بدلتے متغیرات کی قیمت صفر کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کرنے کی غرض سے  $Q_1$  کے لئے دکھا جاسکتا ہے

$$V_{G1} = 0$$

$$V_{S1} = -10 + I_{DS1}R_{S1} = -10 + 5000I_{DS1}$$

جس سے

$$V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} = 10 - 5000I_{DS1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات

$$I_{DS1} = \frac{0.003}{2} (10 - 5000I_{DS1} - 2)^2$$

اور  $I_{DS1} = 0.73 \text{ mA}$  سے

$$g_{m1} = \sqrt{2k_{n1}I_{DS1}} = \sqrt{2 \times 0.003 \times 0.00073} = 2.09 \text{ mS}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اسی طرح  $Q_2$  کے

$$V_{G2} = 0$$

$$V_{S2} = -10 + 5000I_{DS2}$$

$$V_{GS2} = V_{G2} - V_{S2} = 10 - 5000I_{DS2}$$

سے افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات

$$I_{DS2} = \frac{0.003}{2} (10 - 5000I_{DS2} - 2)^2$$

دیتا ہے جس سے

$$g_{m2} = \sqrt{2 \times 0.003 \times 0.00073} = 2.09 \text{ mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ دونوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہی ہیں۔

ان قیتوں کے ساتھ پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے زنجیری ایمپلیفائر کا مساوی دور شکل 4.60 میں دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر ہم

$$v_{g1} = v_i$$

$$v_{g2} = 0$$

$$v_{s1} = v_{s2} = v_s$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$v_{gs1} = v_i - v_s$$

$$v_{gs2} = -v_s$$

لکھا جا سکتا ہے۔  $v_s$  کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_s &= \left( g_{m1}v_{gs1} + g_{m2}v_{gs2} \right) \left( \frac{R_{S1}R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \right) \\ &= g_m [(v_i - v_s) + (-v_s)] R_S \end{aligned}$$

جبکہ دوسرا قدم پر  $R_S$  کو  $\frac{R_{S1}R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}}$  لکھا گیا۔ یوں

$$v_s = \frac{g_m R_S v_i}{1 + 2g_m R_S}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $v_L$  کے لئے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned} v_L &= -g_{m2}v_{gs2} \left( \frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right) \\ &= g_m v_s \left( \frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right) \end{aligned}$$

جبکہ  $v_s$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس میں  $v_s$  پُر کرنے سے

$$v_L = g_m \left( \frac{g_m R_S v_i}{1 + 2g_m R_S} \right) \left( \frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

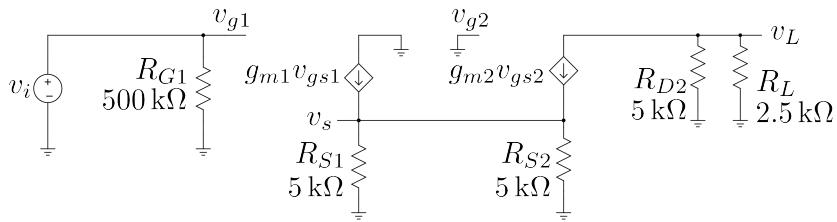
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{g_m^2 R_S}{1 + 2g_m R_S} \left( \frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_S = \frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} = \frac{5000 \times 2500}{5000 + 2500} = 1.667 \text{ k}\Omega$$



حکل 4.60: دو کڑی زنجیری ٹرانزسٹر ڈریں، مشترک گیٹ ایمپلینیاٹر کا مساوی دور

کے استعمال سے

$$A_v = \left( \frac{0.00209^2 \times 2500}{1 + 2 \times 0.00209 \times 2500} \right) \times 1667 = 1.59 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

#### 4.19 قوی ماسفیٹ

سلیکان پتھری پر ماسفیٹ کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کا ماسفیٹ وجود میں آتا ہے۔ کئی ایمپیسر اور ولٹ تک کام کرنے والے ایسے قوی ماسفیٹ<sup>44</sup> زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ماسفیٹ متوازنی جوڑ کر مزید زیادہ برتنی روکو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمتی سے بدلتی روکر برتنی دباؤ بناتے 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 حالات میں چند نیزو سینکڑ میں لایا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ اسے چالو کرنے کی خاطر درکار برتنی طاقت نہیت کم ہے جسے عام CMOS مخلوط دور فراہم کر سکتا ہے۔

برتنی طاقت کا ضیع قوی ماسفیٹ کو گرم کرتے ہوئے اس کا درجہ حرارت بڑھاتا ہے۔ درجہ حرارت بڑھنے سے ماسفیٹ کی مزاجمت بھی بڑھتی ہے۔ یوں متوازنی جڑے 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 روگزارتے ہوئے کم گرم ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ متوالی جڑے قوی ٹرانزسٹر کے برکس متوالی جڑے قوی ماسفیٹ از خود برقی روکی تقسیم یوں رکھتے ہیں کہ ان میں کسی ایک پر زیادہ بوجھ نہ ڈلے۔ قوی ماسفیٹ کو بھی ٹھنڈا رکھنے کی خاطر سرد کار<sup>46</sup> کے ساتھ جوڑ کر رکھا جاتا ہے۔

### اہم نکات

#### nMOSFET مخفی ماسفیٹ

بڑھاتا مخفی ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت ثابت ہوتی ہے جبکہ گھٹاتا مخفی ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت مخفی ہوتی ہے۔  $V_A$  کی قیمت دونوں کے لئے ثابت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افزائندہ

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \geq V_t$$

$$i_{DS} = k'_n \left( \frac{W}{L} \right) \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\text{مزاحمت} = \frac{1}{k'_n \left( \frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)} \quad \text{کم برقی دباؤ پر مزاحمت}$$

افزاں ندہ

$$v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \leq V_t$$

$$i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)^2 \left( 1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$$

heat sink<sup>46</sup>

## ثبت ماسفیٹ pMOSFET

بڑھتا مثبت ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ گھٹتا مثبت ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت مثبت ہوتی ہے۔  $V_A$  کی قیمت دونوں کے لئے ثابت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افزائندہ

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \geq -V_t$$

$$i_{SD} = k'_p \left( \frac{W}{L} \right) \left[ (v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right]$$

$$\text{مزاہت} = \frac{1}{k'_p \left( \frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)} \quad \text{کم برقی دباؤ پر مزاہت}$$

افزائندہ

$$v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \leq -V_t$$

$$i_{SD} = \frac{k'_p}{2} \left( \frac{W}{L} \right) (v_{SG} + V_t)^2 \left( 1 + \frac{v_{SD}}{V_A} \right)$$

nMOSFET کے باریک اشاراتی اجزاء

$$r_o = \left| \frac{V_A}{I_{DS}} \right|$$

$$g_m = k' \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_t)$$

## سوالات

سوال 4.1: ایک nMOSFET کم  $\epsilon = 3.97\epsilon_0$  اور  $d = 0.02 \mu\text{m}$ ,  $\mu_n = 650 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$  پر ماسفیٹ کی مزاحمت کی مساوات کیا ہو گی۔ اگر  $V_t = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{GS} = 1.8 \text{ V}$ ,  $\frac{W}{L} = 20$  جبکہ  $v_{DS}$  پر کم  $V_t$  ہوں تو بے نہیت کم  $v_{DS}$  پر کیا ہو گی۔

جوابات:

$$r = \frac{1}{k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)} = 445 \Omega$$

سوال 4.2: pMOSFET کا  $\mu_p \approx 0.4\mu_n$  ہوتا ہے۔ سوال 4.1 میں بقایا معلومات تبدیل کئے بغیر، نہیت کم  $V_{SD}$  پر مزاحمت حاصل کریں۔

جواب:  $1114 \Omega$ 

سوال 4.3: بقایا ساخت کمل طور پر ایک جیسے رکھتے ہوئے منفی اور ثابت ماسفیٹ کے چوڑائی  $W$  کی ایسی شرح دریافت کریں جن پر دونوں ماسفیٹ کی مزاحمت برابر ہو۔

جواب:  $\frac{W_n}{W_p} = 0.4$ 

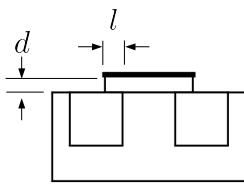
سوال 4.4: ایک منفی ماسفیٹ جس کے  $i_{DS} = 0.02 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = 4 \text{ V}$  ہیں کو  $v_{DS} = 6 \text{ V}$  اور  $v_{DS} = 3 \text{ V}$  اور  $v_{DS} = 1 \text{ V}$  پر استعمال کرنے کی خاطر درکار  $i_{DS} = 4 \text{ mA}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $90 \mu\text{A}$ ,  $50 \mu\text{A}$  اور  $90 \mu\text{A}$ 

سوال 4.5: ایک منفی ماسفیٹ جس کے

$$k_n = 0.08 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad V_t = 1 \text{ V}$$

ہیں کو افزائندہ خطے میں  $i_{DS} = 4 \text{ mA}$  پر استعمال کرنے کی خاطر درکار  $v_{GS}$  اور کم سے کم  $v_{DS}$  حاصل کریں۔ اگر اس منفی ماسفیٹ کی  $V_t = -1 \text{ V}$  ہو تو جوابات کیا ہوں گے۔



شکل 4.61: سورس اور ڈرین کو گیٹ ڈھانپ کر کپیسٹر کو جنم دیتا ہے

جوابات:  $V_t = 1\text{ V}$  کی صورت میں  $v_{GS} = 11\text{ V}$  اور  $v_{DS} \geq 10\text{ V}$  جبکہ  $V_t = -1\text{ V}$  کی صورت میں  $v_{GS} = 9\text{ V}$  اور  $v_{DS} \geq 10\text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.6: سوال 4.5 کو  $i_{DS} = 0.4\text{ mA}$  کے لئے دوبارہ حل کریں۔

جوابات:  $V_t = 1\text{ V}$  کی صورت میں  $v_{GS} = 4.16\text{ V}$  اور  $v_{DS} \geq 3.16\text{ V}$  جبکہ  $V_t = -1\text{ V}$  کی صورت میں  $v_{GS} = 2.16\text{ V}$  اور  $v_{DS} \geq 3.16\text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.7: منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے مساوات کے خط کاغذ پر قلم سے کھینچیں۔ انہیں کو کمپیوٹر کی مدد سے کھینچیں۔

سوال 4.8: شکل 4.61 میں W چوڑائی کا گیٹ سورس کو ڈھانپتا ہوا دکھایا گیا ہے۔ گیٹ اور سورس کا ڈھانپا گیا حصہ مل کر کپیسٹر  $C_{gsp}$  کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کی چوڑائی W اور لمبائی l اور  $\epsilon_0$  کے درمیانی فاصلہ d ہے۔ اگر  $W = 100\text{ }\mu\text{m}$  اور  $l = 1\text{ }\mu\text{m}$  اور  $d = 0.02\text{ }\mu\text{m}$  ہوں تب اس کپیسٹر کی قیمت کیا ہو گی۔  $\epsilon = 3.97\epsilon_0$  لیں جہاں  $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$  کے برابر ہے۔

جوابات:  $176\text{ fF} \cdot C_{gsp} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 W l}{d}$

سوال 4.9: ایک منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ اور ڈرین کو آپس میں جوڑ کر اس کے  $v_{DS}$  اور  $i_{DS}$  ناپے جاتے ہیں۔  $4\text{ V}$  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:  $v_{GS} > V_t = 0.5575\text{ V}$  اور  $k_n = 0.169 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  یاد رہے کہ چالو منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے لئے  $V_t$  کا ہونا ضروری ہے۔

سوال 4.10: ایک بڑھاتا منفی ماسفیٹ کا  $v_{GS} = 5\text{ V}$  پر رکھتے ہوئے اس کے  $i_{DS}$  اور  $v_{DS}$  ناپے جاتے ہیں۔ ماسفیٹ کے ساتھ  $v_{DS} = 3\text{ V}$  پر  $i_{DS} = 2\text{ mA}$  جبکہ  $v_{DS} = 6\text{ V}$  پر  $i_{DS} = 4\text{ mA}$  ناپے جاتے ہیں۔ ماسفیٹ کے لئے  $V_t$  اور  $k_n$  حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } V_t = 3.24\text{ V}, k_n = 2.59 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$$

سوال 4.11: کم  $v_{DS}$  پر منفی بڑھاتا ماسفیٹ کو بطور متغیر مزاحمت استعمال کیا جا سکتا ہے۔ مزاحمت کی قیمت  $v_{GS}$  سے قابو کی جاتی ہے۔  $V_t = 1.2\text{ V}$  اور  $k'_n = 15 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$  ہیں۔  $v_{GS} = 2\text{ V}$  پر  $v_{DS} = 8\text{ k}\Omega$  پر  $v_{GS} = 8\text{ V}$  پر مزاحمت کی قیمت کیا ہو گی؟

$$\text{جوابات: } 940\text{ }\Omega, 104.2\text{ }\mu\text{m}, 10.42\text{ }\mu\text{m}$$

سوال 4.12: ایک ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں استعمال کرتے ہوئے اس کا  $v_{GS}$  برقرار رکھا جاتا ہے۔  $r_o$  پر  $i_{DS} = 3.6\text{ mA}$  جبکہ  $v_{DS} = 10\text{ V}$  پر  $i_{DS} = 3.3\text{ mA}$  ناپے جاتے ہیں۔ ماسفیٹ کی اور ارلی برتنی دباؤ  $V_A$  دریافت کریں۔

$$\text{جوابات: } r_o = \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_{DS}} = 33.33\text{ k}\Omega, V_A = 50\text{ V}$$

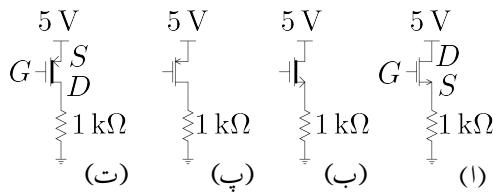
سوال 4.13: مندرجہ بالا سوال کے ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت  $r_o$  کی قیمت  $i_{DS} = 100\text{ }\mu\text{A}$  اور  $i_{DS} = 10\text{ mAr}$  پر حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } 5\text{ k}\Omega, r_o = \frac{V_A}{I_{DSQ}} = 500\text{ k}\Omega$$

سوال 4.14: ایک گھلتے منفی ماسفیٹ کے ساتھ جوڑا جائے تب  $V_t = -3\text{ V}$  اور  $k_n = 0.2 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$  ہیں۔ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب  $v_{DS} = -2\text{ V}$  اور  $i_{DS} = 5\text{ V}$  پر  $i_{DS}$  کیا ہوں گے؟ ان دونوں صورتوں میں ماسفیٹ کس خطے میں ہو گا؟

جوابات: 0.9 mA، 0.8 mA، پہلی صورت میں غیر افزائندہ جبکہ دوسری صورت میں افزائندہ خطے میں ہے۔

سوال 4.15: شکل 4.62 اف کے ماسفیٹ کا  $V_t = 1\text{ V}$  اور  $k_n = 160 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$  ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔ جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 0.56 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0 mA



شکل 4.62:

سوال 4.16: شکل 4.62 ب کے ماسفیٹ کا  $k_n = 160 \frac{\mu A}{V^2}$  اور  $V_t = -1 V$  ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 1.525 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.16 mA

سوال 4.17: شکل 4.62 پ کے ماسفیٹ کا  $k_p = 160 \frac{\mu A}{V^2}$  اور  $V_t = -1 V$  ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 0.04 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0 A

سوال 4.18: شکل 4.62 ت کے ماسفیٹ کا  $k_p = 160 \frac{\mu A}{V^2}$  اور  $V_t = 1 V$  ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔

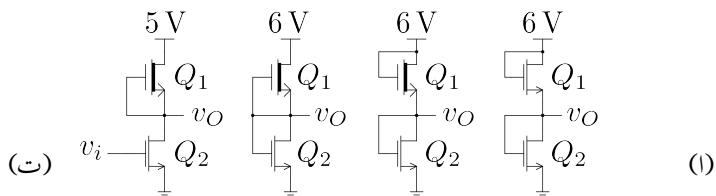
جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 1.52 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.08 mA

سوال 4.19: شکل 4.63 الف میں دونوں ماسفیٹ کا  $V_t = 1 V$ ،  $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ،  $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$  جبکہ دونوں ماسفیٹ کا  $v_O$  حاصل کریں۔

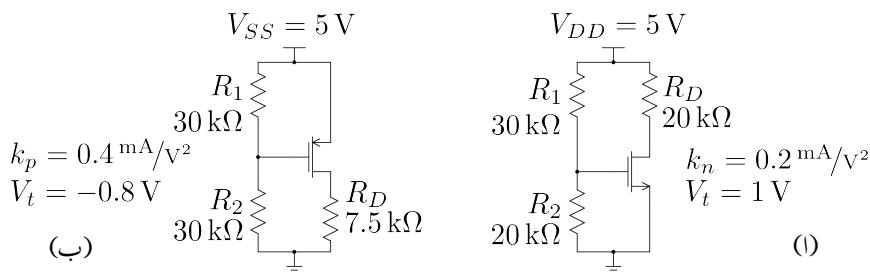
جواب: 2.3333 V، دونوں اسٹریچ افرا نندہ خطے میں ہیں۔

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  $V_{t2} = 1.2 V$  حاصل کریں۔

جواب:  $Q_1 = 3.04 V$ ،  $Q_2 = 0.04 V$  افرا نندہ جبکہ  $Q_1$  غیر افرا نندہ ہے۔



: 4.63 شکل



: 4.64 شکل

سوال 4.21: شکل 4.63 پر میں جگہ  $V_{t1} = -0.8 \text{ V}$ ،  $k_{n1} = 50 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ،  $V_{t2} = 0.4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ،  $k_{n2} = 200 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$  میں ہے۔  $v_O$  حاصل کریں۔

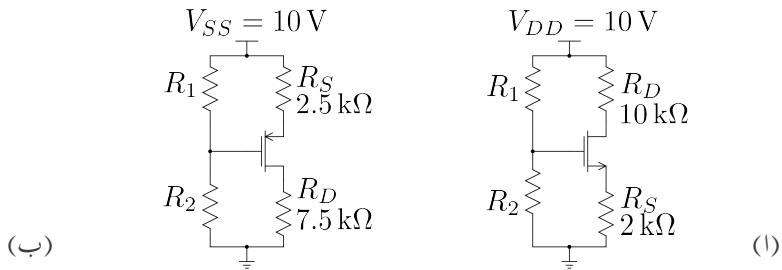
جواب:  $v_O = 1.6 \text{ V}$

سوال 4.22: شکل 4.64 اف میں نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

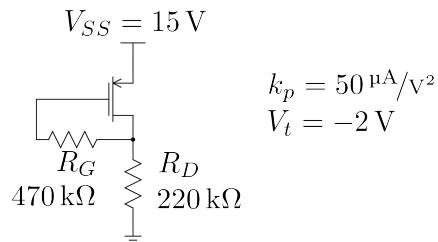
جواب:  $3 \text{ V}$ ،  $0.1 \text{ mA}$

سوال 4.23: شکل 4.64 ب میں نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

جواب:  $v_{SD} = 1.14 \text{ V}$ ،  $i_{SD} = 0.515 \text{ mA}$



: 4.65 شکل



: 4.66 شکل

سوال 4.24: شکل 4.65 اف میں  $k_n = 0.32 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 2 \text{V}$  اور  $R_1$  ہیں۔  $R_2$  کو یوں چنیں کہ  $I_{DS} = 0.5 \text{ mA}$  بر قی روپائی جائے۔

$$R_2 = 95.4 \text{ k}\Omega, R_1 = 104.6 \text{ k}\Omega \quad \text{جواب:}$$

سوال 4.25: شکل 4.65 ب میں  $k_p = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = -1.5 \text{V}$  اور  $R_1$  ہیں۔  $R_2$  کو یوں چنیں کہ  $I_{SD} = 5 \text{ V}$  بر قی روپائی جائے۔

$$R_2 = 102.36 \text{ k}\Omega, R_1 = 97.64 \text{ k}\Omega \quad \text{جواب:}$$

سوال 4.26: شکل 4.66 میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

$$V_{GS} = -3.45 \text{ V}, I_{SD} = 52.5 \mu\text{A} \quad \text{جواب:}$$

سوال 4.27: شکل 4.65 اف میں  $R_S = 1.2 \text{ k}\Omega$  اور  $R_D = 5.6 \text{ k}\Omega$ ،  $V_{DD} = 12 \text{ V}$  اور  $R_1 = R_2 = 156.5 \text{ k}\Omega$  ہیں۔ اگر ماسفیٹ کا  $k_n = 0.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1.8 \text{ V}$  ہوں تب  $i_{DS} = 0.8 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر درکار اور  $R_1$  اور  $R_2$  حاصل کریں۔ اور  $R_1$  میں برقی رو  $i_{DS}$  کے پانچ فی صد رکھیں۔

$$\text{جوابات: } R_1 = 156.5 \text{ k}\Omega, R_2 = 143.5 \text{ k}\Omega$$

سوال 4.28: عموماً ایک ہی قسم کے دو عدد ماسفیٹ کے خصوصیات میں فرق ہوتا ہے۔ یوں اگر سوال 4.27 میں ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت  $1.6 \text{ V}$  تا  $2 \text{ V}$  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۔

$$\text{جواب: } 0.735 \text{ mA} \text{ کو } 0.8656 \text{ mA} \text{ دونوں صورتوں میں ماسفیٹ افزائندہ ہے۔}$$

سوال 4.29: شکل 4.65 اف میں  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$  ہیں۔  $R_S$  پر  $0.55 \text{ V}$  برقی دباو پایا جاتا ہے۔  $R_2$  کے متوازی  $1000 \text{ k}\Omega$  نسب کرنے کے بعد  $R_S$  پر  $0.507 \text{ V}$  ناپا جاتا ہے۔ ماسفیٹ کو دونوں صورتوں میں افزائندہ خطے میں تصور کرتے ہوئے  $g_m$  حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } 0.33 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

سوال 4.30: مندرجہ بالا سوال میں ماسفیٹ کا  $k_n$  اور  $V_t$  بھی حاصل کریں۔

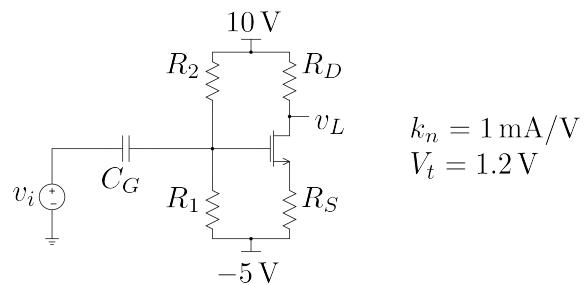
$$\text{جوابات: } V_t = 1.2 \text{ V}, k_n = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

سوال 4.31: شکل 4.64 اف میں  $i_{DS} = 0.1 \text{ mA}$  کی توقع ہے۔ یوں  $v_{DS} = 3 \text{ V}$  ہونی چاہئے۔ اصل قیمت  $2.94 \text{ V}$  ناپا جاتی ہے۔ ماسفیٹ کی ارلی برقی دباو حاصل کریں۔

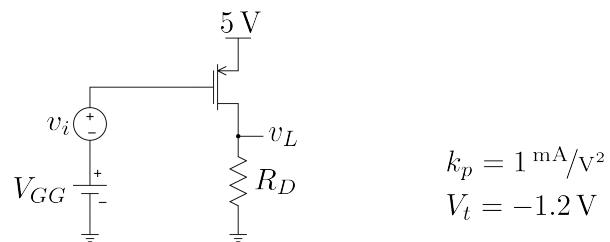
$$\text{جواب: } 100 \text{ V}$$

سوال 4.32: شکل 4.67 کے ایکپلیغاٹر میں  $I_{DS} = 2 \text{ mA}$  اور  $V_{DS} = 5 \text{ V}$  حاصل کرنے کے لئے درکار مزاجمت حاصل کریں۔  $R_D$  کو  $R_S$  کے نو گناہ کھیں اور  $R_1$  میں برقی رو  $I_{DS}$  کے دس فی صد رکھیں۔ ایکپلیغاٹر کا  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  بھی حاصل کریں۔

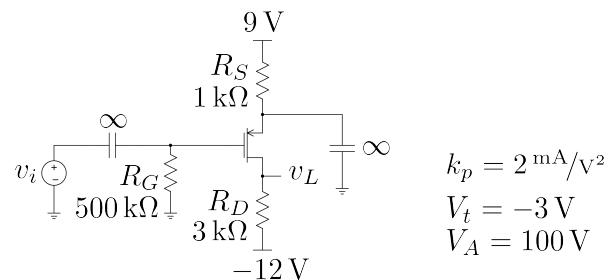
جوابات:  $R_2 = 64 \text{ k}\Omega$  اور  $R_1 = 11 \text{ k}\Omega$ ،  $R_D = 4.5 \text{ k}\Omega$ ،  $R_S = 0.5 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔  $A_v = -2.25 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ،  $g_m = 2 \text{ mS}$



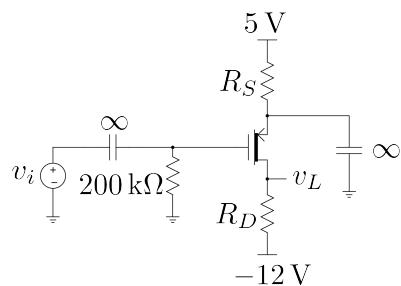
:4.67



:4.68



:4.69



مشکل 4.70:

سوال 4.33: مشکل 4.68 میں  $A_v = -6 \frac{V}{V}$  اور  $V_{SD} = 3V$  حاصل کرنے کی خاطر درکار  $R_D$  اور  $V_{GG}$  حاصل کریں۔  $I_{SD}$  کی قیمت کیا ہو گی؟

جوابات:  $I_{SD} = 0.222 \text{ mA}$  ،  $V_{GG} = 3.133 \text{ V}$  ،  $R_D = 9 \text{ k}\Omega$

سوال 4.34: مشکل 4.69 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  اور  $V_{SD}$  ،  $I_{SD}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $A_v = -10.73 \frac{V}{V}$  اور  $r_o = 25.5 \text{ k}\Omega$  اور  $g_m = 4 \text{ mS}$  ،  $V_{SD} = 2 \text{ V}$  ،  $I_{SD} = 4 \text{ mA}$

سوال 4.35: مشکل 4.70 میں  $V_A = 40 \text{ V}$  اور  $k_p = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = -1.4 \text{ V}$  کی ایسی قیمتیں حاصل کریں جن سے  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  اور  $V_{SD} = 6 \text{ V}$  اور  $I_{SD} = 0.36 \text{ mA}$  حاصل ہوں۔  $V_t$  کی قیمت بھی حاصل کریں۔

جوابات:  $A_v = -22.7 \frac{V}{V}$  اور  $r_o = 128 \text{ k}\Omega$  اور  $R_D = 22 \text{ k}\Omega$  ،  $R_S = 8.333 \text{ k}\Omega$  ہوتے ہیں۔

سوال 4.36: صفحہ 538 پر مشکل 4.58 میں  $R_{S1} = R_{D1} = 16.7 \text{ k}\Omega$  ،  $R_2 = 243 \text{ k}\Omega$  ،  $R_1 = 392 \text{ k}\Omega$  ،  $V_t = 1 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  استعمال کرتے ہوئے دونوں ماسفیٹ کے 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

$$R_{G1} = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

$$k_{n1} = 4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad k_{n2} = 6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

$$V_{f1} = V_{f2} = 1.5 \text{ V}$$

ہیں۔ دوسرے کو اس طرح تجھیق دیں کہ  $V_{DS2} = 8 \text{ V}$  اور  $I_{DS2} = 6 \text{ mA}$ ،  $I_{DS1} = 2 \text{ mA}$  اور جواب استعمال کرتے ہوئے  $A_v = \frac{v_o}{v_i}$  اور  $g_{m2}$  حاصل کریں۔

$$A_v = 1.75 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad , \quad R_{D2} = 818 \Omega \quad , \quad R_{S2} = 1.182 \text{ k}\Omega, \quad R_{S1} = 3.75 \text{ k}\Omega.$$

## الباب 5

### تفرقی ایمپلیفیا ر

#### 5.1 دوجوڑٹرانزسٹر کا تفرقی جوڑا

##### 5.1.1 تفرقی اشارہ کی عدم موجودگی

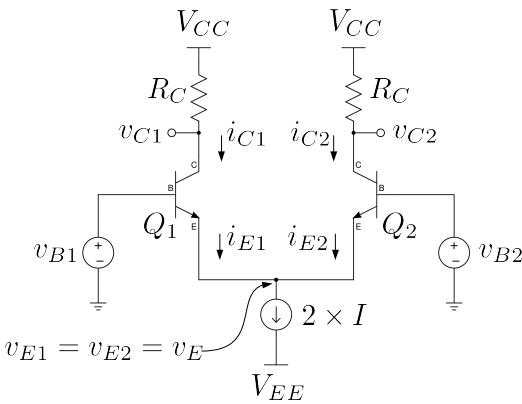
شکل 5.1 میں دو جوڑٹرانزسٹر کا بنیادی تفرقی جوڑا<sup>1</sup> دکھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں دو بالکل یکسان<sup>2</sup> ٹرانزسٹر استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑے کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  افراہنده خطے میں رہیں۔ انہیں افراہنده خطے میں رکھنے کی خاطر تفرقی جوڑے کو  $R_C$  کی مدد سے منج شہت بر قی دباؤ  $V_{CC}$  کے ساتھ جوڑا گیا ہے۔ جیسا کہ اسی باب میں بعد میں دکھایا جائے گا  $R_C$  کی جگہ ٹرانزسٹر بھی استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑے کے دو داخلی اشارات  $v_{B2}$  اور  $v_{B1}$  ہیں جبکہ اس کا عمومی تفرقی خارجی اشارہ  $v_o$  ہے جسے شکل 5.2 میں دکھایا گیا ہے۔ بعض اوقات  $v_{C1}$  یا  $v_{C2}$  کو ہی بطور خارجی اشارہ  $v_o$  لیا جاتا ہے۔

تفرقی جوڑے کے دونوں ٹرانزسٹروں کے ایمپلیفیا کے آپس میں جڑے ہونے کی وجہ سے ان دونوں سروں پر ہر صورت برابر بر قی دباؤ ہو گا (یعنی  $v_{E1} = v_{E2}$  ہو گا)۔ ان برابر بر قی دباؤ کو لکھتے ہوئے زیر نوشت (1 اور 2) (لکھنے بغیر  $v_E$  لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$(5.1) \quad v_{E1} = v_{E2} = v_E$$

---

difference pair<sup>1</sup>  
matched<sup>2</sup>



شکل 5.1: دو جوڑا انزسٹر کے تفرقی جوڑے کی بنیادی ساخت

مزید یہ کہ اس جوڑ پر پیدا کار بر قی رو کی بر قی رو  $i_{E1}$  اور  $i_{E2}$  میں تقسیم ہو گی جس کے لئے کر خوف کے قانون برائے بر قی رو کے تحت لکھا سکتا ہے

$$(5.2) \quad i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$$

تفرقی جوڑے کی کار کردگی پر شکل 5.2 کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں تفرقی جوڑے کے دونوں داخلی سروں پر یک سمتی دباؤ  $V_B$  بطور داخلی اشارات  $v_{B1}$  اور  $v_{B2}$  مہیا کیا گیا ہے۔ یوں  $V_B$  کو بطور مشترکہ برق دباؤ<sup>3</sup> مہیا کیا گیا ہے۔ دور کو دیکھتے ہوئے یہ بات واضح ہے کہ اس کے باہم اور دائیں اطراف بالکل یکسان ہیں۔ یوں دونوں اطراف میں برابر بر قی رو پائی جائے گی (یعنی  $i_{E1} = i_{E2}$ )۔ ایسی صورت میں مساوات 5.2 سے حاصل ہوتا ہے اور یوں  $i_{E1} = i_{E2} = I$  ہو گا۔ لہذا  $i_{C1} = i_{C2} = \alpha I$

$$v_{C1} = V_{CC} - i_{C1}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C$$

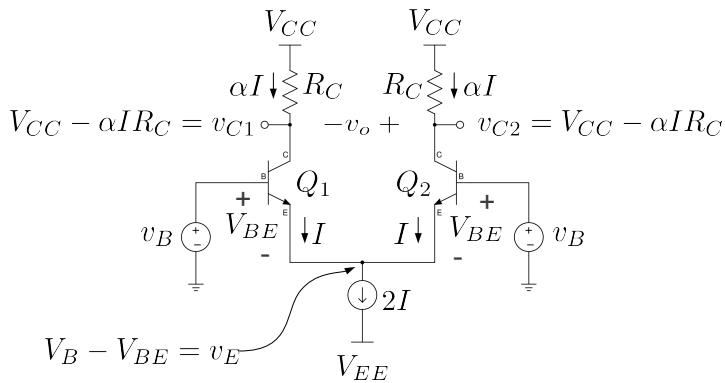
$$v_{C2} = V_{CC} - i_{C2}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C$$

اس صورت میں

$$(5.3) \quad v_o = v_{C2} - v_{C1} = 0$$

ہو گا۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے جس کے تحت اگر تفرقی جوڑے کے دونوں مداخل پر برابر بر قی دباؤ مہیا کیا جائے تو یہ صفر ولٹ خارج کرے گا۔ اس حقیقت کو یوں بہتر بیان کیا جا سکتا ہے کہ تفرقی جوڑا مشترکہ برق دباؤ

<sup>3</sup> common mode voltage



شکل 5.2: دونوں مداخل پر برابر تی دباؤ کی صورت

کو رد کرتا ہے۔ تفرق برق اشارہ  $v_d$  کو یوں بیان کیا جاتا ہے

$$(5.4) \quad v_d = v_{B1} - v_{B2}$$

جبکہ مشترکہ برق دباؤ  $v_{CM}$  کو یوں بیان کیا جاتا ہے

$$(5.5) \quad v_{CM} = \frac{v_{B1} + v_{B2}}{2}$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ  $v_d$  حسابی ایکپلیغاڑ کا تفرق برق دباؤ ہی ہے۔ اسی طرح  $v_{B1}$  حسابی ایکپلیغاڑ کا ثبت مداخل جبکہ  $v_{B2}$  اس کا منفی مداخل ہے۔

### مثال 5.1: شکل 5.2 میں

$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & V_{EE} = -15 \text{ V} \\ V_B = 3 \text{ V} & R_C = 3.9 \text{ k}\Omega \\ I = 2 \text{ mA} & \alpha = 0.99 \end{array}$$

ہیں۔ تفرقی جوڑی کے تمام برقی دباؤ اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: منع رو  $2 \times I = 4 \text{ mA}$  رو پیدا کرتی ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے بیس سرے برابر برقی دباؤ یعنی  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  پر بیس لہذا  $v_E = 3 - 0.7 = 2.3 \text{ V}$

$$v_E = 3 - 0.7 = 2.3 \text{ V}$$

ہو گا اور

$$i_{E1} = i_{E2} = \frac{4 \text{ mA}}{2} = 2 \text{ mA}$$

اور یوں

$$i_{C1} = i_{C2} = \alpha \times 2 \text{ mA} = 0.99 \times 2 \text{ mA} = 1.98 \text{ mA}$$

$$v_{C1} = v_{C2} = 15 - 1.98 \times 10^{-3} \times 3.9 \times 10^3 = 7.3 \text{ V}$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = 7.3 - 7.3 = 0 \text{ V}$$

یہاں منع رو کے سروں پر  $2.3 \text{ V}$  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 گلکش سروں پر  $7.3 \text{ V}$  ہونے سے ان کے بیس۔ گلکش جوڑاٹ مائل ہیں۔ یوں یہ افزائندہ خطے میں بیس جو کہ تفرقی جوڑے کے صحیح کارکردگی کے لئے ضروری ہے۔

مثال 5.2: مثال 5.1 میں مشترکہ برقی دباؤ کی وہ حد معلوم کریں جس پر ٹرانزسٹر غیر-افزاں نہ خطے میں داخل ہو جائیں گے۔

حل: اس مثال میں ہم نے دیکھا کہ مشترکہ مشترکہ برقی دباؤ میا کرنے سے دونوں ٹرانزسٹروں میں برابر برقی رو کا گزر ہوتا ہے اور ان کے گلکش سروں پر  $7.3 \text{ V}$  پایا جاتا ہے۔ اگر بیس۔ گلکش جوڑ پر سیدھی رُخ چالو کردہ برق دباؤ یعنی  $0.5 \text{ V}$  پایا جائے تو ٹرانزسٹر غیر-افزاں نہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر اس وقت تک افزائندہ رہیں گے جب تک ان کے بیس سروں پر تقریباً  $(7.3 + 0.5 = 7.8 \text{ V})$  یا اس سے کم مشترکہ برق دباؤ پائی جائے یعنی

$$v_{CM} \leq 7.8 \text{ V}$$

## 5.1.2 تفریقی اشارہ موجود

اعین تفریقی برقی اشارہ کو صفر ولٹ سے بڑھا کر تفریقی جوڑے کی کارکردگی دیکھیں۔ شکل 5.3 الف میں  $v_{B2}$  کو برقی 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 تفریقی جوڑے کے دو اطراف یہ میں صورت نہیں رہتے۔ اگر دونوں مداخل پر صفر ولٹ دے جاتے تو

$$v_{BE1} = v_{BE2} = 0.7 \text{ V}$$

$$v_E = v_B - v_{BE} = 0 - 0.7 = -0.7 \text{ V}$$

ہوتے۔ ایک مداخل مثلاً  $v_{B2}$  کو صفر ولٹ پر رکھتے ہوئے اگر  $v_{B1}$  پر برقی دباؤ بڑھایا جائے تو آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $Q_1$  کا بیس-کلکٹر جوڑ سیدھے مائل ہو گا اور

$$v_E = v_{B1} - v_{BE1}$$

رہے گا۔ اس طرح اگر  $v_{B1} = 0.9 \text{ V}$  کر دیا جائے تو

$$v_E = 0.9 - 0.7 = 0.2 \text{ V}$$

ہو گا اور یوں  $Q_2$  کے بیس-کلکٹر جوڑ پر

$$v_{BE2} = v_{B2} - v_E = 0 - 0.2 = -0.2 \text{ V}$$

برقی دباؤ ہو گا جو اسے منقطع رکھے گا۔ منقطع ترانزسٹر میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں لہذا تمام کا تمام  $I \times 2$  برقی رو ترانزسٹر  $Q_1$  کو منتقل ہو جائے گی یعنی

$$i_{E1} = 2I$$

$$i_{E2} = 0$$

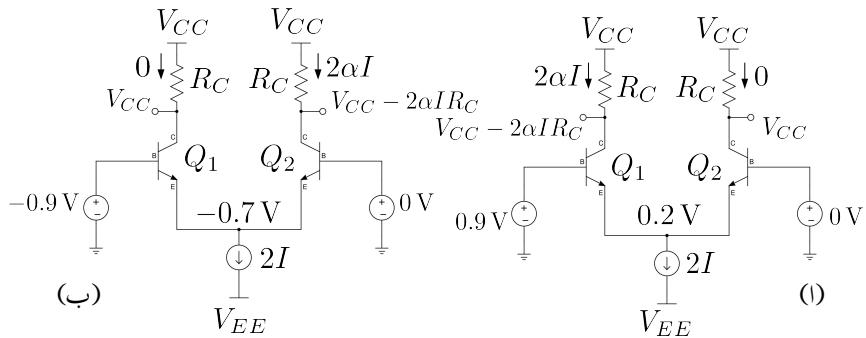
یوں

$$v_{C1} = V_{CC} - 2\alpha IR_C$$

$$v_{C2} = V_{CC}$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha IR_C$$

ہوں گے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں تفریقی اشارہ کے موجودگی میں خارجی برقی دباؤ  $v_o$  کی قیمت صفر ولٹ نہیں رہتی۔ حقیقت میں تفریقی جوڑ انہیلت کم داخلی تفریقی برقی دباؤ پر ہی تمام کی تمام برقی رو ( $(\text{یعنی } I \times 2)$ ) کو ایک ترانزسٹر منتقل کر کے  $+2\alpha IR_C$  برقی دباؤ خارج کر دے گا جس کے بعد تفریقی دباؤ مزید بڑھانے سے خارجی برقی دباؤ  $v_o$

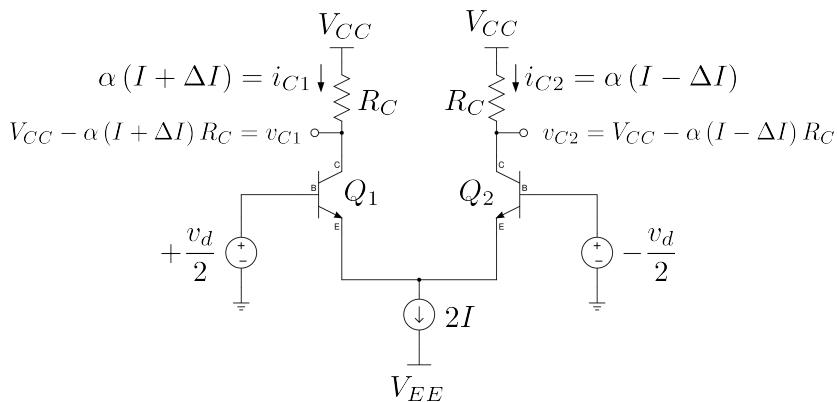


شکل 5.3: تفرقی اشارہ کے موجودگی میں تفرقی جوڑے کی کارکردگی

میں مزید تبدیلی ممکن نہیں۔ تفرقی جوڑے کے دونوں دخول صفر ولٹ ہونے کی صورت میں  $v_E = -0.7 \text{ V}$  ہوتا ہے۔ اب اگر  $v_{B1} = -0.9 \text{ V}$  رکھتے ہوئے  $v_{B2} = 0 \text{ V}$  کر دیا جائے تو  $Q_2$  کا بیس-ٹرانزسٹر جوڑ سیدھا مائل ہو جائے گا لہذا  $v_E = -0.7 \text{ V}$  ہو گا۔ یوں  $Q_1$  کے بیس سرے پر  $-0.9 \text{ V}$ ۔ جبکہ اس کے ایٹر 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  $I \times 2$ ) ٹرانزسٹر  $Q_2$  کو منتقل ہو جائے گی۔ اس طرح

$$\begin{aligned} i_{E1} &= 0 \\ i_{E2} &= 2I \\ v_{C1} &= V_{CC} \\ v_{C2} &= V_{CC} - 2\alpha I R_C \\ v_o &= v_{C2} - v_{C1} = -2\alpha I R_C \end{aligned}$$

ہوں گے۔ شکل 5.3 الف میں ہم نے دیکھا کہ  $v_d = v_{B1} - v_{B2} = 0.9 \text{ V}$  کی صورت میں تفرقی جوڑا تمام کی تمام برقی رو (یعنی  $I \times 2$ ) کو ایک ٹرانزسٹر میں منتقل کر چکا ہوتا ہے اور یوں یہ  $v_o = +2\alpha I R_C$  خارج کرتا ہے جبکہ شکل ب میں  $v_d = -0.9 \text{ V}$  ہیں اور تفرقی جوڑا تمام کی تمام برقی رو کو دوسرا ٹرانزسٹر میں منتقل کر کے  $v_o = -2\alpha I R_C$  خارج کرتا ہے۔



شکل 5.4: باریک تفرقی اشارے پر صورت حال

## 5.2 باریک داخلی تفرقی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی بنیادی کارکردگی

کرخوف کے قانون برائے برقی روکے تحت  $i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$  رہے گا۔ اب تصور کریں کہ تفرقی جوڑے کو باریک تفرقی اشارہ  $v_d$  مہیا کیا جاتا ہے۔ باریک تفرقی اشارہ سے مراد اتنی  $v_d$  ہے جس سے تمام برقی رو  $2 \times I$  کی ایک ٹرانزسٹر میں منتقل نہ ہو۔ جیسا شکل 5.4 میں دکھایا گیا ہے، ہم اس صورت کو یوں بیان کر سکتے ہیں کہ  $+ \frac{v_d}{2}$  اشارہ بطور  $v_{B1}$  اور  $- \frac{v_d}{2}$  اشارہ بطور  $v_{B2}$  مہیا کیا جاتا ہے یعنی

$$v_{B1} = + \frac{v_d}{2}$$

$$v_{B2} = - \frac{v_d}{2}$$

اگر  $v_{B1}$  اور  $v_{B2}$  دونوں پر صفر ولٹ دئے جاتے تب  $i_{E1} = i_{E2} = I$  ہوتا۔ اب جب  $v_{B1}$  کو بہکتا ہے اور  $v_{B2}$  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 تفرقی جوڑے کے ایک ٹرانزسٹر کی برقی رو میں جتنا بھی اضافہ (یا کمی) پیدا ہو، دوسرے ٹرانزسٹر میں اتنی ہی کمی (یا اضافہ) پیدا ہوتا ہے۔

### 5.3 وسیع داخلی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی کارکردگی

اس حصہ میں تفرقی جوڑے پر تفصیلی غور کیا جائے گا۔  $Q_1$  کے بیس سرے پر  $v_{B1}$  جبکہ اس کے اینٹر سرے پر  $v_{E1}$  برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے اینٹر سرے آپس میں جڑے ہیں لہذا  $v_{E2} = v_E$  ہو گا۔ یوں اینٹر سرے کے برقی دباؤ کو  $v_{E1}$  اور  $v_{E2}$  لکھنے کے بجائے  $v_E$  لکھ سکتے ہیں۔ اس طرح

$$(5.6) \quad v_{BE1} = v_{B1} - v_{E1} = v_{B1} - v_E$$

ہو گا۔ اسی طرح  $Q_2$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.7) \quad v_{BE2} = v_{B2} - v_{E2} = v_{B2} - v_E$$

ان برقی دباؤ کو استعمال کر کے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.8) \quad i_{C1} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} = I_S e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}}$$

$$(5.9) \quad i_{C2} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} = I_S e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}}$$

یوں

$$(5.10) \quad i_{E1} = \frac{i_{C1}}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}}$$

$$(5.11) \quad i_{E2} = \frac{i_{C2}}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}}$$

ان مساوات میں  $v_{B1}$  اور  $v_{B2}$  داخلی اشارات ہیں جنہیں آزاد متغیرات تصور کیا جائے جبکہ  $i_{E1}$  اور  $i_{E2}$  تابع متغیرات ہیں جن کا حصول درکار ہے۔ آئیں انہیں حاصل کریں۔ پہلے قدم میں مساوات 5.11 کو مساوات 5.10 سے تقسیم کر کے  $v_E$  سے چھکارا حاصل کیا جاتا ہے۔

$$(5.12) \quad \frac{i_{E2}}{i_{E1}} = \frac{\left( \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}} \right)}{\left( \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}} \right)} = e^{\left( \frac{v_{B2}-v_{B1}}{V_T} \right)} = e^{-\frac{v_d}{V_T}}$$

جہاں  $v_d$  کو لکھا گیا ہے۔ دونوں جانب ایک (1) جمع کرتے ہیں

$$(5.13) \quad \frac{i_{E2}}{i_{E1}} + 1 = 1 + e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

$$(5.14) \quad \frac{i_{E2} + i_{E1}}{i_{E1}} = 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}$$

چونکہ  $I$  ہوتا ہے لہذا اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$(5.15) \quad \frac{2 \times I}{i_{E1}} = 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}$$

اسے الٹا کرنے سے تابع متغیرہ  $i_{E1}$  حاصل ہوتا ہے

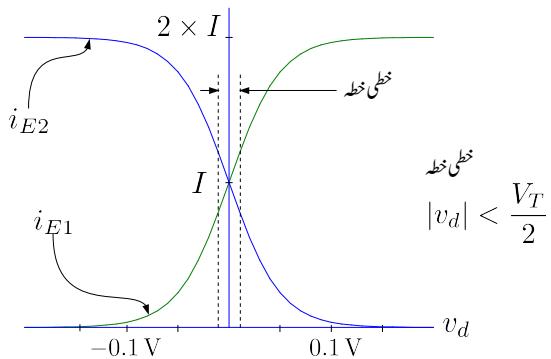
$$(5.16) \quad \begin{aligned} \left( \frac{2 \times I}{i_{E1}} \right)^{-1} &= \left( 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)^{-1} \\ \frac{i_{E1}}{2 \times I} &= \frac{1}{\left( 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)} \end{aligned}$$

یعنی

$$(5.17) \quad i_{E1} = \frac{2 \times I}{\left( 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)}$$

اگر ہم مساوات 5.10 کو مساوات 5.11 سے تقسیم کرتے تو مندرجہ ذیل مساوات حاصل ہوتا۔

$$(5.18) \quad i_{E2} = \frac{2 \times I}{\left( 1 + e^{+\frac{v_d}{V_T}} \right)}$$



مکمل 5.5: تفرقی جوڑے کے بظ

مساوات 5.17 اور مساوات 5.18 میں کھینچے گئے ہیں۔

مثال 5.3: صفر وولٹ تفرقی اشارہ یعنی  $v_d = 0$  پر  $i_{E1}$  اور  $i_{E2}$  حاصل کریں۔

حل: مساوات 5.17 سے حاصل ہوتا ہے

$$i_{E1} = \frac{2 \times I}{1 + e^{-\frac{0}{V_T}}} = \frac{2 \times I}{1 + e^0} = \frac{2 \times I}{1 + 1} = I$$

اسی طرح مساوات 5.18 سے حاصل ہوتا ہے

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{+\frac{0}{V_T}}} = \frac{2 \times I}{1 + e^0} = \frac{2 \times I}{1 + 1} = I$$

مثال 5.4: مندرجہ ذیل تفرقی برقی اشارات پر  $i_{E2}$  حاصل کریں۔

.1

$$v_d = -0.15 \text{ V}$$

.2

$$v_d = -0.1 \text{ V}$$

.3

$$v_d = 0.1 \text{ V}$$

.4

$$v_d = 0.15 \text{ V}$$

حل: مساوات ۵.۱۸ کے تحت

.1

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{-0.15}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 0.0024788} \approx 2 \times I$$

.2

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{-0.1}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 0.018316} = 0.982 \times 2 \times I$$

.3

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{+0.1}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 54.598} = 0.018 \times 2 \times I$$

.4

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{+0.15}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 403.41} = 0.00247 \times 2 \times I \approx 0$$

مثال 5.3 سے صاف ظاہر ہے کہ تفرقی اشارہ کے عدم موجودگی میں دونوں ٹرانزسٹر میں برابر برقی رو پائی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ ان برقی رو پر مشتملہ اشارہ  $v_{CM}$  کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں۔

مثال 5.4 میں  $v_d = -0.1 \text{ V}$  پر 98.2 فیصد برقی رو  $Q_2$  سے گزرتی ہے جبکہ  $v_d = 0.1 \text{ V}$  پر صرف 1.8 فیصد اس میں سے گزرتی ہے۔ اس سے یہ بات واضح ہوتی ہے کہ تفرقی اشارہ میں باریک تبدیلی سے تفرقی جوڑے میں برقی رو کی تقسیم بہت زیادہ متاثر ہوتی ہے۔

تفرقی جوڑے میں برقی رو کو ایک ٹرانزسٹر سے دوسرا ٹرانزسٹر میں منتقل کرنے کی خاطر نہایت کم داخلی تفرقی برقی دباؤ درکار ہوتا ہے۔ مزید یہ کہ اس تمام عمل میں تفرقی جوڑے کے دونوں ٹرانزسٹر افراہندہ حال رہتے ہیں۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپیٹر جوڑ پر اندر ورنی کپیسٹر  $C_{b'e}$  اور بیس-کلکٹر جوڑ پر اندر ورنی کپیسٹر  $C_{be}$  پائے جاتے ہیں۔ غیر-افراہندہ ٹرانزسٹر میں ان کپیسٹروں کے مجموعہ کی قیمت، افراہندہ ٹرانزسٹر کے نسبت، زیادہ ہوتی ہے۔ ان کپیسٹروں میں بار بھرنا یا ان سے بار کے نکاسی کے لئے وقت درکار ہوتا ہے۔ اس درکار وقت کا دار و مدار کل کپیسٹر کی قیمت اور ان دو مختلف برقی دباؤ (جن کے مابین اس میں بار بھرا جائے یا بار کی نکاسی کی جائے) پر ہوتا ہے۔

تفرقی جوڑا چونکہ ہر صورت افراہندہ رہتا ہے لہذا اس کے کپیسٹر کی قیمت کم ترین رہتی ہے اور چونکہ اسے چلانے کی خاطر درکار تفرقی اشارہ  $v_d$  کے دو حدود قریب قریب ہیں لہذا اسے استعمال کرتے ہوئے نہایت تیز رفتار ادوار تخلیق دینا ممکن ہوتا ہے۔ یہی وجہ ہے کہ تیز ترین عددی برقيات (مثلاً اینٹر جیزا منطق<sup>5</sup>) میں بالخصوص اور دیگر تیز ترین برقيات میں بالعموم تفرقی جوڑا ہی استعمال ہوتا ہے۔

اس حصہ میں ہم تفرقی جوڑے کو بطور ایمپلینگ استعمال کریں گے۔ شکل 5.5 کو دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ دونوں دارکلکٹریوں کے درمیان داخلی اشارہ  $v_d$  اور برقی رو  $i_{E1}$  (یا  $i_{E2}$ ) کے مابین خطی تعلق پایا جاتا ہے یعنی اس خطے میں  $v_d$  جتنے گناہ بڑھایا یا گھٹایا جائے  $i_{E1}$  (یا  $i_{E2}$ ) میں اتنے گناہ کی ہی تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ خطی تعلق کا خطہ تقریباً

$$(5.19) \quad |v_d| < \frac{V_T}{2}$$

پر پایا جاتا ہے۔ آئیں اس خطے پر مزید غور کریں۔

## 5.4 باریک اشارہ پر تفرقی جوڑے کے کارکردگی پر تفصیلی غور

### 5.4.1 باریک اشاراتی مساوات

مساوات 5.17 اور مساوات 5.18 قطعی مساوات ہیں جن سے تفرقی جوڑے میں برقی روکی تقسیم حاصل کی جاسکتی ہے۔ اگر ہم ڈکھل 5.5 میں دکھائے خطی خطے کی بات کریں تو اس خطے میں برقی روکی تقسیم کو نہایت سادہ اور خطی مساوات سے بھی حاصل کیا جا سکتا ہے۔ اس حصہ میں ان مساوات کو حاصل کرتے ہیں۔

مساوات 5.17 کو بہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$(5.20) \quad i_{E1} = \frac{2 \times I}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}}$$

اس مساوات کو  $e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}$  سے ضرب اور تقسیم کرتے ہیں۔

$$(5.21) \quad i_{E1} = \left( \frac{2I}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}} \right) \left( \frac{e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}{e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}} \right) = \frac{2I e^{\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}{e^{+\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}} + e^{-\frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}}}$$

آپ جانتے ہیں کہ باریک  $x$  کی صورت میں  $e^{+x}$  اور  $e^{-x}$  کے مکالرن تسلسل<sup>6</sup> یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$e^{+x} = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots$$

$$e^{-x} = 1 - x + \frac{x^2}{2!} - \frac{x^3}{3!} + \dots$$

چونکہ خطی خطے میں  $|v_d| < \frac{V_T}{2}$  ہے لہذا  $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$  اور  $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$  کے مکالرن تسلسل میں پہلے چند جزو کو چھوڑ کر بقايا تمام اجزاء کے قیties نہایت کم ہوں گی۔ مساوات 5.21 میں  $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$  اور  $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$  کے مکالرن تسلسل پر

---

Maclaurin series<sup>6</sup>

کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 i_{E1} &= 2I \frac{1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right) + \left(1 - \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right)} \\
 (5.22) \quad &\approx 2I \frac{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} \dots\right)}{2} \\
 &= I \left(1 + \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T}\right) \\
 &= I + \frac{I}{2} \frac{v_d}{V_T}
 \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر تسلسل کے صرف پہلے دو جزو رکھے گئے۔ یہ سادہ خطی مساوات ہے جس کی تلاش تھی۔ اس کو یوں لکھتے ہیں۔

$$(5.23) \quad i_{E1} = I + \frac{I}{V_T} \frac{v_d}{2}$$

اسی طرح اگر  $i_{E2}$  کی سادہ خطی مساوات حاصل کی جائے تو وہ مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$(5.24) \quad i_{E2} = I - \frac{I}{V_T} \frac{v_d}{2}$$

ان نتائج سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}
 (5.25) \quad i_{C1} &= \alpha i_{E1} = \alpha I + \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\
 i_{C2} &= \alpha i_{E2} = \alpha I - \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2}
 \end{aligned}$$

تفرقی اشارہ کے عدم موجودگی، یعنی  $v_d = 0$ ، کی صورت میں  $i_{E1} = i_{E2} = I$  ہی حاصل ہوتے ہیں جو کہ ان ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی پر برقرار رہے اور  $I_{EQ1}$  اور  $I_{EQ2}$  ہیں۔ اسی طرح  $v_d = 0$  کی صورت میں مساوات 5.25 سے  $i_{C1} = \alpha I$  اور  $i_{C2} = \alpha I$  حاصل ہوتا ہے جو نقطہ کار کردگی پر کلکٹر برقرار رہے ہیں جنہیں  $I_{CQ}$  یا صرف  $I_C$  لکھا جا سکتا ہے۔ تفرقی اشارہ کے موجودگی میں مساوات 5.25 میں یک سمتی روکے علاوہ بدلتی روکی جائے گی۔

پائی جاتی ہے۔ یوں انہیں

$$(5.26) \quad \begin{aligned} i_{C1} &= I_C + \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\ &= I_C + i_c \\ i_{C2} &= I_C - \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} \\ &= I_C - i_c \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں  $i_c$  بدلتی برقی رویعنی

$$(5.27) \quad i_c = \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2} = \left( \frac{I_C}{V_T} \right) \frac{v_d}{2}$$

ہے۔ آپ صفحہ 325 پر دئے گئے مساوات 3.174 کی مدد سے جانتے ہیں کہ  $\frac{I_C}{V_T} = g_m$  دراصل ہے لہذا سے مزید اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.28) \quad i_c = g_m \frac{v_d}{2}$$

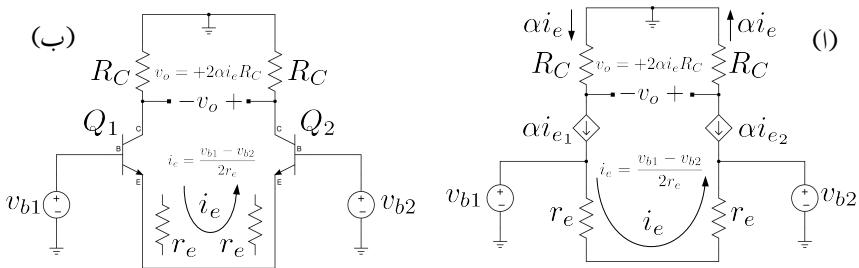
اس طرح مساوات 5.25 کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.29) \quad \begin{aligned} i_{C1} &= I_C + g_m \frac{v_d}{2} \\ i_{C2} &= I_C - g_m \frac{v_d}{2} \end{aligned}$$

یہاں رک کر شکل 5.4 میں دکھائے  $i_{C1}$  اور  $i_{C2}$  کا مساوات 5.25 میں حاصل کئے گئے قیمتوں کے ساتھ موازنہ کریں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\alpha \Delta I = \frac{\alpha I}{V_T} \frac{v_d}{2}$  ہے۔ باریک داخلی اشارے پر مساوات 5.28 کی مدد سے تفرقی جوڑے میں برقی رو  $i_c$  حاصل کی جا سکتی ہے۔ یہ ایک اہم نتیجہ ہے جس پر اگلے حصے میں تبصرہ کیا جائے گا۔

#### 5.4.2 برقی رو کا حصول بذریعہ ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ

گزشتہ حصہ میں مساوات 5.28 حاصل کی گئی جس کے مدد سے تفرقی جوڑے میں برقی رو  $i_c$  حاصل کی جا سکتی ہے۔ آئیں اسی مساوات کو انتہائی سادہ طریقہ سے حاصل کریں۔ شکل 5.6 ب میں تفرقی جوڑے کا مساوی بدلتی رو



شکل 5.6: تفرقی بر قی ردو کا حصول بذریعہ ریاضی نمونہ

شکل دکھایا گیا ہے جہاں تمام یک سمتی منج بر قی دباو کو قصر دور اور تمام یک سمتی منج بر قی رو کو کھلے سرے کیا گیا ہے۔ شکل 5.6 الف میں ٹرانزسٹر کے ٹی-ریاضی نمونہ استعمال کر کے اسی کا مساوی دور بنایا گیا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ

$$(5.30) \quad i_e = \frac{v_{b1} - v_{b2}}{2r_e} = \frac{v_d}{2r_e}$$

ہو گا جہاں  $v_d = v_{b1} - v_{b2}$  کو لکھا گیا ہے۔ یوں  $i_{e1} = i_e$  جبکہ  $i_{e2} = -i_e$  کے برابر ہو گا۔ صفحہ 329 پر مساوات 3.192 کے تحت  $r_e = \frac{\alpha}{g_m}$  کے برابر ہے۔ یوں اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.31) \quad i_e = \frac{g_m v_d}{\alpha} \frac{1}{2}$$

اور یوں

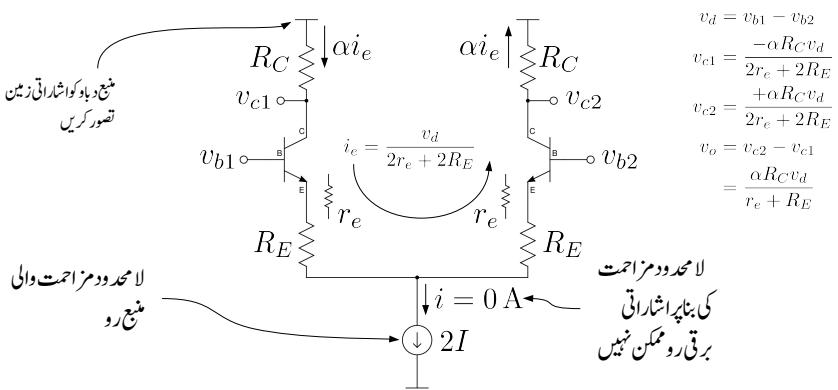
$$(5.32) \quad i_c = \alpha i_e = g_m \frac{v_d}{2}$$

اس طرح نہیات آسانی سے اس مساوات کو حاصل کیا گیا۔

یہ مساوات حاصل کرتے وقت ریاضی نمونہ بنانا ضروری نہیں۔ شکل 5.6 ب میں ایمپر سرے کے مزاحمت  $r_e$  کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب دکھایا گیا ہے۔ یہ ایک تصوراتی شکل ہے جسے دیکھ کر آپ مساوت لکھ سکتے ہیں۔

ان دونوں اشکال کو دیکھ کر خارجی بر قی دباو  $v_o$  حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$(5.33) \quad v_o = +i_c \times 2 \times R_C = +g_m R_C v_d$$



شکل 5.7: اشاراتی برقی رو کے سادہ طریقہ کی ایک اور مثال

اس مساوات سے تفرق افراش برق دباؤ  $A_d = \frac{v_o}{v_d}$  حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$(5.34) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = +g_m R_C$$

موجودہ طریقے کی افادیت دیکھنے کی خاطر شکل 5.7 میں دکھائے تفرقی ایکسپلیغاٹر پر غور کریں جہاں ٹرانزسٹر کے ایمیٹر سرے پر یہ ورنی مزاحمت  $R_E$  نسب کئے گئے ہیں۔ اس دور کو دیکھ کر ہی ہم لکھ سکتے ہیں۔

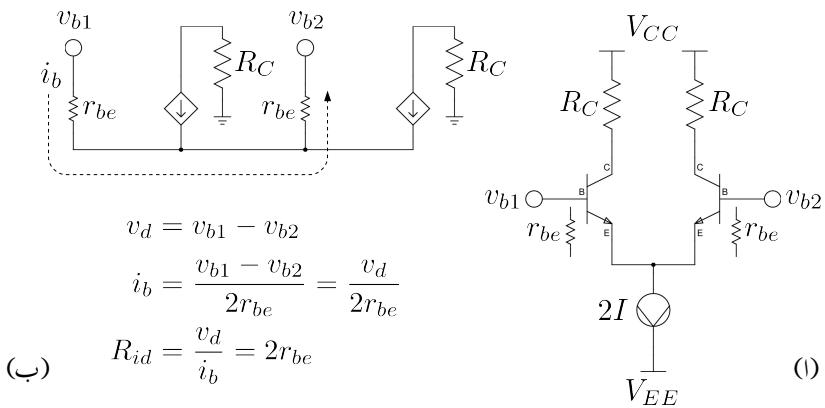
$$i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

اس مساوات سے تفرق افراش برق دباؤ حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.35) \quad \begin{aligned} i_c &= \alpha i_e = \frac{\alpha v_d}{2r_e + 2R_E} \\ v_o &= +2i_c R_C = +\frac{\alpha v_d R_C}{r_e + R_E} \\ A_d &= \frac{v_o}{v_d} = +\frac{\alpha R_C}{r_e + R_E} \approx +\frac{R_C}{r_e + R_E} \end{aligned}$$

یاد رہے کہ اشاراتی تجزیہ کرتے وقت یہ سمیتی برقی دباؤ کو قصر دور جبکہ یہ سمیتی برقی رو کو آزاد سرے کر دیا جاتا ہے۔

differential voltage gain<sup>7</sup>



شکل 5.8: تفرقی جوڑے کی داخلی تفرقی مزاحمت

## 5.4.3 داخلی تفرقی مزاحمت

تفرقی جوڑے میں دونوں ٹرانزسٹر کے  $\pi$  ریاضی نمونہ استعمال کرتے شکل 5.8 ب حاصل ہوتا ہے جس سے اس کی داخلی برقی رو  $i_b$

$$(5.36) \quad i_b = \frac{v_{b1} - v_{b2}}{2r_{be}} = \frac{v_d}{2r_{be}}$$

اور اس سے تفرقی جوڑے کا داخلی تفرقی مزاحمت<sup>8</sup> یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.37) \quad R_{id} = \frac{v_d}{i_b} = 2r_{be}$$

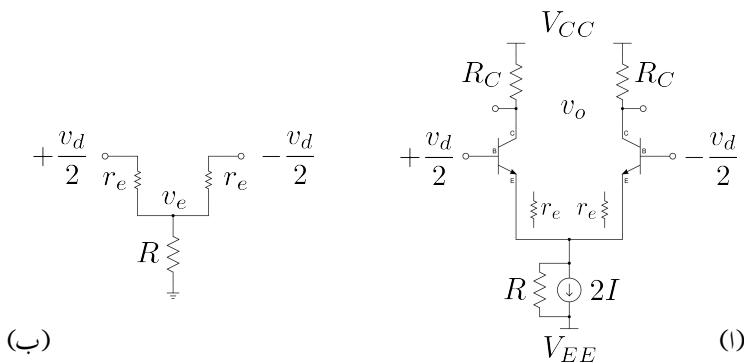
یہی دو جوابات مکمل ریاضی نمونہ بنانے کے بغیر بھی حاصل کئے جاسکتے ہیں جیسے شکل 5.8 میں دکھایا گیا ہے جہاں دونوں ٹرانزسٹر کے داخلی مزاحمت  $r_{be}$  کو ان کے داخلی جانب دکھا کر واضح کیا گیا ہے۔

اسی طریقے کو شکل 5.7 میں دکھائے تفرقی جوڑے کے لئے استعمال کرتے ہیں۔ چونکہ اس شکل میں

$$(5.38) \quad i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

---

differential input resistance<sup>8</sup>



شكل 5.9: باریک اشاراتی مزاحمت کو زیر نظر رکھتے ہوئے داخلی تفرقی مزاحمت

سے لہذا

$$(5.39) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{1}{\beta + 1} \left( \frac{v_d}{2r_e + 2R_E} \right)$$

ہو گا جس سے داخلی تفرقی مزاحمت پوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.40) \quad R_{id} = \frac{v_d}{i_h} = (\beta + 1) (2r_e + 2R_E)$$

اب تک ہم تصور کرتے رہے ہیں کہ تفرقی ایکٹلیفائر میں استعمال کئے جانے والے یک سمتی منبع روکی اندروونی مزاحمت لامحدود ہوتی ہے۔ حقیقت میں پائے جانے والے یک سمتی منبع روکی اندروونی مزاحمت نہیات زیادہ مگر محدود ہوتی ہے۔ شکل 5.9 اف میں یک سمتی منبع روکا مساوی نارش دور<sup>9</sup> استعمال کرتے ہوئے اس کے اندروونی باریک اشاراتی مزاحمت R کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ٹرانزیستر کا اندروونی مزاحمت  $r_e$  کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب فرضی طور دکھایا گیا ہے۔ شکل 5.9 ب میں اس ایکٹلیفائر کے داخلی جانب کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزیستروں کے لیکھت سرے کا بر قی دباؤ<sup>10</sup> حاصل کرنے کی خاطر اس جوڑ پر کرخوف کا قانون برائے بر قی رونا فذ کرتے ہیں۔

$$(5.41) \quad \frac{v_e - \frac{v_d}{2}}{r_e} + \frac{v_e + \frac{v_d}{2}}{r_e} + \frac{v_e}{R} = 0$$

Norton equivalent<sup>9</sup>

اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.42) \quad v_e = 0$$

اس نتیجے کے مطابق باریک تفرقی اشارہ  $v_d$  کا  $v_e$  پر کوئی اثر نہیں ہوتا اور  $v_e$  ہر وقت صفر وولٹ یعنی برتنی زمین پر رہتا ہے۔ اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے شکل 5.9 الف کا (باریک تفرقی اشارہ کے لئے) مساوی سادہ دور شکل 5.10 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں تفرقی ایکلیفیئر کو دو عدد مشترک۔ ایک ایکلیفیئر تصور کرنا دکھایا گیا ہے جہاں باسیں ہاتھ کے ایکلیفیئر کا داخلی اشارہ  $v_{c1} = \frac{v_d}{2}$  اور اس کا خارجی اشارہ  $v_{c2} = \frac{v_d}{2}$  ہے جبکہ دائیں ایکلیفیئر کا داخلی اشارہ  $v_{c2} = \frac{v_d}{2}$  اور اس کا خارجی اشارہ  $v_{c1} = \frac{v_d}{2}$  ہے۔ شکل ب میں باسیں ہاتھ کے ایکلیفیئر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر کے اندر وہی خارجی مزاحمت  $r_o$  کے اثر کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونہ سے آدھے دور کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت  $r_{be}$  کے برابر حاصل ہوتا ہے۔ تفرقی ایکلیفیئر کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت اس کا دو گناہو گا یعنی

$$(5.43) \quad R_{id} = 2r_{be}$$

اگر  $v_o$  کو  $v_{c1}$  اور  $v_{c2}$  کے مابین لیا جائے تب تفرقی افزائش برتنی دباؤ

$$(5.44) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m (R_C \parallel r_o)$$

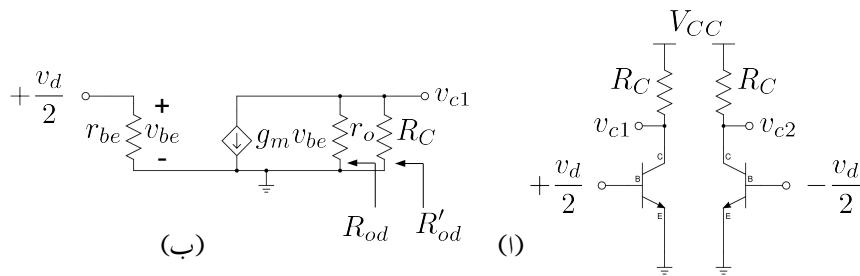
حاصل ہوتا ہے۔ عموماً  $r_o$  کی قیمت  $R_C$  کے قیمت سے بہت زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.45) \quad A_{d\text{پوری}} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m R_C = \frac{R_C}{r_e}$$

اس کے برعکس اگر  $v_o$  کو  $v_{c1}$  (یا  $v_{c2}$ ) سے حاصل کیا جائے تب تفرقی افزائش برتنی دباؤ یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.46) \quad A_{d\text{آئمی}} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c1}}{v_d} = -\frac{R_C}{2r_e}$$

شکل 5.10 ب میں آدھے ایکلیفیئر کے خارجی تفرقی مزاحمت  $R_{od}$  اور  $R'_{od}$  دکھائے گئے ہیں۔ وہ مزاحمت ہے جس میں  $R_C$  کے اثر کو شامل نہیں کیا گیا یعنی اس میں  $R_C$  کو لا محدود تصور کرتے دور کا مزاحمت حاصل کیا گیا ہے۔ ہم کہتے ہیں کہ یہ مزاحمت  $R_C$  سے پہلا کام مزاحمت ہے۔  $R_{od}$  کی قیمت  $r_o$  ہے۔ آدھے ایکلیفیئر کا وہ خارجی تفرقی مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے اندر وہی مزاحمت  $r_o$  اور اس کے ساتھ منسلک ہیرونی مزاحمت  $R_C$  دونوں کے اثر کو شامل کرتا ہے۔ اس کی قیمت  $(r_o \parallel R_C)$  ہے۔



شکل 5.10: تفرقی ایمپلینیٹر بطور دو عدد ایمپلینیٹر

#### 5.4.4 داخلی مشترکہ مزاحمت اور مشترکہ افراکش

شکل 5.11 الف میں تفرقی جوڑے کو مشترکہ داخلی اشارہ  $v_{CM}$  فراہم کیا گیا ہے۔ دونوں ہاتھوں کے ٹرانزسٹروں میں یکساں برقی رو  $i_e$  گزرے گی اور یوں

$$(5.47) \quad v_e = (i_{e1} + i_{e2}) R = 2i_e R$$

ہو گا۔ اسی کو شکل ب کے طرز پر بھی بنایا جا سکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اب بھی  $v_e$  کی قیمت وہی ہے یعنی

$$(5.48) \quad v_e = i_e (2R) = 2i_e R$$

اسی طرح دونوں اشکال میں ٹرانزسٹروں میں یک سمتی برقی رو کی قیمت  $I$  ہی ہے۔ یوں مشترکہ اشارے کے لئے شکل الف کو دو یکساں ایمپلینیٹر تصور کیا جا سکتا ہے۔ شکل ب سے

$$(5.49) \quad i_e = \frac{v_{CM}}{r_e + 2R}$$

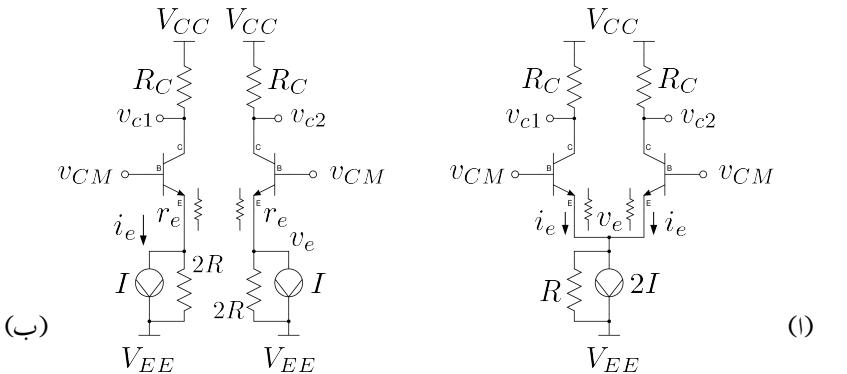
حاصل ہوتا ہے جس سے ایک بازو کا مشترکہ مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.50) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{v_{CM}}{(\beta + 1)(r_e + 2R)}$$

$$R_{icm} = \frac{v_{CM}}{i_b} = (\beta + 1)(r_e + 2R)$$

تفرقی ایمپلینیٹر کا مشترکہ داخلی مزاحمت اس کے دگنا ہو گا یعنی

$$(5.51) \quad R_{icm} = 2(\beta + 1)(r_e + 2R)$$



شکل 5.11: مشترکہ آڈیو دوڑ کا حصول

مزید یہ کہ

$$(5.52) \quad v_{c1} = v_{c2} = -\alpha i_e R_C = -\frac{\alpha R_C v_{CM}}{r_e + 2R}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اگر خارجی اشارہ  $v_o$  کو  $v_{c1}$  اور  $v_{c2}$  کے مابین لیا جائے تو اس کی قیمت صفر ہو لٹ ہو گی اور مشترکہ افراش برق 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

$$(5.54) \quad A_{cm} \text{، جو } = \frac{v_o}{v_{CM}} = \frac{v_{c1}}{v_{CM}} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + 2R}$$

ہو گا۔  $R$  کی قیمت  $R_C$  اور  $r_e$  کے قیمتوں سے بہت زیادہ ہوتا ہے اور یوں مشترکہ اشارہ حقیقت میں بڑھنے کے بجائے گھٹتا ہے۔

کامل ترقی ایمپلیناٹر صرف ترقی اشارے کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ البتہ حقیقی ترقی ایمپلیناٹر غیر کامل ہوتے ہیں۔ مساوات 5.46 کے تحت  $v_o = A_d v_d$  ہوتا ہے جبکہ مساوات 5.54 کے تحت  $v_o = A_{cm} v_{CM}$  ہوتا ہے۔

---

common mode voltage 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 CMRR<sup>11</sup> کو  $A_d$  اور  $A_{cm}$  کے تناوب سے ناپا جاتا ہے یعنی

$$(5.56) \quad CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| = \frac{r_e + 2R}{\alpha r_e}$$

جبکہ مساوات 4.46 اور مساوات 4.54 کی مدد حاصل کی گئی ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت CMRR کو عموماً ڈبیسی 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 یکساں ہونے کے صورت میں درست ہو گا۔ حقیقت میں عموماً ایسا نہیں ہوتا اور ایکپلیغاڑ کے دونوں بازووں میں فرق کی بنापر مشترکہ خارجی اشارہ  $v_{c1}$  اور  $v_{c2}$  کے مابین لینے کے صورت میں بھی صفر ولٹ نہیں ہوتا۔ آئیں اس اثر کو زیادہ غور سے دیکھیں۔

تصور کریں کہ تفرقی ایکپلیغاڑ کے دو بازووں میں استعمال کئے گئے مزاحمت  $R_C$  میں فرق کے علاوہ دونوں بازوں بالکل یکساں ہیں۔ یوں  $R_{C2} = R_C - \Delta R_C$  اور  $R_{C1} = R_C + \Delta R_C$  ہونے سے

$$(5.58) \quad v_{c1} = - \frac{\alpha (R_C + \Delta R_C) v_{CM}}{r_e + 2R}$$

$$v_{c2} = \frac{\alpha (R_C - \Delta R_C) v_{CM}}{r_e + 2R}$$

اور یوں

$$(5.59) \quad v_o = v_{c2} - v_{c1} = - \frac{\alpha \Delta R_C v_{CM}}{r_e + 2R}$$

$$A_{cm} = \frac{v_o}{v_{CM}} = - \frac{\alpha \Delta R_C}{r_e + 2R}$$

---

common mode rejection ratio CMRR<sup>11</sup>  
decibell dB<sup>12</sup>

یوں تفرقی ایکلینیکر 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 ایکلینیکر کا مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت CMRR مساوات 5.46 اور مساوات 5.59 کی مدد سے یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.60) \quad CMRR = \frac{g_m (r_e + 2R) R_C}{\alpha \Delta R_C}$$

## 5.5 غیر کامل تفرقی جوڑے کا ناقص پن

### 5.5.1 داخلی انحرافی برقی دباؤ

کامل تفرقی جوڑا داخلی برقی دباؤ کی عدم موجودگی (یعنی  $V_{B1} = V_{B2} = 0$ ) کی صورت میں صفر ولٹ کا برقی دباؤ خارج کرتا ہے۔ حقیقی تفرقی جوڑا غیر کامل ہوتا ہے اور اس صورت میں اس کے خارجی برقی دباؤ صفر ولٹ سے انحراف کرتا ہے اور یوں یہ صفر ولٹ کے بجائے  $V_0$  ولٹ خارج کرتا ہے۔ اس برقی دباؤ یعنی  $V_0$  کو خارجی انحراف برقی 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

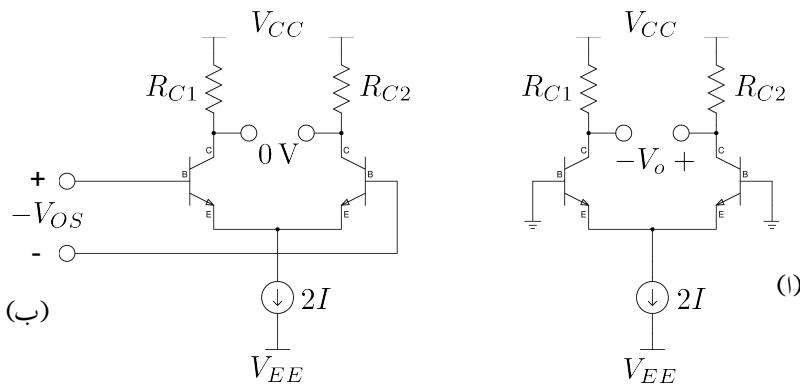
$$(5.61) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d}$$

صاف ظاہر ہے کہ تفرقی جوڑے کے داخلی جانب  $-V_{OS}$  - مہیا کرنے سے خارجی جانب صفر ولٹ حاصل ہو گا۔ شکل 5.12 میں اس کی وضاحت کی گئی ہے۔ انحراف برقی دباؤ تفرقی جوڑے کے مزاحمت  $R_{C2}$  اور  $R_{C1}$  اور  $R_{B2}$  نہ ہونے سے پیدا ہوتا ہے۔ اسی طرح  $Q_1$  اور  $Q_2$  یکساں نہ ہونے سے بھی انحراف برقی دباؤ جنم لیتا ہے۔ آئیں ان پر غور کریں۔

تفرقی جوڑے کے دو ٹرانزسٹر کمکل طور یکساں ہونے کی صورت میں اگر اس کے دونوں داخلی سرے برقی زمین پر رکھے جائیں (یعنی  $V_{B1} = V_{B2} = 0$ ) تو برقی رو  $I \times 2$  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

$R_{C2}$  کی 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 قيمتیں مختلف ہوں مثلاً اور  $R_{C2} > R_{C1}$

$$(5.62) \quad R_{C1} = R_C + \Delta R_C \\ R_{C2} = R_C - \Delta R_C$$

تب

$$(5.63) \quad V_{C1} = V_{CC} - \alpha I R_{C1} = V_{CC} - \alpha I (R_C + \Delta R_C) \\ V_{C2} = V_{CC} - \alpha I R_{C2} = V_{CC} - \alpha I (R_C - \Delta R_C)$$

ہوں گے اور یوں

$$(5.64) \quad V_o = V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I \Delta R_C$$

ہو گا۔ یہ خارجي اخراجي برقي دباؤ ہے جس سے داخلي اخراجي برقي دباؤ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.65) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{g_m R_C} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{\left(\frac{\alpha I}{V_T}\right) R_C} = 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C}$$

اس مساوات کے حصول میں  $g_m = \frac{\alpha I}{V_T}$  اور  $A_d = g_m R_C$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ داخلي اخراجي برقي دباؤ کو بطور ثابت عدد لکھا جاتا ہے یعنی

$$(5.66) \quad |V_{OS}| = \left| 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \right|$$

آنکیں اب ٹرانزسٹر کی سانہ ہونے سے پیدا اخراجی برقی دباؤ پر غور کریں۔ فرض کریں کہ ٹرانزسٹر کے  $I_S$  مختلف ہیں یعنی

$$(5.67) \quad I_{S1} = I_S + \Delta I_S \\ I_{S2} = I_S - \Delta I_S$$

ہیں۔ شکل 5.12 الف میں ٹرانزسٹر کے ایکٹر سرے آپس میں جڑے ہیں جبکہ ان کے بیچ سرے برقی زمین پر ہیں۔ یوں  $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$  ہے۔ اس صورت ٹرانزسٹر کی برقی رومندر جہہ ذیل ہوں گی۔

$$(5.68) \quad I_{C1} = (I_S + \Delta I_S) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_{C2} = (I_S - \Delta I_S) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

ان سے  $\frac{I_{C2}}{I_{C1}}$  حاصل کرتے ہیں۔

$$(5.69) \quad \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S}$$

دونوں جانب ایک (1) جمع کرتے ہیں۔

$$(5.70) \quad \frac{I_{C2}}{I_{C1}} + 1 = 1 + \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S} \\ \frac{I_{C2} + I_{C1}}{I_{C1}} = \frac{2I_S}{I_S + \Delta I_S}$$

چونکہ  $I_{C1} + I_{C2} = 2 \times I \times \alpha$  لہذا اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.71) \quad I_{C1} = I \times \alpha \left( \frac{I_S + \Delta I_S}{I_S} \right) = \alpha I \left( 1 + \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

اسی طرح  $I_{C2}$  کے لئے حاصل ہو گا۔

$$(5.72) \quad I_{C2} = I \times \alpha \left( \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S} \right) = \alpha I \left( 1 - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

اور

$$(5.73) \quad \begin{aligned} V_{C1} &= V_{CC} - \alpha I \left( 1 + \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) R_C \\ V_{C2} &= V_{CC} - \alpha I \left( 1 - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) R_C \\ V_O &= V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S} \\ |V_{OS}| &= \left| \frac{V_O}{A_d} \right| = \left| \frac{V_O}{g_m R_C} \right| = \left| \frac{2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S}}{\frac{\alpha I}{V_T} R_C} \right| = \left| 2V_T \frac{\Delta I_S}{I_S} \right| \end{aligned}$$

ان دو وجوہات کے علاوہ دیگر وجوہات (مثلاً  $\beta$  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

تفرقی جوڑے کے دونوں بازوں کا مکمل یکساں ہونے کی صورت میں دونوں جانب برابر یک سمتی میلان برق 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 برق رو مختلف ہو سکتی ہیں۔ ایسی صورت میں دونوں جانب کی داخلي میلان برق رو میں فرق، جسے انحرافی داخلي برق 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>

$$\frac{1+x+x^2+\cdots}{1-x\sqrt{\frac{1}{1-\frac{x}{x}}}}$$

$$\frac{x-x^2}{x^2}$$

$$\frac{x^2-x^3}{\vdots}$$

شکل 5.13: بھی تقسیم

ہیں 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  $\frac{1}{1-\frac{\Delta\beta}{\beta+1}} \approx 1 + \frac{\Delta\beta}{\beta+1}$  کے پہلے مساوات میں بھی یہی ترقیب استعمال کی گئی ہے۔ اس طرح 5.77

$$(5.78) \quad I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = \frac{I}{\beta + 1}$$

اور

$$(5.79) \quad I_{OS} = \left| \frac{2I}{\beta + 1} \left( \frac{\Delta\beta}{\beta + 1} \right) \right| = 2I_B \left( \frac{\Delta\beta}{\beta + 1} \right)$$

حاصل ہوتے ہیں۔

## 5.6 مخلوط ادوار میں دوجو ٹرانزسٹر کے مائل کرنے کے طریقے

ہم نے دوجو ٹرانزسٹر کو چار عدد مزاجت کے مدد سے مائل کر کے ان کے نقطہ کارکردگی تعین کرنا دیکھا۔ مخلوط دور میں ٹرانزسٹر کے نسبت، مزاجت بنا تازیادہ مہنگا ثابت ہوتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں مزاجت کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے اور ان میں ٹرانزسٹر کو یک سمی منبع 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 سمی منبع رو پر غور کیا جائے۔

## 5.7 یک سمی منبع بر قی رو

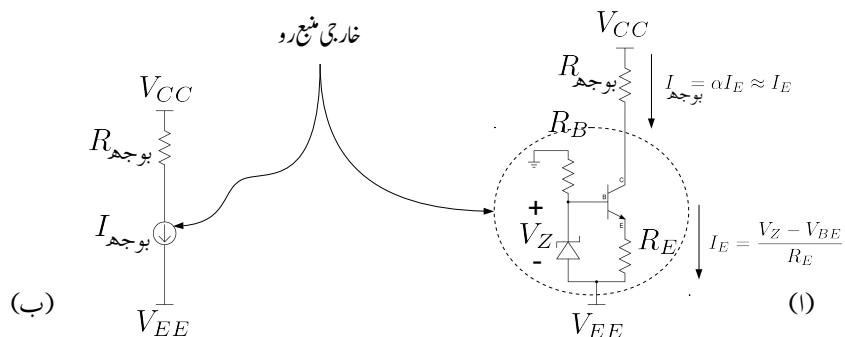
شکل 5.14 الف میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے یک سمی منبع رو کا حصول دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں،  $\alpha$  کو تقریباً ایک ( $1 \approx$ ) تصور کرتے ہوئے، جب تک ٹرانزسٹر افزاں نہ رہے، پوچھ  $I_E$  کا دار و مدار زیز ڈالیوڈ کے اور مزاجت  $R_E$  پر ہے یعنی  $V_Z$

$$I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

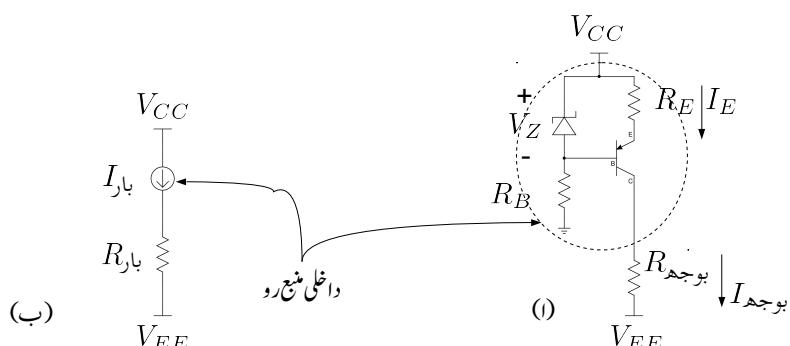
یوں پوچھ  $I_E$  تبدیل کرنے سے اس میں بر قی رو تبدیل نہیں ہوتی۔ اس سے ہم دیکھ سکتے ہیں کہ پوچھ  $I_E$  سے منسلک بقا یا دور بطور یک سمی منبع رو کام کرتا ہے۔ شکل میں نقطہ دار دائرے میں بند حصے کو یک سمی منبع رو کہتے ہیں۔ شکل 5.14 ب میں یک سمی منبع رو کی علامت (تیر والا دائرة) استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو دوبارہ پیش کیا گیا ہے۔ علامت میں تیر کا نشان مستقل بر قی رو کی سمت دکھلاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس طرز کے یک سمی منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجھ کو ثابت بر قی دباؤ  $V_{CC}$  اور یک سمی منبع رو کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمی منبع رو کی سمت بوجھ سے یک سمی منبع رو کی جانب ہوتی ہے۔ یہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوجھ سے بر قی رو خارج ہو کر یک سمی منبع رو میں داخل ہوتی ہے۔ ایسی یک سمی منبع رو بوجھ سے بر قی رو زبردستی خارج کرتی ہے۔ اسی لئے اس دور کا زیادہ مقبول نام خارج کار منبع رو<sup>18</sup> ہے۔ شکل 5.15 میں یک ٹرانزسٹر پر مبنی یک سمی منبع رو دکھایا گیا ہے جبکہ شکل 5.15 ب میں اسی دور کی علامتی شکل دکھائی گئی ہے۔ اس طرز کے یک سمی منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجھ کو یک سمی منبع رو اور منفی بر قی دباؤ  $V_{EE}$  کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمی منبع رو کی سمت یک سمی منبع رو سے بوجھ کی جانب ہوتی ہے۔ ایسی یک سمی منبع رو بوجھ میں بر قی رو زبردستی داخل کرتی ہے۔ اسی لئے اس دور کو داخل کار منبع رو<sup>19</sup> بھی کہا جاتا ہے۔

---

constant current source<sup>17</sup>  
current sink<sup>18</sup>  
current source<sup>19</sup>



شکل ۵.۱۴: خارج کار منج رو



شکل ۵.۱۵: داخل کار منج رو

مخلوط ادوار میں عموماً متعدد یک سمتی منبع رو در کار ہوتے ہیں۔ وقت کے ساتھ ایسے ادوار کے کار کردگی میں تبدیلی آتی ہے جسے عمر رسیدگی<sup>20</sup> کا عمل کہتے ہیں۔ اسی طرح درجہ حرارت اور دیگر وجوہات کی بنابری بھی ادوار کے کار کردگی میں تبدیلی رونما ہوتی ہے۔ مخلوط دور میں استعمال ہونے والے تمام یک سمتی منبع رو میں پائے جانے والے اس طرح کے اثرات کو یکساں بنانے کی کوشش کی جاتی ہے۔ یوں ان سے نپٹانا سبتاً آسان ہوتا ہے۔ آئیں دیکھیں کہ اس طرز کے یک سمتی منبع رو کیسے بنائے جاتے ہیں۔

## 5.8 آئینہ برقی رو

شکل 5.16 الف میں آئینہ برقی رو<sup>21</sup> دکھایا گیا ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر کے  $\beta$  کی قیمت لامحدود ہے اور باسیں بازو میں برقی رو حوالہ  $I$  گزر رہی ہے۔  $\beta$  کی قیمت لامحدود ہو تو ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر برقی رو  $I_B$  قابل نظر انداز ہو گی۔ یوں ٹرانزسٹر  $Q_1$  میں برقی رو حوالہ  $I$  اور اس کے بیس-ایمپر جوڑ پر برقی دباؤ  $V_{BE}$  پایا جائے گا جہاں

$$(5.80) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

ٹرانزسٹر  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے بیس سرے آپس میں جڑے ہیں۔ اسی طرح ان کے ایمپر سرے بھی آپس میں جڑے ہیں۔ یوں  $Q_2$  کے بیس-ایمپر جوڑ پر بھی برقی دباؤ  $V_{BE}$  ہی پایا جائے گا۔ اس ٹرانزسٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.81) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

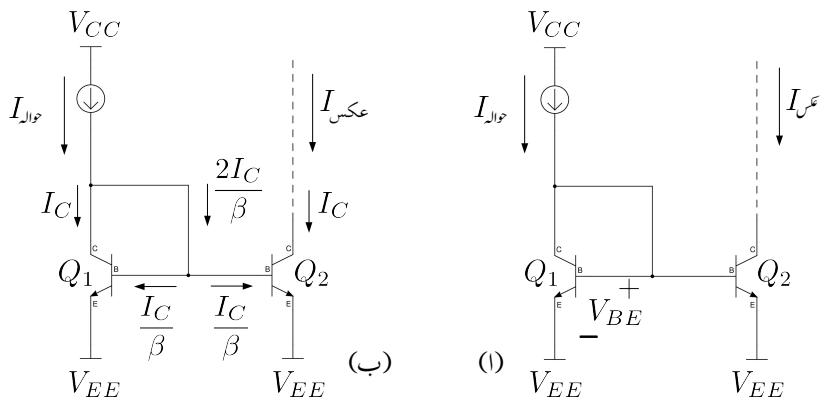
مساوات 5.81 کو مساوات 5.80 سے تقسیم کرتے ملتا ہے۔

$$(5.82) \quad \frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_S} = \frac{I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)}{I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)} = 1$$

$$I_{\text{حوالہ}} = I_S$$

---

ageing<sup>20</sup>  
current mirror<sup>21</sup>



شکل 5.16: آئینہ برقی رو

یوں عکس  $I$  باکل حوالہ  $I$  کا عکس ہے۔ اس کو یوں بھی بیان کر سکتے ہیں کہ بوجھ میں حوالہ  $I$  کے حوالے سے برقی رو گزرتی ہے۔ جیسا کہ مثال 5.5 میں واضح کیا گیا ہے آئینہ برقی رو کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $Q_2$  کو انفراندہ رکھا جائے۔

محدود  $\beta$  کی وجہ سے عکس  $I$  اور حوالہ  $I$  میں معنوی فرق رہتا ہے جس کی شکل ب میں وضاحت کی گئی ہے۔ چونکہ دونوں جانب ٹرانزسٹر کے بیس-ایمپلیٹر جوڑ پر یکساں برقی دباؤ  $V_{BE}$  پایا جاتا ہے لہذا ان دونوں کے ٹانکنگ سروں پر برابر برقی رو  $I_C$  پائی جائے گی۔ یعنی

$$(5.83) \quad I_{C1} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

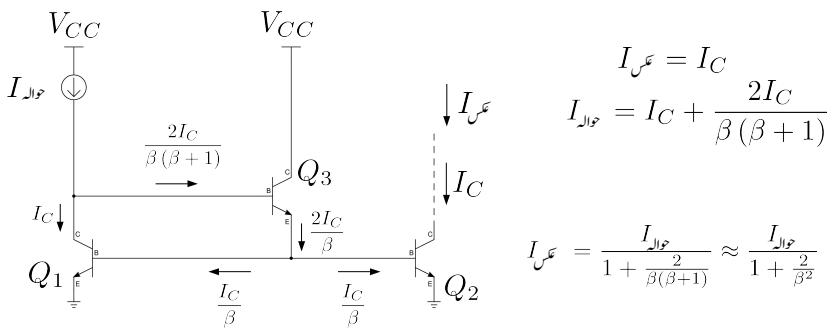
$$I_{C2} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

اسی طرح ان کے بیس سروں پر بھی برابر برقی رو پائی جائے گی یعنی

$$(5.84) \quad I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta}$$



شکل 5.17: بہتریک سختی منبع رو

باکیں بازو کر خوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$(5.85) \quad I_{\text{واہ}} = I_C + \frac{2I_C}{\beta} = I_C \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right)$$

جبکہ باکیں بازو

$$(5.86) \quad I_U = I_{C2} = I_C$$

یوں

$$(5.87) \quad I_U = \frac{I_{\text{واہ}}}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

ہو گا۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں بازووں کی برقی رو میں ٹرانزسٹر کے میں سرے کی برقی رو کی وجہ سے فرق پایا جاتا ہے۔ شکل 5.17 میں اس اثر کو کم کرنے کی ترکیب دکھائی گئی ہے جہاں سے ظاہر ہے کہ

$$(5.88) \quad I_U \approx \frac{I_{\text{واہ}}}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$$

اس مساوات کو مساوات 5.87 کے ساتھ دیکھیں۔ فرق کے مقدار کو  $\beta$  گن کم کر دیا گیا ہے۔ اگر شکل 5.17 میں حوالہ  $I$  پیدا کرنے کی خاطر ایک عدد مزاحمت  $R$  کو  $V_{CC}$  اور  $Q_3$  کے کلکٹر سرے کے درمیان جوڑ دیا جائے تو حوالہ  $I$  یوں حاصل ہو گا۔

$$(5.89) \quad I_{\text{واہ}} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE3}}{R}$$

مثال 5.5: شکل 5.18 الف میں، نقطہ دار کلیر میں بند، ایک سادہ خارج کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے برقی بوجھ بوجھ  $R$  میں برقی رو عس  $I$  گزاری جا رہی ہے۔ شکل ب میں خارج کار مستقل برقی رو کی علامت استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو دوبارہ پیش کیا گیا ہے۔ اگر

$$R = 11.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{\text{بوجھ}} = 5 \text{ k}\Omega$$

ہوں تو

1. برقی بوجھ بوجھ  $R$  میں برقی رو عس  $I$  حاصل کریں۔

2. برقی دباؤ  $V_o$  حاصل کریں۔

3. اگر بوجھ  $R$  کی مزاحمت دگنی کر دی جائے تب  $V_o$  کی قیمت کیا ہو گی۔

4. بوجھ  $R$  کی مزاحمت  $20 \text{ k}\Omega$  ہونے کی صورت میں  $V_o$  کی قیمت حاصل کریں۔

5. برقی بوجھ بوجھ  $R$  کی مزاحمت دریافت کریں جس پر ٹرانزسٹر  $Q_2$  غیر افراہنده حال ہو جاتا ہے۔

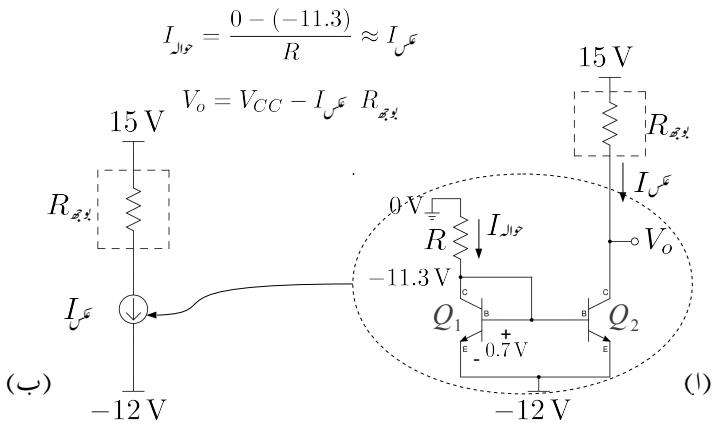
6. برقی بوجھ کی مزاحمت  $40 \text{ k}\Omega$  کرنے سے کیا نتائج مرتب ہوں گے۔

حل:

1. ٹرانزسٹر  $Q_1$  کا ایمپر سرا  $-12 \text{ V}$  - پر ہے جبکہ اس کے میں-ایمپر جوڑ پر  $0.7 \text{ V}$  پائے جاتے ہیں۔ یوں اس کا میں سرا  $-11.3 \text{ V}$  - پر ہو گا۔ چونکہ میں اور ملکھر جڑے ہیں لہذا ملکھر بھی  $-11.3 \text{ V}$  - پر ہو گا۔ یوں مزاحمت  $R$  کے ایک سرے پر  $-11.3 \text{ V}$  - ہیں۔ مزاحمت کا دوسرا سرا برقی زمین پر ہے اور یوں اس پر  $0 \text{ V}$  ہے۔ مزاحمت  $R$  میں برقی رو

$$I_{\text{حوالہ}} = \frac{0 - (-11.3)}{11300} = 1 \text{ mA}$$

پائی جائے گی۔ برقی بوجھ بوجھ  $R$  سے بھی ایک ملی ایمپسٹر کی برقی رو گزرے گی۔



شکل 18.18: خارج کار مستقل برقی رو اور اس کی علامت

2. ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے کلکٹر سرے پر برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_o R_{\text{بوجھ}} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 5 \times 10^3 = 10 \text{ V} \end{aligned}$$

3. برقی بوجھ کی مزاحمت دُگنی یعنی  $10 \text{ k}\Omega$  کرنے سے

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_o R_{\text{بوجھ}} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 2 \times 5 \times 10^3 = 5 \text{ V} \end{aligned}$$

4. برقی بوجھ کی مزاحمت  $20 \text{ k}\Omega$  کرنے سے

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - I_o R_{\text{بوجھ}} \\ &= 15 - 10^{-3} \times 20 \times 10^3 = -5 \text{ V} \end{aligned}$$

ہو گا۔

5. اس مثال کے جزو ب، پ اور ت میں ہم دیکھتے ہیں کہ جب برقی بوجھ  $R_{\text{بوجھ}}$  کی مزاحمت بڑھائی جائے تو خارج کار مستقل برقی رو برقی بوجھ میں برقی رو کی قیمت برقرار رکھتا ہے۔ آپ دیکھ

سکتے ہیں کہ اگر برقی بوجھ کی مزاحمت اسی طرح بتدریج بڑھائی جائے تو آخر کار  $Q_2$  غیر افزائندہ خٹے میں داخل ہو جائے گا اور اس کے لئے  $V_0$  کا مزید گھٹانا ممکن نہ ہو گا۔ ٹرانزسٹر  $Q_2$  غیر افزائندہ ہونے کے بعد اگر برقی بوجھ کی مزاحمت مزید بڑھائی جائے تو اس میں برقی رو گھٹنا شروع ہو جائے گی۔ ٹرانزسٹر  $Q_2$  اس صورت غیر افزائندہ ہو گا جب اس کے کلکٹر-ایمپٹ 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

$$\begin{aligned} 15 &= I_{\text{بوجھ}}R + V_{\text{CE}}_{\text{غیر افزائندہ}} \quad 12 \\ 15 &= 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}} + 0.2 - 12 \\ R_{\text{بوجھ}} &= \frac{15 + 12 - 0.2}{10^{-3}} = 26.8\text{k}\Omega \end{aligned}$$

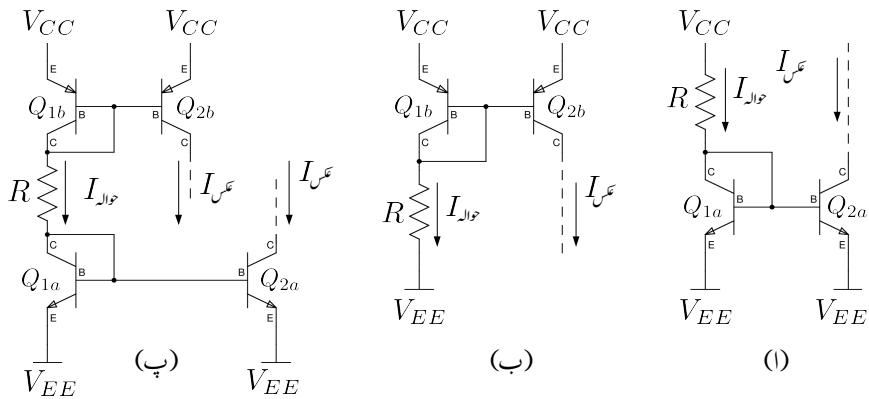
6. ہم نے دیکھا کہ خارج کار مستقل برقی رو  $26.8\text{k}\Omega$  کے برقی بوجھ تک کے مزاحمت میں مستقل برقی رو برقرار رکھ سکتا ہے۔ برقی بوجھ کے مزاحمت کو مزید بڑھانے سے برقی بوجھ میں رواں برقی رو گھٹنا شروع ہو جاتی ہے۔  $40\text{k}\Omega$  کے برقی بوجھ کے لئے

$$\begin{aligned} 15 &= I_{\text{بوجھ}}R + V_{\text{CE}}_{\text{غیر افزائندہ}} \quad 12 \\ 15 &= I \times 40 \times 10^3 + 0.2 - 12 \\ I &= \frac{15 + 12 - 0.2}{40 \times 10^3} = 0.67\text{mA} \end{aligned}$$

ہم دیکھتے ہیں کہ برقی رو کی قیمت اصل  $I$  سے گھٹ جاتی ہے اور خارج کار مستقل برقی رو صحیح کارکردگی نہیں کر پاتا۔

شکل 5.19. اف میں  $npn$  ٹرانزسٹروں پر مبنی خارج کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برقی رو عکس  $I$  گزارتا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_{\text{حوالہ}}R + V_{BE} + V_{EE} \\ I_{\text{حوالہ}} &= \frac{V_{CC} - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{\text{عکس}} \end{aligned}$$



شکل 5.19: یک سمی منج رو کے مختلف ادوار

شکل ب میں اسی کا مساوی pnp ٹرانزیستروں پر بنی داخل کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برقی رو عس I<sub>H</sub> گزارتا ہے۔

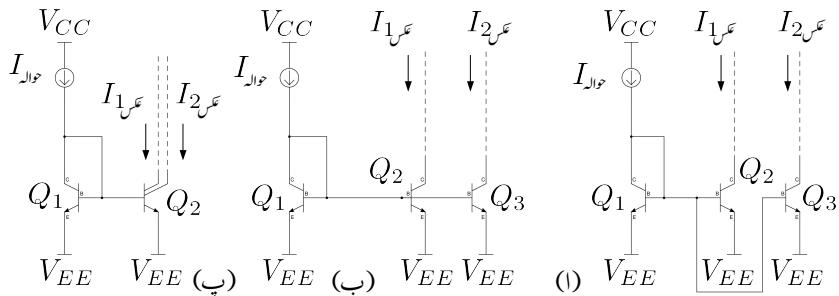
شکل پ میں ان دونوں ادوار کو یوں جوڑا گیا ہے کہ ایک ہی مزاحمت دونوں یک سمی منج رو کے عس I<sub>H</sub> کا تعین کرتا ہے۔ اس دور کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} = V_{EB} + I_{H\text{واہ}} R + V_{BE} + V_{EE}$$

$$I_{H\text{واہ}} = \frac{V_{CC} - 0.7 - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{H\text{عس}}$$

### 5.8.1 متعدد یک سمی منج رو

شکل 5.16 میں تیرے ٹرانزیستر یعنی Q<sub>3</sub> کے شمولیت سے شکل 5.20 الف حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ Q<sub>3</sub> کے بیس-ایکٹر جوڑ پر بھی Q<sub>1</sub> اور Q<sub>2</sub> کے برابر V<sub>BE</sub> پایا جاتا ہے لہذا اس میں بھی بالکل انہیں کے برابر I<sub>C</sub> برقی رو پائی جائے گی۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ اس دور میں محدود β کتنا کردار ادا کرتا ہے۔ محدود β کی صورت میں



شکل 5.20: دو ٹرانزسٹر کا حصول

ہم لکھ سکتے ہیں کہ

$$(5.90) \quad I_{\text{کم}1} = I_{\text{کم}2} = I_{\text{کم}} = I_C$$

$$(5.91) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_C + \frac{3I_C}{\beta}$$

اور یوں

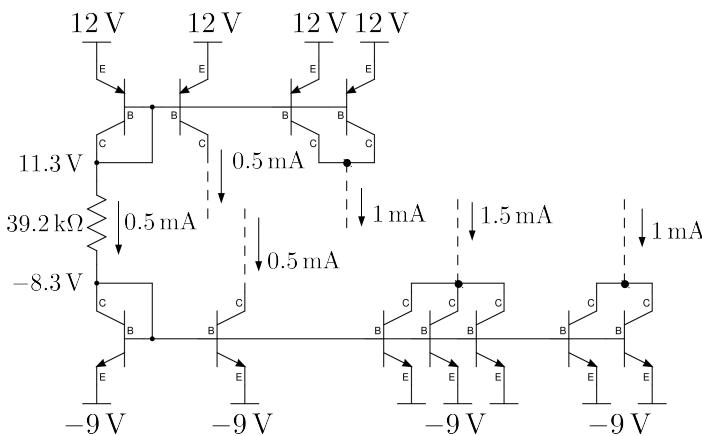
$$(5.92) \quad I_{\text{کم}} = \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1 + \frac{3}{\beta}}$$

اس دور کو عموماً شکل 5.20 ب یا شکل 5.20 پ کے طرز پر صاف اور شفاف طریقے سے بنایا جاتا ہے۔ شکل پ میں ایک ہی ٹرانزسٹر کے دو ٹکٹر دکھائے گئے ہیں۔ اس سے مراد دو ٹرانزسٹر لینا چاہئے جس کے بیس آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح اس کے ایمپر بھی آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے ٹکٹر آپس میں نہیں جوڑے گئے ہیں۔

اسی بحث کو آگے بڑھاتے ہوئے ایک ایسے یہ سمتی منج رو جو  $n$  ٹرانزستور بنتا ہو کے لئے مساوات 5.92 کی صورت یوں ہو گی۔

$$(5.93) \quad I_{\text{کم}} = \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1 + \frac{n+1}{\beta}}$$

شکل 5.21 میں دو یادو سے زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر حاصل ٹرانزستور کو دیکھنا یا اس سے بھی بڑھانا دکھایا گیا ہے۔

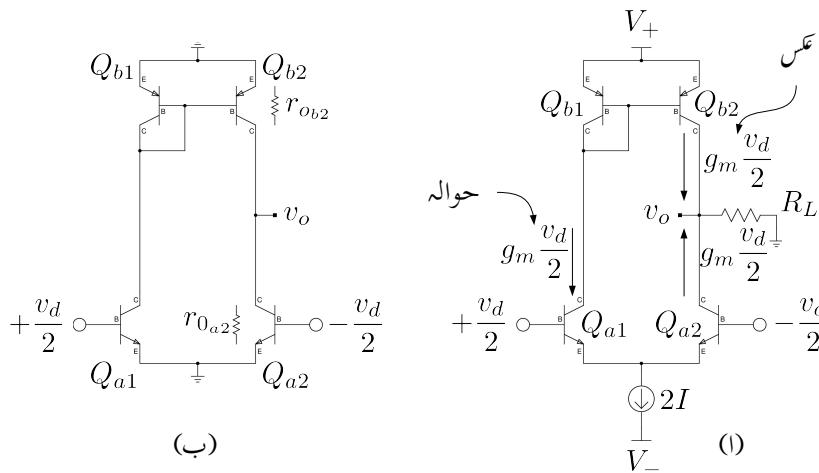


شکل 5.21: متعدد یک سمتی منع رو

## 5.9 ٹرانزسٹر بوجھ سے لداو جوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی ایکپلیفائر

جیسا کہ پہلے بھی ذکر کیا گیا، مخلوط ادوار بناتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ مزاحتوں کا استعمال کم سے کم کیا جائے۔ جیسا کہ شکل 5.22 الف میں دکھایا گیا ہے، مخلوط ادوار میں استعمال ہونے والے تفرقی ایکپلیفائر کے خارجی جانب مزاحت  $R_C$  کی جگہ آئینہ برق رواستعمال کیا جاتا ہے۔

یک سمتی منع رو کل  $I \times 2$  برقی رو جزو ٹرانزسٹروں سے گزرتا ہے۔ یوں داخلی تفرقی برقی اشارہ کے عدم موجودگی میں ایکپلیفائر کے ٹرانزسٹر  $Q_{a1}$  اور  $Q_{a2}$  میں یک سمتی برقی رو  $I$  گزر کر انہیں مائل کرتی ہے۔  $Q_{b1}$  اور  $Q_{b2}$  جو کہ آئینہ برقی رو ہیں، بطور برقی بوجھ استعمال کئے گئے ہیں۔  $Q_{b1}$  کی برقی رو کو دیکھ کر اس کا عکس برقی رو پیدا کرتا ہے۔ چونکہ  $Q_{b1}$  سے وہی برقی رو گزرتی ہے جو  $Q_{a1}$  سے گزرتی ہے لہذا  $I$  بطور حوالہ استعمال ہو گا اور  $Q_{b2}$  اس کے برابر (یعنی  $I$ ) عکس پیدا کرے گا۔ چونکہ  $Q_{a2}$  میں بھی  $I$  برقی رو گزرتی ہے لہذا  $Q_{b2}$  کی پیدا کردہ تمام کی تمام برقی رو  $Q_{a2}$  سے ہی گزرنے کی اور یوں یہ وہی برقی مزاحت  $R_L$  میں صفر برقی رو گزرنے کی۔ یوں  $v_o$  صفر ولٹ ہو گا۔ اب تصور کریں کہ تفرقی برقی اشارہ  $v_d$  مزاحت  $R_L$  میں بدلتی برقی رو  $g_m \frac{v_d}{2}$  پیدا ہو گی جن کی سمتیں شکل میں دکھائی گئی ہیں۔ جیسا کہ شکل میں دکھایا گیا ہے۔ جوڑ  $v_o$  میں دو اطراف سے  $g_m \frac{v_d}{2}$  کی برقی رو داخل ہوتی ہے۔ یوں اس جوڑ



شکل 5.22: ٹرانزسٹر بوجھ سے لداؤ جوڑ ٹرانزسٹر والا تفرقی ایمپلیگنر

پر کل داخلي برقي رو کي مقدار  $g_m v_d$  ہے۔ کر خوف کے قانون برائے برقي رو کے مطابق اتنی ہی برقي رو اس جوڑ سے باہر نکلے گی۔ یوں بوجھ  $R_L$  میں  $g_m v_d$  برقي رو زمین کی جانب 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 تفرقی افراش برقي دباؤ

$$(5.95) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_L$$

ہو گا۔

مساوات 5.94 پر دوبارہ غور کریں۔ اس میں  $g_m \frac{v_d}{2}$  ایک مرتبہ تفرقی جوڑ کی وجہ سے اور دوبارہ آئندہ کی وجہ سے ہے۔ یوں آئندہ کے دو کردار ہیں۔ یہ بطور برقي بوجھ استعمال ہوتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس کی وجہ سے تفرقی ایمپلیگنر کی افراش برقي دباؤ دگنی ہو جاتی ہے۔

شکل 5.22 الف میں  $R_L$  نہ استعمال کرتے ہوئے اس کی افراش حاصل کرنے کی خاطر اس کا ہر ایک اشاراتی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر  $Q_{a2}$  اور  $Q_{b2}$  کے اندر ورنی خارجی مزاحمت  $r_o$  کو ان کے باہر

دکھا کر واضح کیا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر  $Q_{a1}$  اور  $Q_{a2}$  کے ایمپر کو برقی زمین پر دکھایا گیا ہے۔ تفرقی اشارے کے لئے ایسا کرنا ممکن ہے۔ اس حقیقت کو مساوات 5.42 میں سمجھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_L$  کی جگہ دونوں ٹرانزسٹروں کے خارجی مزاحمت متوازی جڑے ہیں اور یوں مساوات 5.95 کو اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.96) \quad A_d = g_m (r_{o_{b2}} \parallel r_{o_{a2}})$$

اگر  $r_{o_{a2}}$  اور  $r_{o_{b2}}$  برابر ہوں یعنی  $r_{o_{a2}} = r_{o_{b2}} = r_0$  تب اس مساوات کو مزید سادہ صورت دی جاسکتی ہے یعنی

$$(5.97) \quad A_d = \frac{g_m r_0}{2} = \frac{1}{2} \left( \frac{I_C}{V_T} \right) \left( \frac{V_A}{I_C} \right) = \frac{V_A}{2V_T}$$

جہاں  $g_m$  کو  $\frac{I_C}{V_T}$  اور  $r_0$  کو لکھا گیا ہے۔

$$V_A = 50 \text{ V}$$

$$A_d = \frac{50}{25 \times 10^{-3}} = 2000 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہو گا۔ مساوات 5.96 کے مطابق  $r_{o_{b2}}$  اور  $r_{o_{a2}}$  کی قیمت بڑھا کر تفرقی ایکپلینیاٹر کی افزائش مزید بڑھائی جاسکتی ہے۔

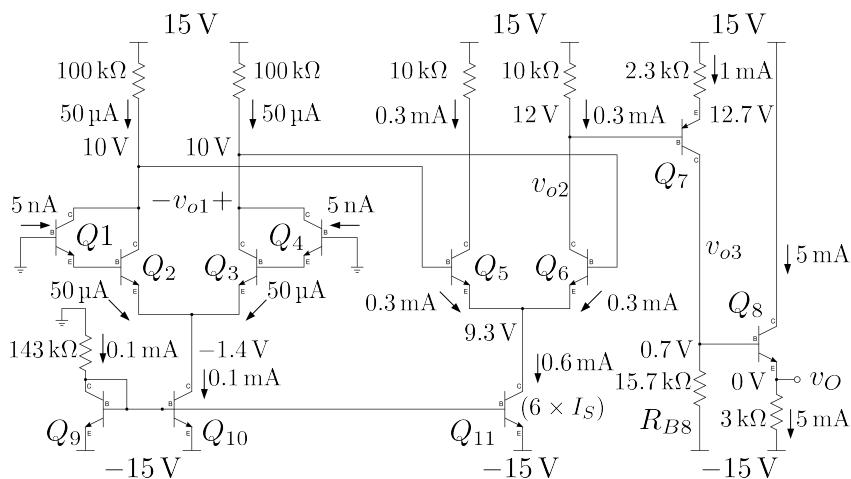
---

مثال 5.6: شکل 5.23 میں حسابی ایکپلینیاٹر کا بنیادی دور دکھایا گیا ہے جہاں تمام ٹرانزسٹر کا  $\beta = 100$  ہے۔  $Q_1$  کا بیس اور  $Q_4$  کا بیس حسابی ایکپلینیاٹر کے دو داخلی سرے ہیں جنہیں برقی زمین پر رکھا گیا ہے جبکہ  $Q_8$  کا ایمپر حسابی ایکپلینیاٹر کا خارجی سرا ہے۔

- تمام یک سمتی متغیرات حاصل کریں۔

- داخلی میلان برقی رو  $I_B$  حاصل کریں۔

حل: پہلے حسابی ایکپلینیاٹر کے مختلف حصے پہچانے کی کوشش کرتے ہیں۔  $Q_9$ ،  $Q_{10}$  اور  $Q_{11}$  کا مزاحمت آئینہ برقی رو بناتے ہیں۔  $Q_9$  کے بھی رو کا لکس پیش کرتا ہے۔  $Q_1$  اور  $Q_2$  مل کر ایک ڈار لگٹن جوڑی بناتے



### شکل 5.23: حسابی ایمپلیکیشن رکابنیادی دور

بیں۔ اسی طرح  $Q_3$  اور  $Q_4$  دوسری ڈار لگٹن جوڑی ہے۔ یہ دو ڈار لگٹن مل کر پہلا یا داخلی تفرقی ایمپلیفیا ر بناتے ہیں۔  $Q_5$ - $Q_6$  اور  $Q_7$ - $Q_8$  دوسرا تفرقی ایمپلیفیا ر ہے۔  $2.3\text{ k}\Omega$  اور  $15.7\text{ k}\Omega$  مل کر یک سمتی بر قی دباؤ کی قیمت تبدیل کرتے ہیں جبکہ  $3\text{ k}\Omega$  خارجی حصہ ہیں۔

Q9 کے بیس پر

$$V_{B9} = -15 + V_{BE} = -14.3 \text{ V}$$

ہیں۔ اس کے مکاٹریں بھی یہی برقی دباؤ ہے لہذا اور ہم کے قانون سے  $\Omega$  143 kΩ مزاجمت میں

$$\frac{0 - (-14.3)}{143000} = 0.1 \text{ mA}$$

ہے۔  $Q_{10}$  کے مکثر پر بھی یہی برقی رو پایا جائے گا جبکہ  $Q_{11}$  کے مکثر پر چھ گنا زیادہ برقی رو یعنی 0.6 mA پایا جائے گا۔

پہلی تفرقی جوڑی میں  $0.1 \text{ mA}$  برابر تقسیم ہو گا۔ یوں  $Q_2$  اور  $Q_3$  دونوں کا  $I_C \approx I_E = 50 \mu\text{A}$  ہو گا جبکہ ان کے میں پر  $\frac{50 \mu\text{A}}{\beta}$  یعنی  $0.5 \mu\text{A}$  پایا جائے گا۔ اگر پہلی تفرقی جوڑی میں ڈار لٹھن استعمال نہ کیا جاتا تب

حسابی ایکلینیفار کا داخلی میلان بر قی رو بھی  $0.5 \mu\text{A}$  ہی ہوتا۔  $Q_2$  کا بیس بر قی رو  $Q_1$  کا بیس بر قی رو  $I_E$  کا بیس بر قی رو  $Q_4$  کا بیس بر قی رو  $Q_1$  یعنی  $5 \text{nA}$  ہے۔ یوں ڈار لگٹش کے استعمال سے حسابی بر قی رو  $Q_4$  کا  $I_E$  ہے۔ یوں  $Q_1$  اور  $Q_4$  کے ڈار لگٹش کے استعمال سے حسابی بر قی رو کو  $0.5 \mu\text{A}$  سے کم کرتے ہوئے  $5 \text{nA}$  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  $V_{B1}$  ۰ V ہے جبکہ اس کا اینٹر ۰.۷ V پر ہے۔ اس طرح  $Q_2$  کا بیس  $-0.7 \text{ V}$  پر ہے اور یوں اس کا اینٹر  $-1.4 \text{ V}$  پر ہے۔

اور  $Q_6$  پر  $0.6 \text{ mA}$  برابر تقسیم ہو گا۔ یوں

$$I_{E5} = I_{E6} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} = 0.3 \text{ mA}$$

پایا جائے گا۔ یوں ان کے بیس پر  $\frac{0.3 \text{ mA}}{\beta}$  یعنی  $3 \mu\text{A}$  پایا جائے گا۔ حقیقت میں  $3 \mu\text{A}$  اور  $50 \mu\text{A}$  مل کر  $100 \text{k}\Omega$  سے گزرتے ہیں۔ ہم نے پہلی تفرقی جوڑی میں  $3 \mu\text{A}$  کو نظر انداز کیا تھا۔ اگر اس کو بھی شامل کیا جائے تو پہلی جوڑی کے گلکٹر پر  $9.7 \text{ V}$  پایا جائے گا۔ قلم و کاغذ پر جلد حساب کتاب کرتے وقت عموماً اسی طرح بیس پر پائے جانے والے 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 اینٹر پر

$$V_E = V_B - V_{BE} = 10 - 0.7 = 9.3 \text{ V}$$

پایا جائے گا جبکہ ان کے گلکٹر پر

$$V_C = 15 - 0.3 \times 10^{-3} \times 10000 = 12 \text{ V}$$

پایا جاتا ہے۔ یوں  $V_{CE5} = V_{CE6} = 2.7 \text{ V}$  ہے اور دونوں ٹرانزسٹر افراہندہ ہیں۔

چونکہ حسابی ایکلینیفار کے دونوں داخلی سرے بر قی زمین پر ہیں لہذا ہم موقع کرتے ہیں کہ یہ صفر دو لٹ خارج کرے گا۔ یہاں ہم دیکھ رہے ہیں کہ دوسرا تفرقی ایکلینیفار  $12 \text{ V}$  خارج کر رہا ہے۔ یہ ضروری ہے کہ کسی طرح اس بر قی دباؤ سے چکارہ حاصل کیا جائے۔  $Q_7$ ،  $Q_8$  اور  $5.3 \text{k}\Omega$  میں مدد کرنے میں مدد کرتے ہیں۔  $Q_7$  کے بیس پر  $12 \text{ V}$  ہونے کی وجہ سے اس کے اینٹر پر

$$V_{E7} = V_{B7} + V_{EB7} = 12 + 0.7 = 12.7 \text{ V}$$

ہوں گے۔ یوں اوہم کے قانون کی مدد سے  $2.3 \text{ k}\Omega$  میں

$$\frac{15 - 12.7}{2300} = 1 \text{ mA}$$

ہو گا جو  $15.7 \text{ k}\Omega$  سے گزرتے ہوئے اس پر

$$10^{-3} \times 15700 = 15.7 \text{ V}$$

کا برتنی دباؤ پیدا کرے گا جس کی وجہ سے  $Q_8$  کے بین پر

$$V_{B8} = -15 + 15.7 = 0.7 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ اس طرح  $Q_8$  کے بین پر

$$V_{E8} = V_{B8} - V_{BE} = 0.7 - 0.7 = 0 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $2.3 \text{ k}\Omega$  اور  $15.7 \text{ k}\Omega$  کی قیتوں سے  $v_O = 0 \text{ V}$  حاصل کیا گیا۔  $Q_7$  اور اس کے ساتھ منسلک دو مزاحمت یک سمتی برتنی دباؤ کی سطح تبدیل کرنے کی صلاحیت رکھتے ہیں۔ اسی وجہ سے اس دور کو ہم سطح تبدیل 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 اندازش  $A_d = \frac{v_O}{v_d}$

حل: شکل 5.24 میں بدلنی رو مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$v_2 = +\frac{v_d}{2}$$

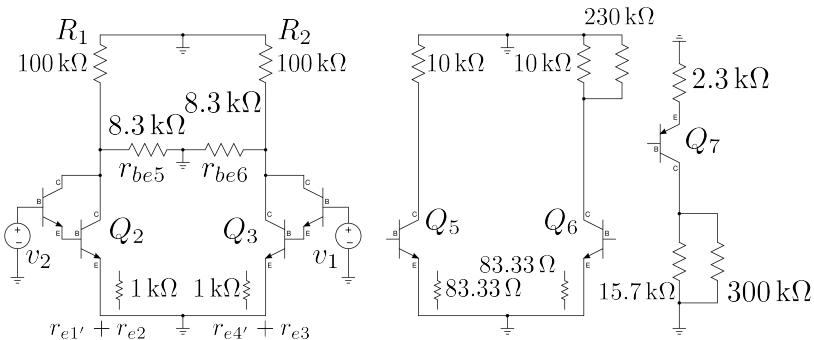
$$v_1 = -\frac{v_d}{2}$$

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = 7.66 \text{ V/V}$$

$$A_{d2} = -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -60 \text{ V/V}$$

$$A_{d3} = -6.826 \text{ V/V}$$

$$A_{d4} \approx 1 \text{ V/V}$$



: 5.24

بیں- $Q_2$  اور  $Q_3$  میں 50 μA برقی روپا جاتا ہے لہذا ان کے

$$g_{m2} = g_{m3} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{50 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 2 \text{ mS}$$

$$r_{e2} = r_{e3} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.002} = 500 \Omega$$

بیں- $Q_1$  اور  $Q_4$  میں 0.5 μA برقی روپا جاتی ہے لہذا ان کے

$$g_{m1} = g_{m4} = \frac{0.5 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 20 \mu\text{S}$$

$$r_{e1} = r_{e4} = \frac{1}{20 \mu\text{S}} = 50 \text{ k}\Omega$$

بیں- $Q_1$  کا  $r_{e1}$   $Q_2$  کے بیس پر پا جاتا ہے لہذا اس کو بھی  $Q_2$  کے ایمپر پر منتقل کرنا ضروری ہے۔  $50 \text{ k}\Omega$  منتقل کرنے سے  $\frac{50 \text{ k}\Omega}{\beta} = 500 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $r_{e1}$  کا عکس  $r_{e1'} = 500 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح  $Q_2$  کے ایمپر پر کل مزاحمت  $1 \text{ k}\Omega + r_{e1'} = r_{e2} + r_{e1}$  پا جائے گا۔ اسی طرح  $Q_4$  کا  $r_{e4}$   $Q_3$  کے بیس پر پا جاتا ہے لہذا اس کو بھی  $Q_3$  کے ایمپر پر منتقل کرنا ضروری ہے۔  $50 \text{ k}\Omega$  منتقل کرنے سے  $\frac{50 \text{ k}\Omega}{\beta} = 500 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح  $Q_3$  کے ایمپر پر کل مزاحمت  $1 \text{ k}\Omega + r_{e3} + r_{e4}$  پا جائے گا۔ ان معلومات کو شکل 5.24 پر پیش کیا گیا ہے۔

دوسری تفرقی جوڑی کے  $Q_5$  اور  $Q_6$  میں 0.3 mA پایا جاتا ہے لہذا ان کے

$$g_{m5} = g_{m6} = \frac{0.3 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.012 \text{ S}$$

$$r_{e5} = r_{e6} = \frac{1}{0.012} = 83.33 \Omega$$

$$r_{be5} = r_{be6} = \beta r_e = 8.3 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ اس جوڑی کا داخلی مزاحمت  $2r_{be}$  ہے جو پہلی تفرقی جوڑی کا بوجھ بتتا ہے۔ شکل میں  $Q_2$  اور  $Q_3$  کے کلکٹر کے مابین  $8.3 \text{ k}\Omega$  کے سلسلہ وار مزاحمت اسی داخلی مزاحمت کو ظاہر کرتا ہے۔ تفرقی اشارے کی صورت میں دوسری تفرقی جوڑی کا ایمپلینیاٹر برقی زمین پر رہتا ہے۔ یوں  $Q_2$  اور  $Q_3$  کے کلکٹر پر دونوں  $8.3 \text{ k}\Omega$  کا درمیانی نقطہ برقی زمین پر ہو گا۔ ان معلومات کو استعمال کرتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلی تفرقی جوڑی کی افزائش

$$(5.98) \quad A_{d1} = \frac{v_{o1}}{v_d} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

$$= \frac{15328}{2000}$$

$$= 7.66 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے جہاں  $R_C$  دوںوں ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر متوازی جڑے 200  $\text{k}\Omega$  اور 16.6  $\text{k}\Omega$  کا مجموعی مزاحمت ہے جبکہ  $\sum R_E$  ان کے ایمپلینیاٹر کے درمیان کل مزاحمت یعنی  $2r_e$  ہے۔ ثابت افزائش کا مطلب ہے کہ ثبت  $v_d$  کی صورت میں  $v_{o1}$  بھی ثابت ہو گا۔

تیسرا ایمپلینیاٹر کا داخلی مزاحمت  $R_{C6} = 230 \text{ k}\Omega$  ہے جو  $R_{E7} = 230 \text{ k}\Omega$  کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ  $\gg \beta R_{E7}$  10  $\text{k}\Omega$  ہوتا ہے لہذا ان کے کل مزاحمت کو ہم  $10 \text{ k}\Omega$  ہی لے سکتے ہیں۔ اس کا مطلب ہے کہ تیسرا ایمپلینیاٹر کا داخلی مزاحمت اتنا زیادہ ہے کہ اس کے اثر کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ یوں دوسرے ایمپلینیاٹر کی تفرقی افزائش

$$A_d = \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

$$= -\frac{10000}{83.33}$$

$$= -120 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

ہو گی۔ البتہ دوسرے تفرقی جوڑی سے تفرقی اشارہ حاصل نہیں کیا جاتا بلکہ اس کے صرف ایک بازو سے خارجی اشارہ

حاصل کیا گیا ہے۔ یوں کار آمد افزائش اس قیمت کے آدمی ہو گی یعنی

$$\begin{aligned}
 A_{d2} &= -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\
 (5.99) \quad &= -\frac{1}{2} \frac{10000}{83.33} \\
 &= -60 \frac{V}{V}
 \end{aligned}$$

افزاش میں منفی کا نشان یہ دکھلاتا ہے کہ مثبت  $v_2$  اور منفی  $v_1$  کی صورت میں اس حصے کا خارجی اشارہ منفی ہو گا۔

$Q_8$  اور اس کے ساتھ منسلک  $2.3 \text{ k}\Omega$  اور  $15.7 \text{ k}\Omega$  مل کر مشترک ایمپلیفیاٹر ہیں۔  $Q_7$  اور  $r_e$  کے داخلی مزاحمت کو نظر انداز کرتے ہوئے اس ایمپلیفیاٹر کی افزائش

$$A_{d3} = -\frac{15700}{2300} = -6.826 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتی ہے۔

$Q_8$  اور اس کے ساتھ منسلک  $3 \text{ k}\Omega$  مل کر مشترک گلکٹر ایمپلیفیاٹر بناتے ہیں۔ مشترک گلکٹر کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہوتی ہے یوں

$$A_{d4} \approx 1 \frac{V}{V}$$

ہو گا۔

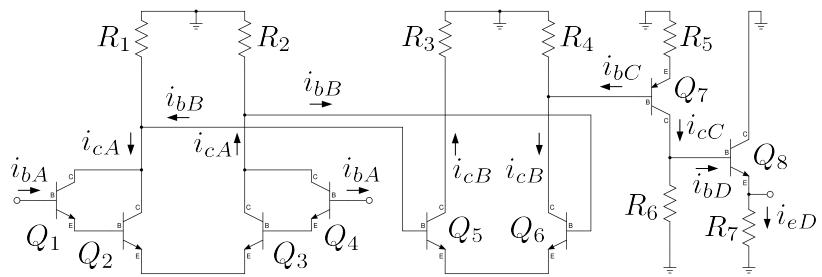
ان چاروں افزائش کو استعمال کرتے ہوئے حسابی ایمپلیفیاٹر کی کل افزائش

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_O}{v_d} = A_{d1} \times A_{d2} \times A_{d3} \times A_{d4} \\
 &= 7.66 \times (-60) \times (-6.826) \times 1 \\
 &= 3137 \frac{V}{V}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

شکل 5.24 کو دیکھتے ہوئے  $Q_2$  اور  $Q_3$  کے ایمپلیفیاٹر پر مزاحمت  $Q_1$  اور  $Q_4$  کے بیس جانب

$$\begin{aligned}
 R_i &\approx (1000 + 1000) \times \beta^2 \\
 &= 2000 \times 10000 \\
 &= 20 \text{ M}\Omega
 \end{aligned}$$



شکل 5.25: بر قی روکی افزائش

نظر آئے گا۔ یہی حسابی ایمپلینفار کا داخلی مزاجمت ہے۔

خارجی جانب  $Q_8$  کے  $r_e$  کو نظر انداز کرتے ہیں۔  $15.7 \text{ k}\Omega$  کا عکس ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب

$$\frac{15700}{100} = 157 \Omega$$

نظر آتا ہے۔ یہ عکس  $3 \text{ k}\Omega$  کے متواری جڑا ہے لہذا حسابی ایمپلینفار کا خارجی مزاجمت

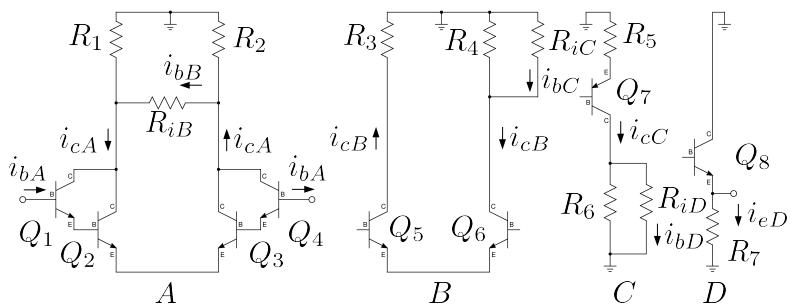
$$R_o = \frac{157 \times 3000}{157 + 3000} = 149 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 5.8: شکل 5.23 کے حسابی ایمپلینفار کی افزائش  $A_i = \frac{i_L}{i_b}$  کی مساوات حاصل کریں۔  $A_i$  کو استعمال کرتے ہوئے  $A_d = \frac{v_L}{v_d}$  کی مساوات بھی حاصل کریں۔

حل: شکل 5.25 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں داخلی جانب سے پہلے ایمپلینفار کو A، دوسرے کو تحریر B، تیسرا کو C اور خارجی ایمپلینفار کو D سے ظاہر کرتے ہوئے زنجیری ضرب سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.100) \quad A_i = \frac{i_L}{i_b} = \frac{i_{eD}}{i_{bA}} = \frac{i_{eD}}{i_{bD}} \times \frac{i_{bD}}{i_{cC}} \times \frac{i_{cC}}{i_{bC}} \times \frac{i_{bC}}{i_{cB}} \times \frac{i_{cB}}{i_{bB}} \times \frac{i_{bB}}{i_{cA}} \times \frac{i_{cA}}{i_{bA}}$$



شکل 5.26:

شکل 5.26 میں چاروں ایکلینیفاروں کو علیحدہ علیحدہ کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلے ایکلینیفار کے خارجی جانب دوسرے ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت  $R_{iB}$  نسبت ہے۔  $i_{cA}$  کا وہ حصہ جو  $R_{iB}$  سے گزرے درحقیقت دوسرے ایکلینیفار کا داخلی برتنی رو  $i_{bB}$  ہے۔ شکل پر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے۔ یوں اس شکل سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{i_{eD}}{i_{bD}} &= \beta_8 + 1 \\
 \frac{i_{bD}}{i_{cC}} &= \frac{R_6}{R_6 + R_{iD}} \\
 \frac{i_{cC}}{i_{bC}} &= \beta_7 \\
 \frac{i_{bC}}{i_{cB}} &= \frac{R_4}{R_4 + R_{iC}} \\
 \frac{i_{cB}}{i_{bB}} &= \beta_6 \\
 \frac{i_{bB}}{i_{cA}} &= \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_{iB}} \\
 \frac{i_{cA}}{i_{bA}} &= \beta_1 \beta_2
 \end{aligned} \tag{5.101}$$

تمام ٹرانزسٹر کے  $\beta$  برابر لیتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 r_{e2} &= r_{e3} = \frac{V_T}{I} \\
 r_{be2} &= r_{be3} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{1e} &= r_{e4} = (\beta + 1) \frac{V_T}{I} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{be1} &= r_{be4} = (\beta + 1)^2 r_{e2}
 \end{aligned}
 \tag{5.102}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 R_{iA} &= r_{be1} + r_{be4} + (r_{be2} + r_{be3}) \times (\beta + 1) \\
 &= 4(\beta + 1)^2 r_{e2} \\
 R_{iB} &= 2r_{be5} \\
 R_{iC} &\approx R_5 \times (\beta + 1) \\
 R_{iD} &\approx R_7 \times (\beta + 1)
 \end{aligned}
 \tag{5.103}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ

$$\begin{aligned}
 v_L &= i_{eD} R_7 \\
 v_d &= i_{bA} R_{iA}
 \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_L}{v_d} \\
 &= \frac{i_{eD} R_7}{i_{bA} R_{iA}} \\
 &= A_i \times \frac{R_7}{R_{iA}}
 \end{aligned}
 \tag{5.104}$$

حاصل ہوتا ہے۔

ذرا کوشش کرنے سے مندرجہ بالا تمام مساوات شکل 5.23 کو دیکھ کر ہی لکھے جاسکتے ہیں۔ آپ داخلی جانب یا خارجی جانب سے شروع ہوتے ہوئے زنجیری ضرب لکھتے ہیں اور پھر زنجیری ضرب کے تمام اجزاء شکل کو دیکھتے ہوئے پُر کرتے ہیں۔

مثال 5.9: مثال 5.8 میں  $A_i$  اور  $A_d$  کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل: مثال 5.7 میں مندرجہ ذیل معلومات حاصل کی گئیں۔

$$r_{e2} = 500 \Omega, \quad r_{e5} = 83.333 \Omega$$

یوں مساوات سے 5.103

$$R_{iA} = 4 \times 100^2 \times 500 = 20 \text{ M}\Omega$$

$$R_{iB} = 2 \times 100 \times 83.333 = 1667 \Omega$$

$$R_{iC} = 2300 \times 100 = 230 \text{ k}\Omega$$

$$R_{iD} = 3000 \times 100 = 300 \text{ k}\Omega$$

اور مساوات سے 5.101

$$\frac{i_{eD}}{i_{bD}} = 100$$

$$\frac{i_{bD}}{i_{cC}} = \frac{15.7 \times 10^3}{15.7 \times 10^3 + 300 \times 10^3} = 0.04973$$

$$\frac{i_{cC}}{i_{bC}} = 100$$

$$\frac{i_{bC}}{i_{cB}} = \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 230 \times 10^3} = 0.04167$$

$$\frac{i_{cB}}{i_{bB}} = 100$$

$$\frac{i_{bB}}{i_{cA}} = \frac{2 \times 100 \times 10^3}{2 \times 100 \times 10^3 + 1667} = 0.99173$$

$$\frac{i_{cA}}{i_{bA}} = 100 \times 100 = 10000$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح مساوات 5.100 سے

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{i_{eD}}{i_{bA}} = 100 \times 0.04973 \times 100 \times 0.04167 \times 100 \times 0.99173 \times 10000 \\ &= 20.55 \frac{\text{MA}}{\text{A}} \end{aligned}$$

اور مساوات 5.104 سے

$$A_d = \frac{v_L}{v_d} = 20.55 \times 10^6 \times \frac{3000}{20 \times 10^6}$$

$$= 3082 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مثال 5.7 میں  $\frac{V}{V} = 5.7$  میں  $A_d = 3137$  حاصل کی گئی۔ دونوں جوابات میں فرق  $\approx \alpha$  اور اس طرح کے دیگر استعمال کرنے کے لئے قیتوں میں معمولی معمولی فرق کی وجہ سے ہے۔ ان دونوں جوابات میں صرف

$$\left| \frac{3137 - 3082}{3137} \right| \times 100 = 1.75 \%$$

کافی ہے۔

شکل 5.24 میں دوسرے ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت  $r_{be5} + r_{be6} = 16.6 \text{ k}\Omega$  ہے جو پہلی ایکلینیفار کا بوجھ بتتا ہے۔ یوں  $R_1 + R_2$  اور  $r_{be5} + r_{be6}$  متوازی جڑے نظر آتے ہیں۔ چونکہ  $r_{be5} + r_{be6} \ll R_1 + R_2$  ہے لہذا ان متوازی جڑے مزاحمت کے مجموعی مزاحمت کو تقریباً  $r_{be5} + r_{be6}$  یا جاسکتا ہے۔ اس کے برعکس تیرے ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت بہت بڑا ہے لہذا دوسرے ایکلینیفار پر اس کے بوجھ کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے اور دوسرے ایکلینیفار کے افزائش یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = \frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}}$$

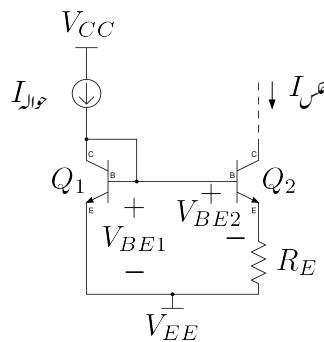
$$A_{d2} \approx -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{1}{2} \left( \frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

اس طرح ان دو کڑیوں کی کل افزائش

$$(5.105) \quad A_d = A_{d1} A_{d2} = -\frac{1}{2} \times \left( \frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}} \right) \times \left( \frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1)(r_{e5} + r_{e6})}{4r_{e2}} \times \left( \frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1) R_{C6}}{4r_{e2}}$$



شکل 5.27: وانڈلر منبع برقی رو

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات کے تحت  $\beta$  بڑھانے اور  $r_{e2}$  گھٹانے سے افزائش بڑھتی ہے۔ چونکہ  $r_e = \frac{V_T}{I_C}$  ہوتا ہے لذا  $I$  بڑھانے سے  $r_{e2}$  گھٹے گا۔

اس کے علاوہ اگر پہلے ایکپلیفائر میں ڈارکلنٹ جوڑی استعمال نہ کی جائے تب اس کی داخلی مزاحمت آدھی اور افزائش دگنی ہو جائے گی۔

صفحہ 362 پر مساوات 3.223 پر تبرہ کرتے وقت یہ حقیقت بتائی گئی تھی کہ اگر افزائش بڑھائی جائے تو داخلی مزاحمت گھٹتی ہے۔ تفرقی ایکپلیفائر میں بھی داخلی مزاحمت گھٹاتے ہوئے افزائش بڑھانا ممکن ہے۔

## 5.10 وانڈلر منبع برقی رو

شکل 5.16 میں  $Q_2$  کے ایکٹر پر  $R_E$  نسب کرنے سے وانڈلر منبع برقی رو<sup>23</sup> حاصل ہوتا ہے جسے شکل 5.27 میں<sup>24</sup>

Widlar current source<sup>23</sup>

<sup>24</sup> ہب وانڈلر نے اس دور کو دریافت کیا۔

$$V_{BE1} = V_T \ln \left( \frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_S} \right)$$

$$V_{BE2} = V_T \ln \left( \frac{I_{\text{عمر}}}{I_S} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ان دو مساوات کو آپس میں منفی کرنے سے

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left( \frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_{\text{عمر}}} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم

$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_{\text{عمر}} R_E$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

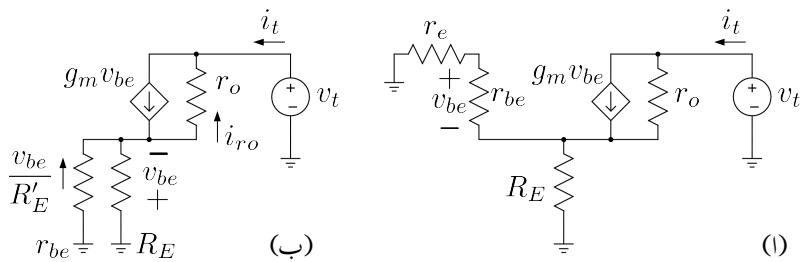
$$(5.106) \quad I_{\text{عمر}} R_E = V_T \ln \left( \frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_{\text{عمر}}} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

آئیں وائڈلر منبع برقی رو کی خارجی مزاحمت  $R_o$  حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $Q_2$  کے فلکٹر پر  $v_t$  برقی دباؤ مہیا کرتے ہوئے  $i_t$  کا حساب لگا کر  $\frac{v_t}{i_t}$  معلوم کیا جا سکتا ہے جو کہ  $R_o$  کی قیمت ہو گی۔

وائڈلر منبع برقی رو میں  $Q_1$  کے فلکٹر اور نیں آپس میں جڑے ہیں۔ یوں یہ بطور ڈائیوڈ کردار ادا کرتا ہے۔ صفحہ 416 پر مساوات 3.248 ایسے ٹرانزسٹر کی مزاحمت  $r_e$  دیتا ہے۔ وائڈلر منبع برقی رو کی خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر  $Q_2$  کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہیں جبکہ  $Q_1$  کی جگہ اس کا بدیک اشاراتی مساوی مزاحمت  $r_e$  نسب کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے شکل 5.28 الف حاصل ہوتا ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ  $r_{be} = r_e (\beta + 1)$  ہوتا ہے۔ یوں  $r_{be} \gg r_e$  ہے لہذا سلسہ وار جڑے اور  $r_e$  میں کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ  $R_E$  اور  $r_{be}$  متوatzی جڑے ہیں۔  $R'_E \parallel r_{be}$  کو لکھتے ہوئے اس میں برقی رو کو  $\frac{v_{be}}{R'_E}$  لکھا جا سکتا ہے۔ اس برقی رو کی سمت شکل میں دکھائی گئی ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$g_m v_{be} + \frac{v_{be}}{R'_E} = i_{ro}$$



شکل 5.28: وائلر منج رو کا باریک اشاراتی مساوی دور

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$i_{ro} = \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$(5.107) \quad v_t = -v_{be} - \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be} r_o$$

اور کر خوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

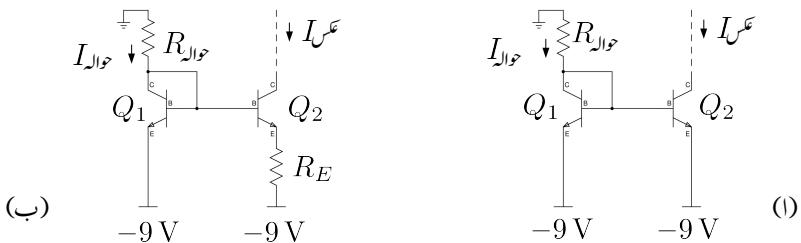
$$(5.108) \quad i_t = g_m v_{be} - \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 5.107 کو مساوات 5.108 سے تقسیم کرتے ہوئے وائلر منج کی خارجی مزاحمت  $R_o$  یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$\begin{aligned} R_o &= \frac{v_t}{i_t} = R'_E \left[ 1 + r_o \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) \right] \\ &= R'_E + r_o \left( 1 + g_m R'_E \right) \end{aligned}$$

اس مساوات میں  $R'_E$  کو نظر انداز کرتے ہوئے خارجی مزاحمت  $R_o$  کی سادہ مساوات

$$(5.109) \quad R_o \approx r_o \left( 1 + g_m R'_E \right)$$



شکل 5.29: دو سین 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  $r_o (1 + g_m R'_E)$  ہو گئی ہے۔ یہ ایک عمومی نتیجہ ہے اور یوں کسی بھی دو جوڑٹرانزسٹر جس کے لیکنٹ پر  $R_E$  مزاحمت نسب ہو اور جس کا بیس سرا بر قی زمین پر ہو کی خارجی مزاحمت مساوات 5.109 سے حاصل ہو گی۔

مثال 5.10: شکل 5.29 میں سادہ آئینہ اور وائلر آئینہ دکھائے گئے ہیں۔  $I_E = 15 \mu A$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: شکل اف میں  $15 \mu A$  حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{\text{وائلر}} = \frac{9 - 0.7}{15 \times 10^{-6}} = 553 \text{ k}\Omega$$

درکار ہے۔ شکل ب میں  $I_E = 1 \text{ mA}$  رکھتے ہوئے  $I_E = 15 \mu A$  حاصل کرتے ہیں۔  $I_E = 1 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{\text{وائلر}} = \frac{9 - 0.7}{1 \times 10^{-3}} = 8.3 \text{ k}\Omega$$

اور مساوات 5.106 سے

$$R_E = \frac{25 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} \ln \left( \frac{10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} \right) = 7 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ آپ نے دیکھا کہ کم برقی رو پیدا کرنے کی خاطر سادہ منع رو کو  $553 \text{ k}\Omega$  جبکہ وائٹر منع رو کو  $8.3 \text{ k}\Omega$  اور  $7 \text{ k}\Omega$  کے مزاحمت درکار ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ مخلوط دور میں زیادہ قیمت کا مزاحمت زیادہ جگہ گھیرتا ہے جو کہ مہنگا پڑتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں وائٹر منع رو استعمال کیا جائے گا۔

## ولسن آئینہ 5.11

شکل 5.16 میں سادہ آئینہ برقی رو دکھایا گیا۔  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  لیتے ہوئے  $V_{CE1} = 0.7 \text{ V}$  ہے جبکہ  $V_{CE2}$  پر ایسی کوئی پابندی لا گو نہیں لہذا عموماً  $V_{CE1} \neq V_{CE2}$  ہوتا ہے۔ اب تک آئینہ برقی رو پر تصوروں میں ہم نے ارلی برقی دباؤ کے اثرات کو نظر انداز کیا۔ حقیقت میں اگرچہ شکل 5.16 میں  $V_{BE1} = V_{BE2}$  ہے لیکن کی  $V_{CE1} \neq V_{CE2}$  کی  $V_{BE1} = V_{BE2}$  اور  $V_{CE1} \neq V_{CE2}$  میں فرق کو کم کرنے سے ارلی برقی رو میں فرق پیدا کرتا 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 کیساں تصور کیا جائے گا۔ چونکہ عرض  $i_{C3}$  ہی ہے لہذا ہم  $i_{C3}$  اور  $i_{B3}$  کا تعلق حاصل کریں گے۔  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_{C1} = i_{C2} = i_C$$

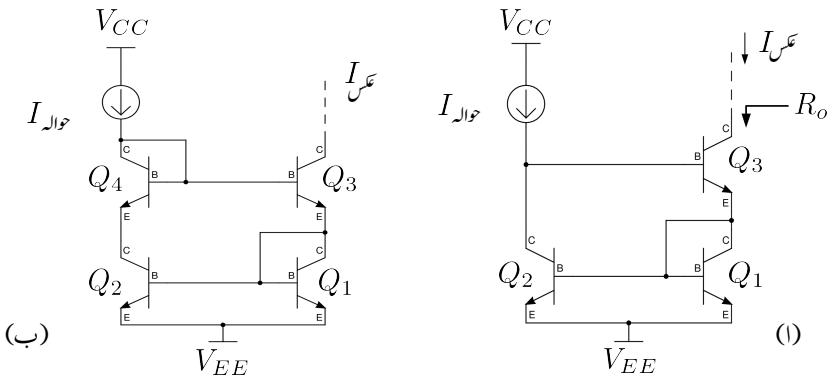
$$i_{B1} = i_{B2} = i_B$$

کے  $Q_3$

$$(5.111) \quad i_{B3} = \frac{i_{C3}}{\beta}$$

$$i_{E3} = \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \right) i_{C3}$$

Wilson mirror<sup>25</sup>  
<sup>26</sup> پارچ آرڈن نے اس آئینہ کو دریافت کیا۔



مکمل 5.30: ورن آئینہ

لکھا جاسکتا ہے۔ کر خوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$\begin{aligned}
 i_{E3} &= i_{C1} + i_{B1} + i_{B2} \\
 &= i_C + 2i_B \\
 (5.112) \quad &= \left( \frac{\beta+2}{\beta} \right) i_C
 \end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات میں  $i_{E3}$  کو برابر لکھتے ہوئے

$$\left( \frac{\beta+1}{\beta} \right) i_{C3} = \left( \frac{\beta+2}{\beta} \right) i_C$$

$i_C$  کی مساوات حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.113) \quad i_C = \left( \frac{\beta+1}{\beta+2} \right) i_{C3}$$

کر خوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned}
 I_{L_{\text{وا}}} &= i_{C2} + i_{B3} \\
 &= i_C + \frac{i_{C3}}{\beta}
 \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں  $i_C$  کی قیمت مساوی 5.113 سے پُر کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} I_{\text{واہ}} &= \left( \frac{\beta+1}{\beta+2} \right) i_{C3} + \frac{i_{C3}}{\beta} \\ &= \left( \frac{\beta+1}{\beta+2} + \frac{1}{\beta} \right) i_{C3} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات سے

$$\begin{aligned} I_{\text{واہ}} &= \left[ \frac{\beta(\beta+1) + \beta + 2}{\beta(\beta+2)} \right] i_{C3} \\ &= \left[ \frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{\beta(\beta+2)} \right] i_{C3} \\ &= \left[ \frac{\beta(\beta+2) + 2}{\beta(\beta+2)} \right] i_{C3} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

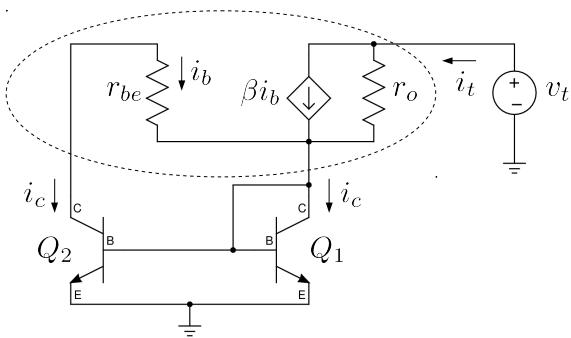
$$\begin{aligned} I_{\text{ع}} &= i_{C3} = \left[ \frac{\beta(\beta+2)}{\beta(\beta+2) + 2} \right] I_{\text{واہ}} \\ &= \left[ \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+2)}} \right] I_{\text{واہ}} \end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$(5.114) \quad I_{\text{ع}} \approx \left[ \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} \right] I_{\text{واہ}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کا صفحہ 587 پر مساوات 5.88 کے ساتھ موازنہ کریں۔ دونوں مساوات بالکل ایک جیسے ہیں۔

آئینہ آئینے کی خارجی مزاجمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $Q_3$  کے گلکٹر پر  $v_t$  لاگو کرتے ہوئے  $i_t$  کا حساب لگاتے ہیں۔  $\frac{v_t}{i_t}$  خارجی مزاجمت  $R_o$  ہو گا۔  $Q_3$  کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے و لسن آئینے کو شکل 5.31 میں



شکل 5.31: وں آئنے کی خارجی مزاحمت

دکھایا گیا ہے۔ نقطہ دار دائرے سے دو جگہ  $i_t$  برقی رو خارج اور ایک جگہ  $i_c$  داخلی ہو رہی ہے۔ یوں کرخوف کے قانون  
برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

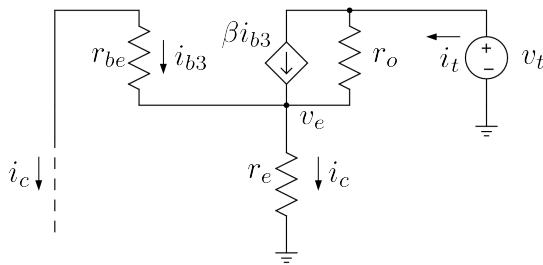
$$(5.115) \quad i_t = 2i_c$$

شکل 5.31 میں  $Q_1$  کا میں اس کے گلکٹر کے ساتھ جڑا ہے جس کی وجہ سے یہ بطور ڈائوڈ کردار ادا کرتا ہے اور  
اس کو مزاحمت  $r_e$  سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔  $Q_2$  کا اس  $r_{be}$  کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ  $r_{be} \ll r_{be}$  ہوتا ہے لہذا  
ان کا مساوی مزاحمت تقریباً  $r_e$  کے برابر ہو گا۔ شکل 5.32 میں اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے دور کو دوبارہ  
دکھائی ہے۔  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے گلکٹر پر برقرار  $i_c$  برقی رو گزرنے کی جسے شکل میں دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} v_e &= i_c r_e \\ i_{b3} &= i_c \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned} i_t &= \beta i_{b3} + \frac{v_t - v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \frac{v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \left( \frac{r_e}{r_{o3}} \right) i_c \end{aligned}$$



خیل 5.32

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر  $i_{b3} = -i_c$  کا استعمال کیا گیا۔ چونکہ  $r_o \ll r_e$  ہوتا ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات میں آخری جزو کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں مساوات 5.115 کے استعمال سے

$$2i_c = -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو

$$i_c (\beta + 2) r_{o3} = v_t$$

لکھا جا سکتا ہے۔ و لسن آئینے کا خارجی مزاحمت  $R_o = \frac{v_t}{i_t} = 2i_c$  کے برابر ہے جہاں  $i_t = 2i_c$  ہے۔ یوں

$$(5.116) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = \frac{v_t}{2i_c} = \frac{(\beta + 2) r_{o3}}{2}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو

$$(5.117) \quad R_o \approx \frac{\beta r_o}{2}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں  $r_{o3}$  کو لکھا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ و لسن آئینے کی خارجی مزاحمت  $r_o$  سے  $\frac{\beta}{2}$  نا زیادہ ہے۔

اس حصے کے شروع میں ذکر کیا گیا کہ ارلی برتنی دباؤ کے اثر کو کم کرنے کی خاطر و لسن آئینے میں  $V_{CE1}$  اور  $V_{CE2}$  میں فرق کو کم کرتے ہوئے 0.7 V کر دیا گیا۔ اس فرق کو مکمل طور ختم بھی کیا جا سکتا ہے۔ خیل 5.30 ب میں  $Q_4$  کی شمولیت سے

$$V_{CE2} = V_{BE1} + V_{BE3} - V_{BE4} = 0.7 \text{ V}$$

ہو جاتا ہے۔ یوں  $V_{CE1} = V_{CE2} = 0.7V$  کرتے ہوئے اری برقی دباؤ کے اثرات سے چھکارا حاصل کیا گیا ہے۔ اس کے علاوہ چونکہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  میں برابر برقی رو پایا جاتا ہے اور اب ان پر برقی دباؤ بھی برابر ہے لہذا ان میں طاقت کا نصیع بھی برابر ہو گا۔ یوں یہ برابر گرم ہوتے ہوئے برابر درجہ حرارت پر رہیں گے۔ اس طرح درجہ حرارت میں فرق کی بنابر پکار کر دیگی میں فرق سے بھی چھکارا حاصل ہوتا ہے۔

## 5.12 کیسکوڈ ایمپلیفائر

مشترک ایمٹر اور مشترک بیس ایمپلیفائر کو آپس میں جوڑ کر زنجیری ایمپلیفائر بنایا جا سکتا ہے۔ شکل 5.33 الف میں ایمپلیفائر کو دکھایا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کو کیسکوڈ ایمپلیفائر<sup>27</sup> کہتے ہیں۔

اوہ  $Q_{1a}$  اور  $Q_{3a}$  کو برقی رو پر مائل رکھا جاتا ہے۔ یوں دونوں ٹرانزسٹروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

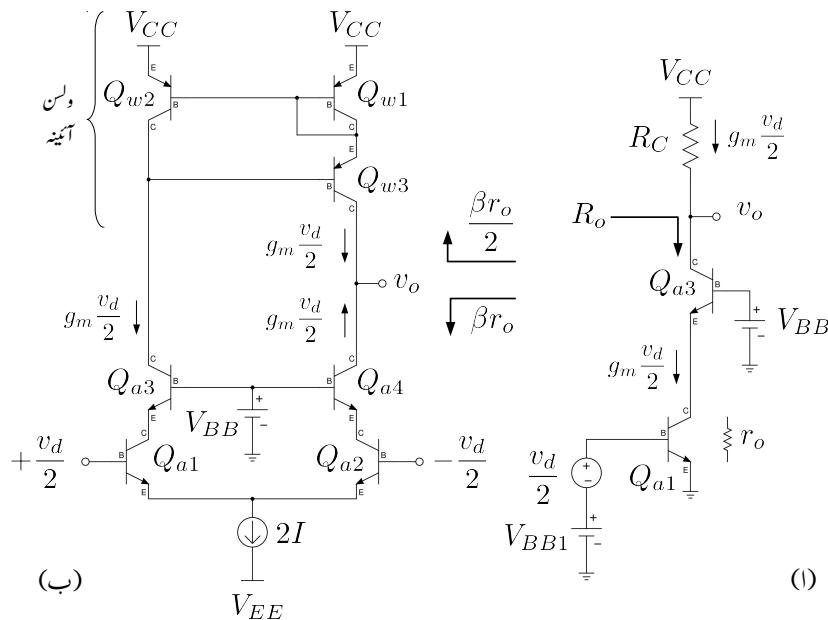
$$\begin{aligned} g_m &= \frac{I}{V_T} \\ r_e &= \frac{1}{g_m} \\ r_{be} &= (\beta + 1) r_e \end{aligned}$$

اگر  $Q_{1a}$  کو  $\frac{v_d}{2}$  داخلی اشارہ مہیا کیا جائے تو اس کا  $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ یہی برقی رو  $Q_{3a}$  سے بھی گزرے گا یوں لیتے ہوئے ہو گا لہذا  $i_{c3} = i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ اس طرح  $v_o = -g_m R_C \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔

اسیں کیسکوڈ ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی خارجی مراجحت  $R_o$  حاصل کریں۔ باریک اشاراتی تجزیہ کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ  $Q_{3a}$  کے ایمٹر 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 109.1 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 فریڈر کونٹن نے پہلی مرتبہ موجوں کیا۔



شكل 5.33: کیسکوڈا ایمپلیفایر اور تفرقی کیسکوڈا ایمپلیفایر

$r_o$  کی بنابر اس مساوات سے  $R'_E \approx r_{be}$  حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 5.109 سے

$$\begin{aligned} R_o &= r_o (1 + g_m r_{be}) \\ (5.118) \quad &= r_o (1 + \beta) \\ &\approx \beta r_o \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ کیونکہ ایکلینیفار میں  $R_C$  کی جگہ ٹرانزسٹر بوجہ بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔

دو کیکوڈ ایکلینیفار کو ملا کر تفرقی کیکوڈ حاصل ہوتا ہے۔ شکل 5.33 ب میں ایسا ہی تفرقی ایکلینیفار دکھایا گیا ہے جہاں و سن آئینے کو بطور بر قی بوجہ استعمال کیا گیا ہے۔ اس شکل میں  $Q_{a1}$ ،  $Q_{a3}$  ایک کیکوڈ جبکہ  $Q_{a2}$  اور  $Q_{a4}$  دوسرا کیکوڈ ہے انہیں ملا کر کیکوڈ تفرقی جوڑی حاصل کی گئی ہے۔  $Q_{w1}$  اور  $Q_{w2}$  اور  $Q_{w3}$  و سن آئینے ہے جسے بطور بر قی بوجہ استعمال کیا گیا ہے۔

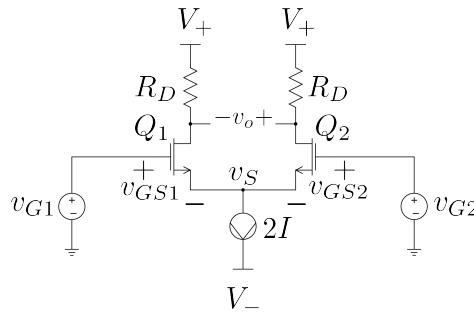
$\alpha = 1$  لیتے ہوئے تفرقی کیکوڈ کا باریک اشاراتی حل حاصل کرتے ہیں۔  $Q_{1a}$  کو  $\frac{v_d}{2}$  داخلي اشاره مہیا کیا گیا ہے۔ یوں اس کا خارجی بر قی رو  $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ یہی بر قی رو  $Q_{a3}$  سے گزرتے ہوئے و سن آئینے کو بطور داخلي بر قی رو مہیا ہوتا ہے۔ یوں و سن آئینہ  $Q_{w3}$  سے  $g_m \frac{v_d}{2}$  بطور عکس خارج کرے گا۔ کیکوڈ کے دوسرا جانب  $Q_{2a}$  کو  $\frac{-v_d}{2}$  داخلي اشاره مہیا کیا جاتا ہے۔ یوں  $i_{c2} = -g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ یہی بر قی رو  $Q_{4a}$  سے بھی گزرے گا۔ و سن آئینے کی خارجی مزاحمت مساوات 5.117 کے تحت  $\frac{\beta r_o}{2}$  ہے جبکہ کیکوڈ کی خارجی مزاحمت مساوات 5.118 کے تحت  $\beta r_o$  ہے۔ ان دونوں متوازی جڑے خارجی مزاحمتوں کی نشاندہی شکل 5.33 ب میں کی گئی ہے۔ ان کی مجموعی مزاحمت  $\frac{\beta r_o}{3}$  حاصل ہوتی ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} v_o &= \left( g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) \frac{\beta r_o}{3} \\ &= \frac{1}{3} g_m \beta r_o v_d \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $r_o = \frac{V_A}{I_C}$  اور  $g_m = \frac{I_C}{V_T}$

$$(5.119) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{1}{3} \beta \left( \frac{V_A}{V_T} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ صفحہ 595 پر مساوات 5.97 سادہ تفرقی جوڑے کی افزائش دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیکوڈ تفرقی ایکلینیفار کی افزائش اس سے  $\frac{2\beta}{3}$  گناہ زیادہ ہے۔



شکل 5.34: ماسفیٹ کا بنیادی تفرقی جوڑا

### 5.13 ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے

شکل 5.34 میں دو یکساں بڑھاتے ماسفیٹ پر مبنی بنیادی تفرقی جوڑا کھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں ماسفیٹ کو افراہندہ رکھا جاتا ہے۔ ارلی برق دباؤ کو نظر انداز کرتے ہوئے اسے حل کرتے ہیں۔ تفرقی اشارہ  $v_d$  سے مراد

$$v_d = v_{G1} - v_{G2}$$

ہے۔ چونکہ دونوں ماسفیٹ کے سورس آپس میں جڑے ہیں لہذا  $v_{S1} = v_{S2} = v_S$  کے برابر ہو گا۔ یوں

$$v_G = v_{GS} + v_S \quad v_{GS} = v_G - v_S$$

$$(5.120) \quad v_d = (v_{GS1} + v_S) - (v_{GS2} + v_S)$$

$$= v_{GS1} - v_{GS2}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ دھیان رہے کہ  $v_{G1}$  اور  $v_{G2}$  تبدیل کرنے سے  $v_S$  بھی تبدیل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں  $v_{GS1} = V_{GS}$  ہوتا ہے۔ اس صورت میں تفرقی جوڑے کے دونوں ماسفیٹ میں برابریک سمیت برقی رو گزرتی ہے۔ تفرقی جوڑے میں کرخوف کے قانون برقی رو کی مدد سے

$$(5.121) \quad i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں بدلتے اشارے کے عدم موجودگی ( $v_d = 0$ ) میں اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.122) \quad I_{DS1} = I_{DS2} = I = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

بدلتے اشارے کے موجودگی میں

$$i_{DS1} = \frac{k_n}{2} (v_{GS1} - V_t)^2$$

$$i_{DS2} = \frac{k_n}{2} (v_{GS2} - V_t)^2$$

ہوں گے۔ آئیں  $i_{DS1}$  اور  $i_{DS2}$  کے ایسے مساوات حاصل کریں جن کا آزاد متغیرہ صرف  $v_d$  ہو۔ ایسا کرنے کی خاطر مندرجہ بالا دو مساوات کا جزو لیتے ہیں۔

$$\sqrt{i_{DS1}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS1} - V_t)$$

$$\sqrt{i_{DS2}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS2} - V_t)$$

$\sqrt{i_{DS2}}$  کو منت کرتے ہیں  $\sqrt{i_{DS1}}$

$$\sqrt{i_{DS1}} - \sqrt{i_{DS2}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} (v_{GS1} - v_{GS2})$$

$$= \sqrt{\frac{k_n}{2}} v_d$$

جہاں مساوات 5.120 کو استعمال کیا گیا۔ مساوات 5.121 سے  $i_{DS2}$  حاصل کر کے مندرجہ بالا مساوات میں پڑ کرتے ہیں۔

$$\sqrt{i_{DS1}} - \sqrt{2I - i_{DS1}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}} v_d$$

اس مساوات کا مریع لیتے ہیں

$$i_{DS1} + 2I - i_{DS1} - 2\sqrt{i_{DS1}}\sqrt{2I - i_{DS1}} = \frac{k_n}{2} v_d^2$$

$$2\sqrt{i_{DS1}}\sqrt{2I - i_{DS1}} = 2I - \frac{k_n}{2} v_d^2$$

اس کا دوبارہ مریع لیتے ہوئے دو درجی مساوات حاصل ہوتی ہے

$$4i_{DS1}(2I - i_{DS1}) = 4I^2 + \frac{k_n^2}{4} v_d^4 - 2Ik_n v_d^2$$

$$4i_{DS1}^2 - 8Ii_{DS1} + 4I^2 + \frac{k_n^2}{4} v_d^4 - 2Ik_n v_d^2 = 0$$

جس سے

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{8I \mp \sqrt{64I^2 - 4 \times 4 \times \left(4I^2 + \frac{k_n^2}{4}v_d^4 - 2Ik_nv_d^2\right)}}{2 \times 4} \\ &= I \mp \frac{\sqrt{2Ik_nv_d^2 - \frac{k_n^2}{4}v_d^4}}{2} \\ &= I \mp \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی ( $v_d = 0$ ) کی صورت میں اس مساوات سے  $i_{DS1} = I$  حاصل ہوتا ہے جو کہ درست جواب ہے۔ شکل 5.34 کو دیکھ کر ہم کہہ سکتے ہیں کہ ثابت  $v_d$  کی صورت میں  $i_{DS1}$  کی قیمت  $I$  سے بڑھ جائے گی۔ یوں مندرجہ بالا مساوات سے  $i_{DS1}$  کا درست مساوات یوں لکھا جائے گا۔

$$(5.123) \quad i_{DS1} = I + \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2}$$

مساوات 5.121 کی مدد سے

$$\begin{aligned} i_{DS2} &= 2I - i_{DS1} \\ &= 2I - \left[ I + \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \right] \end{aligned}$$

یعنی

$$(5.124) \quad i_{DS2} = I - \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 5.122 کو ان دو طرز

$$\begin{aligned} \sqrt{k_n} &= \frac{\sqrt{2I}}{V_{GS} - V_t} \\ \frac{k_n}{2I} &= \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \end{aligned}$$

پر بھی لکھا جاسکتا ہے جن کے استعمال سے مساوات 5.123 اور مساوات 5.124 کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(5.125) \quad i_{DS1} = I + \left( \frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left( \frac{v_d}{2} \right)^2}$$

$$i_{DS2} = I - \left( \frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left( \frac{v_d}{2} \right)^2}$$

صفحہ 486 پر مساوات 4.49 باریک اشارے کی تعریف  $v_d \ll 2(V_{GS} - V_t)$  دیتا ہے۔ اگر داخلی اشارہ اس شرط پر پورا اترتا ہو تو ب مساوات 5.125 میں جزر کے اندر ایک سے منفی ہونے والے حصے کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے اور ان مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(5.126) \quad i_{DS1} \approx I + \left( \frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t}$$

$$i_{DS2} \approx I - \left( \frac{v_d}{2} \right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t}$$

صفحہ 486 پر مساوات 4.54 کے تحت

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

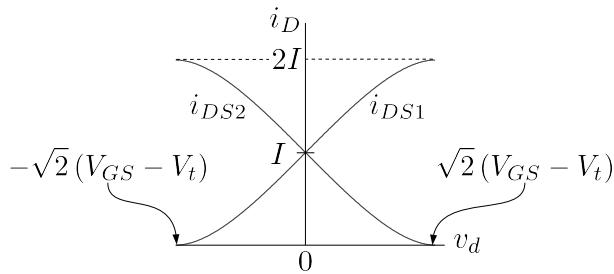
کے برابر ہے جہاں  $I_{DS}$  ماسفیٹ سے گزرتی یک سمیتی برقی رو ہے۔ مساوات 5.126 میں یک سمیتی برقی رو کو  $I$  کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 5.126 کو

$$(5.127) \quad i_{DS1} \approx I + g_m \left( \frac{v_d}{2} \right)$$

$$i_{DS2} \approx I - g_m \left( \frac{v_d}{2} \right)$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات 5.127 کا انتہائی سادہ مطلب ہے۔ ثابت بدلتے برقی اشارے کے موجودگی میں  $i_{DS1}$  کی قیمت میں  $g_m \frac{v_d}{2}$  کا اضافہ ہوتا ہے جبکہ  $i_{DS2}$  کی قیمت میں اتنی ہی کمی رونما ہوتی ہے۔ جن  $i_{DS1}$  اور  $i_{DS2}$  کے بھی  $2I$  کے برابر ہے۔ اور  $i_{DS2}$  میں اس بدلتی برقی رو کو  $i_d$  لکھا جاسکتا ہے یعنی

$$(5.128) \quad i_d = g_m \left( \frac{v_d}{2} \right)$$



شکل 5.35: ماسفیٹ تفرقی جوڑے کے داخلی تفرقی برقی دباؤ بال مقابل خارجی برقی روکے خط

یوں

$$(5.129) \quad \begin{aligned} i_{DS1} &= I + i_d \\ i_{DS2} &= I - i_d \end{aligned}$$

کے برابر ہیں۔  $v_d$  کی وہ قیمت جس پر تمام کی تمام  $2I$  یک سمتی برقی رو کسی ایک ماسفیٹ میں منتقل ہو جاتی ہے کو مساوات 5.125 کی مدد سے حاصل کیا جا سکتا ہے۔ ثابت  $v_d$  کی صورت میں برقی رو  $Q_1$  کو منتقل ہو گی۔ یوں  $i_{DS2} = 0$  جبکہ  $i_{DS1} = 2I$  ہوں گے۔ مساوات 5.125 میں  $i_{DS1} = 2I$  پُر کرتے حل کرنے سے

$$(5.130) \quad |v_d| = \sqrt{2}(V_{GS} - V_t)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت سے  $v_d$  کو مزید بڑھانے سے برقی رو میں مزید تبدیلی رونما نہیں ہو گی۔ اتنی ہی منفی داخلی برقی دباؤ کی صورت میں تمام کی تمام یک سمتی برقی رو  $Q_2$  کو منتقل ہو جائے گی اور یوں  $i_{DS1} = 0$  جبکہ  $i_{DS2} = 2I$  ہوں گے۔ شکل 5.35 میں مساوات 5.125 کے خط کھینچنے کے ہیں۔ ان خطوط سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_d$  کی وہ قیمت جس پر تمام کی تمام برقی رو ایک جانب منتقل ہو جاتی ہے صفحہ 486 پر مساوات 4.49 میں بیان کئے ہوئے اشارے کی حد سے کم ہے۔

شکل 5.34 سے

$$\begin{aligned} v_{D1} &= V_+ - i_{DS1} R_D \\ v_{D2} &= V_+ - i_{DS2} R_D \end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned} v_0 &= v_{D2} - v_{D1} \\ &= (V_+ - i_{DS2}R_D) - (V_+ - i_{DS1}R_D) \\ &= i_{DS1}R_D - i_{DS2}R_D \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے مساوات 5.127 کے استعمال سے

$$\begin{aligned} v_o &= \left[ I + g_m \frac{v_d}{2} \right] R_D - \left[ I - g_m \frac{v_d}{2} \right] R_D \\ &= g_m v_d R_D \end{aligned}$$

ملتا ہے جس سے تفرقی انفرائش

$$(5.131) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_D$$

حاصل ہوتی ہے۔

مثال 5.11: شکل 5.34 میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں  $2I = 200 \mu\text{A}$  ہے جبکہ  $v_d = 0$  پر دونوں ماسفیٹ اپنے نقطہ کار کر دیگی پر ہوتے ہیں اور دونوں میں برابر  $100 \mu\text{A}$  برقی روپیا جاتا ہے۔ افرائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے یوں

حل:  $v_d = 0$  پر دونوں ماسفیٹ اپنے نقطہ کار کر دیگی پر ہوتے ہیں اور دونوں میں برابر  $100 \mu\text{A}$  برقی روپیا جاتا ہے۔ افرائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے یوں

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 1.2)^2$$

لکھتے ہوئے  $2.614 \text{ V}$  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

$$|v_d| = \sqrt{2} (2.614 - 1.2) = 2 \text{ V}$$

### 5.13. ماسنیٹ کے تفرقی جوڑے

625

حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $v_d = -2 \text{ V}$  پر تمام برقی رو  $Q_1$  سے گزرے گا جبکہ  $v_d = 2 \text{ V}$  پر تمام برقی رو  $Q_2$  سے گزرے گا۔

---



---

مثال 5.12: مثال 5.11 میں  $R_D = 50 \text{ k}\Omega$  جبکہ  $V_+ = 18 \text{ V}$  کی صورت میں تفرقی جوڑے کی تفرقی افزائش حاصل کریں۔

حل: مساوات 5.131 کی مدد سے

$$A_d = 0.1414 \times 10^{-3} \times 50000 = 7.07 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

---



---

مثال 5.13: شکل 5.34 میں دکھائے گئے ماسنیٹ کے تفرقی جوڑے میں  $2I = 200 \mu\text{A}$  ہے جبکہ  $v_{GS1} = v_{GS2} = v_S$  اور  $V_t = 1.2 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے کی قیمتیں مندرجہ ذیل صورتوں میں حاصل کریں۔

$$\leftarrow i_{DS1} = 100 \mu\text{A} .1$$

$$\leftarrow i_{DS1} = 150 \mu\text{A} .2$$

$$\leftarrow i_{DS1} = 200 \mu\text{A} .3$$

حل:

$i_{DS1} = 100 \mu\text{A}$  کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت  $i_{DS2} = 100 \mu\text{A}$  ہو گی۔ اس صورت میں دونوں ماسفیٹ میں برابر برقی رو ہو گا۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

$v_{GS1} = 2.614 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔  $v_{GS2}$  بھی اتنا ہی ہو گا۔

یہاں غور کریں۔ ہمیں  $v_{GS1}$  معلوم ہے لیکن ہمیں  $v_{G1}$  معلوم نہیں ہے۔ اس کے برعکس ہمیں  $v_{GS2}$  معلوم ہونے کے ساتھ ساتھ یہ بھی معلوم ہے کہ اس  $Q_2$  کے گیٹ برقی زمین پر ہے۔ یوں ہم جانتے ہیں کہ  $v_{G2} = 0 \text{ V}$  پر ہے۔

$v_{GS1} = v_{G1} - v_S = -2.614 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔  $v_{GS2} = v_{G2} - v_S$  لکھتے ہوئے اور  $v_S = 0 \text{ V}$  کی قیمتیں پُر کرنے سے  $v_{G1} = 0 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔

$i_{DS1} = 150 \mu\text{A}$  کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت  $i_{DS2} = 50 \mu\text{A}$  ہو گی۔ افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات سے دونوں ماسفیٹ کے  $v_{GS}$  حاصل کرتے ہیں۔  $Q_1$  کے مساوات سے

$$150 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

$$v_{GS1} = 2.932 \text{ V}$$

اور  $Q_2$  کے مساوات سے

$$50 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS2} - 1.2)^2$$

$$v_{GS2} = 2.2 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔  $Q_2$  کے معلومات سے

$$v_{GS2} = v_{G2} - v_S = 0 - v_S$$

اور یوں  $v_S = -2.2 \text{ V}$  ۔

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$2.932 = v_{G1} - (-2.2)$$

$$v_{G1} = 0.732 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

$i_{DS2} = 0 \mu\text{A}$  کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت  $i_{DS1} = 200 \mu\text{A}$  . مساوات سے

$$200 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

$$v_{GS1} = 3.2 \text{ V}$$

اور  $Q_2$  کے مساوات سے

$$0 = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS2} - 1.2)^2$$

$$v_{GS2} = 1.2 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$v_{GS2} = v_{G2} - v_S$$

$$1.2 = 0 - v_S$$

اور  $v_S = -1.2 \text{ V}$  سے

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$3.2 = v_{G1} - (-1.2)$$

$$v_{G1} = 2 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال 5.14: مثال 5.13 میں  $v_{G1} = 4 \text{ V}$  اور  $v_{GS1}, v_{GS2}, v_S$  کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل: مثال 5.13 میں دیکھا گیا کہ  $v_{GS1} = 3.2 \text{ V}$  کرنے سے تمام کی تمام برقی رو  $Q_1$  کو منتقل ہو جاتی ہے۔  $Q_1$  کے لیے پر برقی دباؤ مزید بڑھانے سے  $i_{DS1}$  پر کوئی اثر نہیں پڑتا اور یہ  $200 \mu\text{A}$  ہی رہتی ہے۔ یوں  $v_{GS1} = 3.2 \text{ V}$  ہی رہے گا۔ یوں

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$3.2 = 4 - v_S$$

سے حاصل ہوتا ہے اور یوں  $v_S = 0.8 \text{ V}$

$$\begin{aligned} v_{GS2} &= v_{G2} - v_S \\ &= 0 - 0.8 \\ &= -0.8 \text{ V} \end{aligned}$$

ہو گا۔ اس صورت میں چونکہ  $V_t < v_{GS2}$  لذا  $Q_2$  منقطع ہو گا۔

### 5.14 داخلي انحرافی برقي دباو

ماسفیٹ کے تفہیقی جوڑے میں بھی ناقص پن پایا جاتا ہے۔ شکل 5.34 میں داخلي انحرافی برقي دباو<sup>29</sup> تین وجوہات سے پیدا ہو سکتا ہے۔ ڈرین پر نسب مزاحموں میں فرق، دونوں ماسفیٹ کے  $\frac{W}{L}$  میں فرق اور دونوں ماسفیٹ کے  $V_t$  میں فرق وہ تین وجوہات ہیں۔ آئیں ان کے اثر کو باری باری دیکھیں۔

$$\begin{aligned} R_{D1} &= R_D + \Delta R_D \\ R_{D2} &= R_D - \Delta R_D \end{aligned} \quad (5.132)$$

کی صورت میں دونوں ماسفیٹ میں برابر برقي رو  $I$  تصور کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{D1} &= V_+ - I(R_D + \Delta R_D) \\ V_{D2} &= V_+ - I(R_D - \Delta R_D) \\ V_O &= V_{DS2} - V_{DS1} = 2I\Delta R_D \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو  $A_d$  سے تقسیم کرنے سے داخلي انحرافی برقي دباو حاصل ہوتا ہے۔  $A_d$  کو مساوات 5.131 پیش کرتا ہے۔ صفحہ 486 پر مساوات 4.54 کے تحت  $I_{DS}$  کے برابر ہے۔ یہاں  $I_{DS}$  کو  $I$  کہا گیا ہے۔ یوں

$$A_d = g_m R_D = \left( \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \right) R_D$$

input offset voltage<sup>29</sup>

لکھتے ہوئے

$$V_{OS} = \frac{V_O}{A_d}$$

$$= \frac{2I\Delta R_D}{\left(\frac{2I}{V_{GS}-V_t}\right)R_D}$$

یعنی

$$(5.133) \quad V_{OS} = (V_{GS} - V_t) \left( \frac{\Delta R}{R} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب  $k_n$  میں فرق کے اثرات کو دیکھیں۔ تصور کریں کہ

$$(5.134) \quad \left( \frac{W}{L} \right)_1 = \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right)$$

$$\left( \frac{W}{L} \right)_2 = \frac{W}{L} - \Delta \left( \frac{W}{L} \right)$$

ہیں۔ ایسی صورت میں

$$i_{DS1} = \frac{k_{n1}}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$i_{DS2} = \frac{k_{n2}}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

ہوں گے۔  $i_{DS1}$  کی مساوات سے  $i_{DS2}$  کے مساوات کو فتحیم کرتے ہوئے

$$\frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} = \frac{\frac{k_{n2}}{2} (V_{GS} - V_t)^2}{\frac{k_{n1}}{2} (V_{GS} - V_t)^2} = \frac{k_{n2}}{k_{n1}}$$

ملتا ہے جس کے دونوں جانب ایک جمع کرتے ہوئے

$$\frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} + 1 = \frac{k_{n2}}{k_{n1}} + 1$$

$$\frac{i_{DS2} + i_{DS1}}{i_{DS1}} = \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}}$$

$$\frac{2I}{i_{DS1}} = \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}}$$

### الب ب۔ 5. ترقی ایپلیناٹر

حاصل ہوتا ہے جہاں تیرے قدم پر مساوات 5.121 کے تحت  $i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$  لکھا گیا۔ مندرجہ بالا مساوات کو اثاکرتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{i_{DS1}}{2I} &= \frac{k_{n1}}{k_{n2} + k_{n1}} \\ &= \frac{k'_n \left[ \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]}{k'_n \left[ \frac{W}{L} - \Delta \left( \frac{W}{L} \right) + \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]} \\ &= \frac{\left[ \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]}{2 \frac{W}{L}}\end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$(5.135) \quad i_{DS1} = I \left[ 1 + \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 5.121 کو استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}i_{DS2} &= 2I - i_{DS1} \\ &= 2I - I \left[ 1 + \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]\end{aligned}$$

۔

$$(5.136) \quad i_{DS2} = I \left[ 1 - \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان  $i_{DS1}$  اور  $i_{DS2}$  کے استعمال سے

$$(5.137) \quad V_{OS} = (V_{GS} - V_t) \left[ \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔

آخر میں دونوں ماسفیٹ کے اثرات کو دیکھتے ہیں۔ فرض کریں کہ

$$(5.138) \quad \begin{aligned} V_{t1} &= V_t + \Delta V_t \\ V_{t2} &= V_t - \Delta V_t \end{aligned}$$

ہیں۔ اس صورت میں

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t - \Delta V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 - \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t + \Delta V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 + \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں  $(V_{GS} - V_t)$  کو قوصین کے باہر لایا گیا۔ دونوں مساوات میں دائیں جانب قوصین کھولتے ہیں۔

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} + \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} + \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2\right] \end{aligned}$$

کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں  $\Delta V_t \ll (V_{GS} - V_t)$  مگر

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ ان مساوات میں

$$I = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

پُر کرنے سے انہیں

$$i_{DS1} = I \left[ 1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right]$$

$$i_{DS2} = I \left[ 1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right]$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$v_{D1} = V_+ - i_{DS1} R_D$$

$$v_{D2} = V_+ - i_{DS2} R_D$$

سے

$$V_O = (i_{DS1} - i_{DS2}) R_D$$

$$= -4IR_D \left( \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right)$$

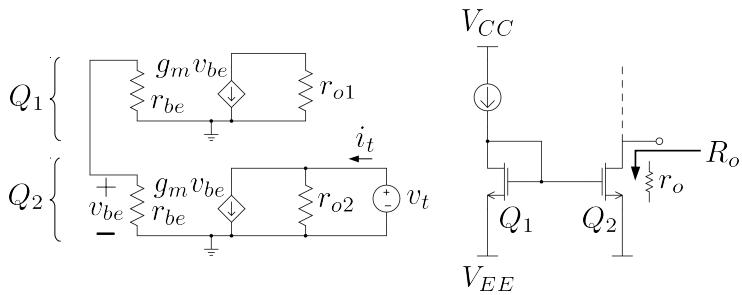
اور

$$(5.139) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = -2\Delta V_t$$

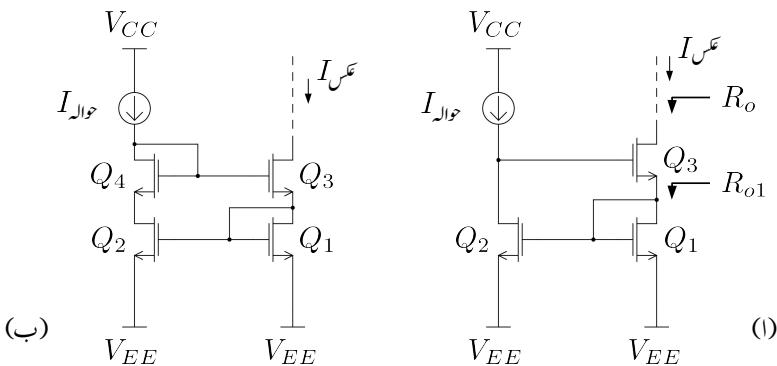
حاصل ہوتا ہے۔  $\Delta R_S$  اور  $\left( \frac{W}{L} \right)$  کی وجہ سے پیدا  $V_{OS}$  کو کم رکھنے کی خاطر ماسفیٹ کو کم سے کم سے کم کر دیا جاتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے تفرقی جوڑے میں داخلی انحرافی برقی دباؤ دونوں بازوں کے  $R_C$  میں فرق اور دونوں ٹرانزسٹروں کے  $I_S$  میں فرق کی بنا پر پیدا ہوتا ہے۔ ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں داخلی انحرافی برقی دباؤ پیدا کرنے کی تیسری وجہ  $V_t$  بھی پائی جاتی ہے۔

### 5.15 ماسفیٹ آئینہ برقی رو

شکل 5.36 میں ماسفیٹ کا سادہ آئینہ برقی رو دکھایا گیا ہے جس کو دیکھتے ہی ہم کہہ سکتے ہیں کہ  $R_o = r_{o2}$  کے برابر ہے۔ آئینہ یہی نتیجہ ماسفیٹ ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے حاصل کریں۔ خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر  $Q_2$  کے ڈرین پر باریک اشاراتی  $v_t$  لاگو کرتے ہوئے  $i_t$  کا تخمینہ لگا کر  $\frac{v_t}{i_t}$  سے خارجی مزاحمت  $R_o$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔ شکل 5.36 میں دونوں ٹرانزسٹر کے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 5.36: سادہ آئینے کی خارجی مزاحمت

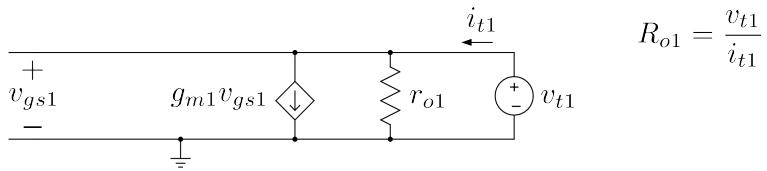


شکل 5.37: دُلن آئینے کی خارجی مزاحمت

بھی دکھایا گیا ہے۔  $v_t$  کی عدم موجودگی میں دونوں ٹرانزسٹر کے  $v_{be} = 0V$  رہتے ہیں جس کی بنا پر دونوں کے  $g_m v_{be} = 0A$  ہوں گے۔  $v_t$  لاگو کرنے سے دونوں ٹرانزسٹروں کے  $v_{be}$  پر برقی دباؤ تبدیل نہیں ہوتا لہذا اب بھی دونوں کے  $g_m v_{be} = 0A$  ہی ہوں گے۔ اس طرح  $i_t = \frac{v_t}{r_{o2}} = R_o = r_{o2}$  حاصل ہوتا ہے۔

جیسے آپ جانتے ہیں کہ آئینے کی خارجی مزاحمت جتنی زیادہ ہو اتنا بہتر ہے۔ آئیں ماسفیٹ کے ولن آئینے پر غور کریں اور دیکھیں کہ اس کی خارجی مزاحمت کتنی حاصل ہوتی ہے۔

شکل 5.37 اف میں ولن آئینے برقی رو دکھایا گیا ہے۔ دو جو ٹرانزسٹر سے بنائے گئے ولن آئینے میں ماسفیٹ استعمال کرنے سے یہ دور حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 5.37 ب میں  $Q_4$  کا اضافہ کرتے ہوئے  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے برابر کر دئے گئے ہیں۔ ایسا کرنے سے ولن آئینے میں ارلی برقی دباؤ کا اثر ختم ہو جاتا ہے۔



شکل 5.38: ماسیٹ بطور ڈائیوڈ

خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر شکل 5.37 5.37 الف میں  $Q_3$  کے ڈرین پر  $v_t$  لاگو کرتے ہوئے  $i_t$  کا تخمینہ لگاتے ہیں۔ خارجی مزاحمت ان دونوں کی شرح کو کہتے ہیں۔ آئیں پہلے  $Q_1$  پر غور کریں۔

صفحہ 416 پر شکل 3.131 میں دو جوڑٹرانزسٹر کے ملکھر اور میں کو آپس میں جوڑ کر ڈائیوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 5.37 الف میں  $Q_1$  کو اسی طرز پر جوڑا گیا ہے۔ آئیں شکل 5.37 الف میں  $Q_1$  کا خارجی مزاحمت  $R_{o1}$  حاصل کریں۔  $R_{o1}$  حاصل کرنے کی خاطر  $Q_1$  کے ڈرین پر  $v_{t1}$  لاگو کرتے ہوئے  $i_t$  کا تخمینہ لگاتے ہیں۔ شکل 5.38 میں ایسا کرتے ہوئے  $Q_1$  کا باریک اشاراتی مساوی دور بنایا گیا ہے۔ چونکہ ڈرین کی مدد سے  $Q_1$  کا جائز ہے، لہذا  $v_{gs1} = v_t$  ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{t1} &= g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \\ &= g_{m1}v_{t1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

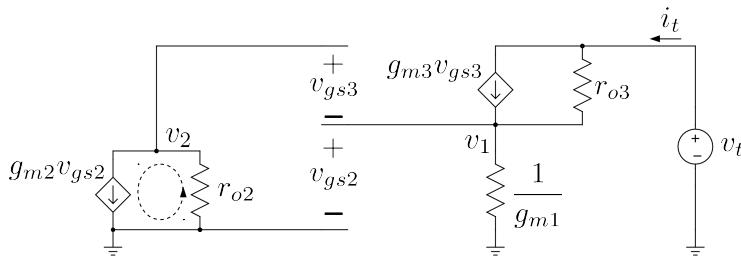
$$(5.140) \quad R_{o1} = \frac{v_{t1}}{i_{t1}} = \frac{r_{o1}}{1 + g_{m1}r_{o1}}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $g_{m1}r_{o1} \gg 1$  کی بنا پر اس مساوات کو

$$(5.141) \quad R_{o1} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

لکھا جا سکا ہے۔ اس مساوات کے تحت ڈائیوڈ کے طرز پر جڑے ماسیٹ کو مزاحمت  $\frac{1}{g_{m1}}$  قصور کیا جا سکتا ہے۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے۔

شکل 5.37 الف میں  $Q_1$  کی چگلہ 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: ماسنیٹ ایئینے کا باریک اشاراتی مساوی دور

شکل 5.39 میں  $Q_1$  کے ڈرین پر برقی دھاو کو  $v_1$  کہا گیا ہے۔ تمام کی تمام  $i_t$  مزاجمت  $\frac{1}{g_{m1}}$  سے گزرتی ہے لہذا  $i_t$  کے برابر ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_1$  دراصل  $v_{gs2}$  ہی ہے لہذا

$$(5.142) \quad v_{gs2} = v_1 = \frac{i_t}{g_{m1}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں  $Q_2$  کے ریاضی نمونہ میں

$$g_{m2}v_{gs2} = \frac{g_{m2}i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی برقی رو  $r_{o2}$  میں برقی زمین سے جوڑ  $v_2$  کی جانب رواں ہے۔ یوں

$$v_2 = -\frac{g_{m2}r_{o2}i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہے۔ چونکہ  $v_{gs3} = v_2$  ہی ہے لہذا

$$(5.143) \quad v_{gs3} = -\frac{g_{m2}r_{o2}i_t}{g_{m1}}$$

کے برابر ہے۔ یوں 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 اس کا ممکنہ مقدار  $r_{o2} = r_{o3} = r_o$  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  $V_+$ ،  $V_-$  وغیرہ کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔ 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  $I_{D1}$  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 افزائندہ تصور کریں۔  $Q_4$  اور  $Q_3$  میں کر منبع برقی رو بناتے ہیں جسے اب تک ہم دیکھتے آ رہے ہیں۔  $Q_4$  اور  $Q_3$  بالکل یکساں ہیں۔ یوں  $I_{D1} = I_{D2}$  ہو گا۔ آئیں اب  $Q_2$  اور  $Q_1$  پر غور کریں۔  $Q_1$  کا برقی رو  $I_{D1}$  ہی ہے۔ اسی طرح  $Q_2$  کا برقی رو  $I_{D2}$  ہی ہے۔ یوں

$$I_{D1} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_t)^2$$

$$I_{D2} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

---

current 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 جز ر لیتے ہوئے

$$\sqrt{\left( \frac{W}{L} \right)_1} (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t) = \sqrt{\left( \frac{W}{L} \right)_2} (V_{GS2} - V_t)$$

س

$$R = \frac{V_{GS2} - V_t}{I_{D2}} \left[ \sqrt{\frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1}} - 1 \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔  $I_{D2}$  کی مساوات سے

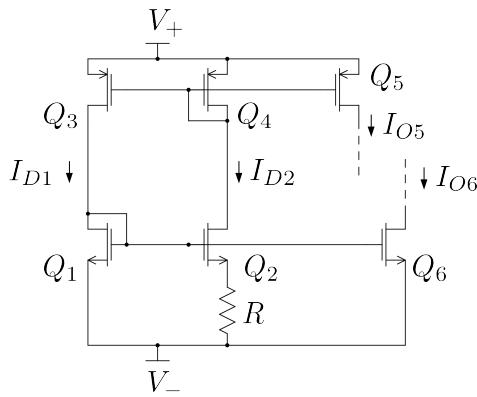
$$V_{GS2} - V_t = \sqrt{\frac{I_{D2}}{\frac{k_{n2}}{2}}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$(5.148) \quad R = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{k_{n2} I_{D2}}} \left[ \sqrt{\frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1}} - 1 \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کی مزاحمت اس بات کو تینی بنائے گی کہ  $I_{D1} = I_{D2}$  ہوں گے۔ چونکہ  $R \geq 0$  ہوتا ہے لہذا

$$\left( \frac{W}{L} \right)_2 \geq \left( \frac{W}{L} \right)_1$$



شکل 5.40: منفی دباؤ کے اثرات سے بآک منفی رو

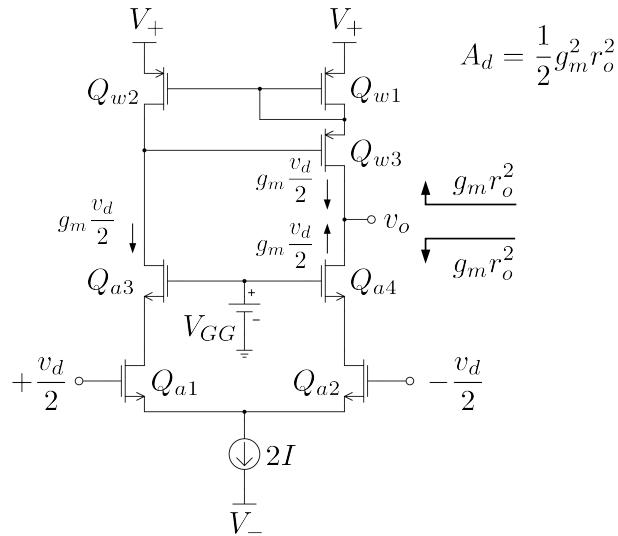
ہو گا۔  $Q_1$  کے بر قی رو کے عکس لینے کی خاطر  $V_{GS1}$  بر قی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں  $Q_6$  سے  $I_{O6}$  حاصل کیا گیا ہے جسے  $I_{O5}$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔ اسی طرح  $Q_4$  کے بر قی رو کے عکس لینے کی خاطر  $V_{GS4}$  بر قی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں  $Q_5$  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  $Q_2$  افزاں نہ رہیں۔ یاد رہے کہ  $Q_1$  کا گیٹ اور اس کا ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ہر صورت افزاں نہ ہی رہتا ہے۔ اسی طرح  $Q_4$  کا گیٹ اور ڈرین بھی آپس میں جڑے ہیں لہذا یہ ہر صورت افزاں نہ ہی رہتا ہے۔

اور  $V_{SG4}$  کا  $Q_4$

### 5.16 ماسفیٹ کیسکوڈ تفرقی ایمپلینگر

شکل 5.41 میں ماسفیٹ سے بنایا گیا کیسکوڈ تفرقی ایمپلینگر دکھایا گیا ہے جس میں وسن آئینے کو باطور بر قی بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔ وسن آئینے کی خارجی مزاحمت گرشتہ حصے میں حاصل کی گئی۔ اسکی کیسکوڈ کی خارجی مزاحمت بھی حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $Q_{a4}$  کے ڈرین پر  $v_t$  مہیا کرتے ہوئے  $i_t$  کا تخمینہ لگائیں گے۔ خارجی مزاحمت ہو گا۔



شکل 5.41: ماسفیٹ کیکوڈ تفریقی ایمپلینیٹر

شکل 5.42 میں کیکوڈ ایمپلینیٹر کا مطلوبہ حصہ دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی دونوں ماسفیٹ کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی دور بھی بنایا گیا ہے جہاں تفریقی داخلی اشارہ  $v_d = 0$  رکھا گیا ہے۔ چونکہ  $Q_{a2}$  کا سورس اور گیٹ دونوں بر قی زمین پر ہیں لہذا  $v_{gs2} = 0$  یوں ہے۔ یوں  $g_{m2}v_{gs2} = 0$  ہو گا۔ اس طرح  $Q_{a2}$  کی جگہ صرف  $r_{o2}$  نسب کیا جا سکتا تھا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تمام کی تمام  $r_{o2}$  سے گزرتی ہے لہذا  $v_1 = i_t r_{o2}$  کے برابر ہے۔ شکل سے صاف ظاہر ہے کہ  $v_{gs4} = -v_1$  ہے یوں

$$(5.149) \quad v_1 = i_t r_{o2}$$

$$v_{gs4} = -i_t r_{o2}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے بر قی روکی مدد سے

$$i_t = g_{m4}v_{gs4} + \frac{v_t - v_1}{r_{o4}}$$

$$= -i_t g_{m4}r_{o2} + \frac{v_t - i_t r_{o2}}{r_{o4}}$$

## الب ب۔ 5. تفرقی ایکلینیکر

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسری قدم پر مساوات 5.149 کا سہارا لیا گیا۔ اس مساوات کو

$$i_t + i_t g_{m4} r_{o2} + \frac{i_t r_{o2}}{r_{o4}} = \frac{v_t}{r_{o4}}$$

لکھتے ہوئے

$$(5.150) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = r_{o4} + g_{m4} r_{o2} r_{o4} + r_{o2}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں درمیانی جزو بقایا دو اجزاء سے بہت بڑی ہے لہذا پہلی اور تیسرا جزو کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ اگر تمام ماسفیٹ بالکل یکساں ہوں تب  $r_{o2} = r_{o4} = r_o$  اور  $g_{m2} = g_{m4} = g_m$  ہے۔ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$(5.151) \quad R_o = g_m r_o^2$$

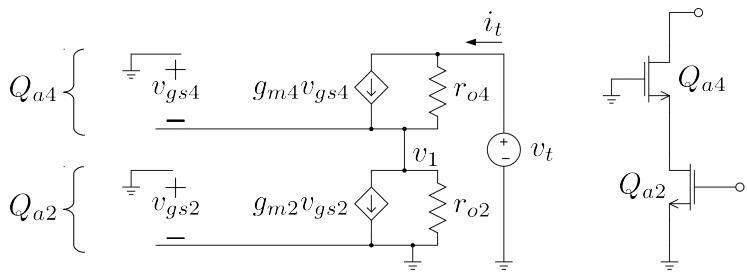
حاصل ہوتا ہے۔ مکمل 5.41 میں اس خارجی مزاحمت کو دکھایا گیا ہے۔ کیسکوڈ تفرقی جوڑے کی خارجی مزاحمت اور واسن آئینے کی خارجی مزاحمت آپس میں متوازن جڑے ہیں لہذا ان کا مجموع  $\frac{g_m r_o^2}{2}$  ہو گا۔ یوں کیسکوڈ تفرقی ایکلینیکر کا خارجی اشارہ

$$v_o = \left( g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) \left( g_m r_o^2 \right)$$

ہو گا جس سے

$$(5.152) \quad A_d = \frac{1}{2} g_m^2 r_o^2$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 5.42: ماسنیٹ کیکوڈ کا خارجی مزاحمت

### سوالات

سوال 5.1: شکل 5.1 میں  $R_C = 15 \text{ k}\Omega$ ,  $I = 0.5 \text{ mA}$ ,  $V_{EE} = -10 \text{ V}$ ,  $V_{CC} = 10 \text{ V}$  اور  $\alpha = 0.97$  ہے۔  $v_{B1} = v_{B2} = -2 \text{ V}$  کی صورت میں  $v_o$  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  $v_{B2} = -3.1 \text{ V}$  اور  $v_{B1} = -2 \text{ V}$  کی صورت میں  $v_o$  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۔

### الب ب۔ 5. تفرقی ایکلیپسیفار

سوال 5.8: اگر شکل 5.23 میں  $Q_{11}$  کا لبریزی برتنی رو  $I_S \times 4$  ہوتے ہو تو  $v_O = 0 \text{ V}$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $R_{B8}$  حاصل کریں۔

جواب:  $25.2 \text{ k}\Omega$

سوال 5.9: شکل 5.23 میں  $Q_{11}$  کا  $\beta = 100$  ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کا  $V_{EE} = -15 \text{ V}$ ,  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $I_{C9} = 1 \text{ mA}$  ہے۔  $I_{C5}$  کا شامل کرتے ہوئے  $V_{C2} = V_{C3} = 7.5 \text{ V}$  حاصل کرنے کی خاطر  $R_{C5}$  حاصل کریں۔  $I_{C7} = 0.5 \text{ mA}$  کے لئے درکار  $R_{E7}$  حاصل کریں اور  $I_{E8} = 6 \text{ mA}$  کے لئے درکار  $R_{E8}$  اور  $R_{B8}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $R_{B8} = 8.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{E7} = 3.33 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C5} = 4.2857 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C9} = 28.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{E8} = 2.5 \text{ k}\Omega$  اور  $31.4 \text{ k}\Omega$

سوال 5.10: سوال 5.9 میں  $R_{C5}$  کی کس قیمت پر  $Q_5$  غیر افزائندہ ہو جائے گا۔ یاد رہے کہ ٹرانزسٹر اس وقت غیر افزائندہ ہوتا ہے جب اس کا  $V_{CB} \leq 0.5 \text{ V}$  ہو۔

جواب:  $5.333 \text{ k}\Omega$

سوال 5.11: سوال 5.9 میں چاروں ایکلیپسیفار کے داخلی مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات:  $250 \text{ k}\Omega$ ,  $860 \text{ k}\Omega$ ,  $3.33 \text{ k}\Omega$  اور  $2 \text{ M}\Omega$

سوال 5.12: سوال 5.9 میں تمام تفرقی ایکلیپسیفار کی افزائش حاصل کرتے ہوئے کل افزائش  $A_d$  حاصل کریں۔

جوابات:  $A_d = 4380 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ,  $1 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ,  $-3.65 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ,  $-100 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ,  $12 \frac{\text{V}}{\text{V}}$

سوال 5.13: سوال 5.9 میں  $v_d = 200 \mu\text{V}$  ہے۔ پہلے، دوسرے، تیسرا اور چوتھے تفرقی ایکلیپسیفار کے خارجی اشارے دریافت کریں۔

جواب:  $0.876 \text{ V}$ ,  $0.876 \text{ V}$ ,  $0.24 \text{ V}$ ,  $2.4 \text{ mV}$

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  $R_E = 10 \text{ k}\Omega$  جبکہ  $R_E$  میں  $I$  حاصل کریں۔

جواب: جواب  $I = 0.83 \text{ mA}$  اور  $I_{\text{out}} = 9.3 \mu\text{A}$  حاصل ہوتے ہیں۔ اس جواب کو گراف کی مدد سے با آسانی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ اس کے علاوہ بار بار حل کرتے ہوئے بہتر سے بہتر جواب حاصل کرتے ہوئے بھی جواب حاصل کیا جاسکتا ہے۔

سوال 5.16: صفحہ 612 پر شکل 5.30 میں وُسْن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا  $\beta = 100$  جبکہ ارلی بر قی دباؤ  $I_{\text{out}}$  کی صورت میں خارجی مزاحمت  $R_o$  حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } R_o = 5 \text{ M}\Omega, r_o = 100 \text{ k}\Omega$$

سوال 5.17: صفحہ 633 پر شکل 5.36 میں ماسفیٹ وُسْن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ اور  $V_A = 50 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.4 \frac{\text{mA}^2}{\text{V}}$  لیتے ہوئے  $I_{DS} = 1.5 \text{ mA}$  کی خارجی مزاحمت  $R_o$  اور انفرائش  $A_d$  حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } A_d = 666 \frac{\text{V}}{\text{V}}, R_o = 1.22 \text{ M}\Omega$$

سوال 5.18: صفحہ 617 پر شکل 5.33 میں تفرقی کیکوڈ ایپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ اگر  $\beta = 100$  اور  $V_A = 200 \text{ V}$  ہوں تب  $A_d$  کی قیمت کیا ہو گی؟ اگر  $v_d = 0.00002 \sin \omega t$  ہو تو  $v_o$  کیا ہو گا؟

$$\text{جوابات: } v_o = 5.34 \sin \omega t, A_d = 267 \frac{\text{kV}}{\text{V}}$$



## الباب 6

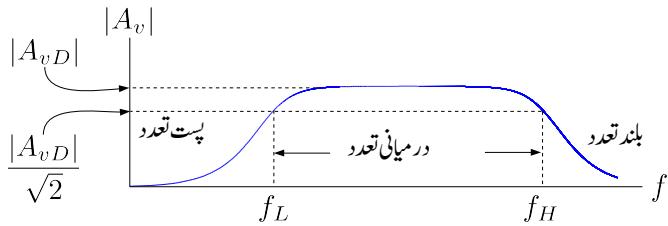
### ایمپلیفائر کا تعددی رد عمل اور فلٹر

#### 6.1 پست تعددی رد عمل

ٹرانزسٹر باب کے حصہ 3.10.6 میں ایمپلیفائر میں کپسیٹر کا استعمال دکھایا گیا جہاں کپسیٹر کی قیمت لاحدہ و تصور کرتے ہوئے ادوار حل کئے گئے۔ اس باب میں کپسیٹر کے کردار پر تفصیلًا بحث کی جائے گی اور اس کی قیمت تعین کرنا سکھایا جائے گا۔

اس باب میں افزائش کی حقیقی قیمت  $|A|$  کو افراش ہی پکارا جائے گا۔ جہاں وضاحت کی ضرورت ہو وہاں اسے افزائش کی حقیقی قیمت کہہ کر پکارا جائے گا۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش  $A_v$  (یا  $A_i$ ) کے حقیقی قیمت کی تعددی رد عمل عموماً شکل 6.1 کے طرز پر ہوتی ہے۔ ایسا خط عموماً لاگ۔ لاگ<sup>1</sup> محدود پر کھینچا جاتا ہے۔ ایمپلیفائر کی زیادہ سے زیادہ افزائش  $A_{vD}$  (یا  $A_{iD}$ ) درمیانی تعدد پر رونما ہوتی ہے جبکہ بہت کم اور بہت زیادہ تعدد پر اس کی قیمت گھٹ جاتی ہے۔ شکل میں  $f_L$  اور  $f_H$  دو ایسے تعدد کی وضاحت کی ہے جس پر افزائش کم ہوتے ہوتے ہیں (یا  $\frac{|A_{iD}|}{\sqrt{2}}$  یا  $\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ ) ہو جاتی ہے۔  $f_L$  کو پست انقطعی تعدد<sup>2</sup> جبکہ  $f_H$  کو بلند انقطعی تعدد<sup>3</sup> کہتے ہیں۔ ایمپلیفائر کی تعددی رد عمل کی بات کرتے ہوئے تعدد کی تین خطے یا حدود کا عموماً ذکر ہوتا ہے جنہیں پست

log-log<sup>1</sup>  
low cut-off frequency<sup>2</sup>  
high cut-off frequency<sup>3</sup>



شکل 6.1: عمومی تعدادی رہ 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 افراٹش کی یہ قیمت درمیانی<sup>8</sup> تعداد پر پائی جاتی ہے۔ اگرچہ  $f_L$  سے کم تعداد یا  $f_H$  سے زیاد تعداد پر بھی ایمپلینگر کو استعمال کیا جاسکتا ہے البتہ ان خطوں میں ایمپلینگر کی افراٹش کم ہوتی ہے۔ اسی لئے  $f_L$  تا  $f_H$  کو ایمپلینگر کا دائرة کارکردگی<sup>9</sup> B کہتے ہیں یعنی

$$(6.1) \quad B = f_H - f_L$$

اگر  $f_H \gg f_L$  تو ب  $B \approx f_H$  لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$(6.2) \quad B \approx f_H$$

مشترکہ ایمپلینگر کی حوصلی عموماً بذریعہ جفتی کپیسٹر  $C_B$ <sup>10</sup> کی جاتی ہے جبکہ اس سے خارجی اشارے کی حوصلی 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 افراٹش بڑھاتا ہے۔ اس باب کے پہلے چند حصوں میں ان کپیسٹروں کا پست انقطاعی تعداد کے ساتھ تعلق پر غور کیا جائے گا۔ کم تعداد پر ان کپیسٹروں کی برقرار رکاوٹ بڑھ جاتی ہے جس کی وجہ سے  $A_i$  (  $A_v$  ) کی قیمت گھٹتی ہے۔ یوں یہی یہرونے<sup>12</sup> کپیسٹر پست انقطاعی تعداد  $f_L$  کی قیمت تعین کرتے ہیں۔ حقیقت میں پست انقطاعی تعداد  $f_L$  کا دارو مدار کپیسٹر  $C_E$  پر ہوتا ہے۔ بلند تعداد پر ان تمام

low frequency<sup>4</sup>

mid frequency<sup>5</sup>

high frequency<sup>6</sup>

limits<sup>7</sup>

<sup>8</sup> لفظ درمیانی کے پہلے حرفاً "D" کی آواز سے D حاصل کی گئی ہے

band<sup>9</sup>

coupling capacitor<sup>10</sup>

bypass capacitor<sup>11</sup>

$C_C, C_E, C_B$ <sup>12</sup> وغیرہ بوجنی کپیسٹر ہیں جنہیں بڑا نزدیکی کے ساتھ جوڑا جاتا ہے

بیرونی کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ نہیت کم ہو جاتی ہے اور انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔ مثال 6.10 میں بیرونی نسب کپیسٹر کی وجہ سے پیدا بلند انقطاعی نکتہ دکھایا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر کے  $B - E$  اور  $B - C$  جوڑ پر اندروں کپیسٹر  $C_{b'e}$  اور  $C_{b'c}$  پائے جاتے ہیں۔ درمیانی تعدد اور اس سے کم تعدد پر ان اندروں کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ اتنی زیادہ ہوتی ہے کہ انہیں کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ بلند تعداد پر ان کی برقی رکاوٹ کم ہو جاتی ہے اور انہیں نظر انداز کرنا ممکن نہیں رہتا۔ انہیں اندروں کپیسٹروں کی وجہ سے بلند تعداد پر  $A_v$  کی قیمت گھٹتی ہے۔ یوں اندروں کپیسٹر بلند انقطاعی تعدد  $f_H$  کی قیمت تعین کرتے ہیں۔

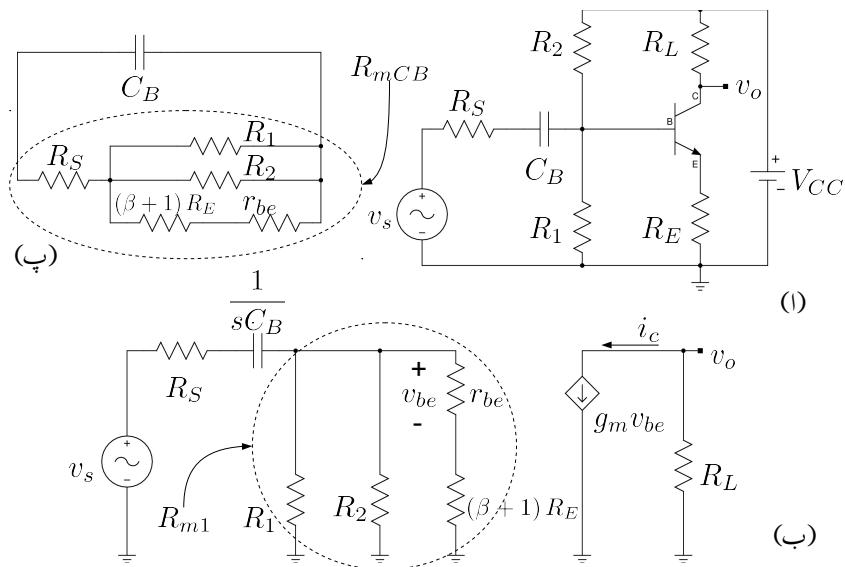
کم تعداد پر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرتے وقت صرف بیرونی کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ اندروں کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ اسی طرح بلند تعداد پر صرف اندروں کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا جاتا ہے اور درمیانی تعداد پر بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور جبکہ اندروں 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  $\omega_j$  لکھتے ہوئے جوابات حاصل کئے جاتے ہیں۔

## 6.2 بیس سرے پر کپیسٹر $C_B$

ایمپلیفائر استعمال کرتے وقت اس کے داخلی اور خارجی جانب مختلف چیزیں جوڑی جا سکتی ہیں مثلاً لاوڈ سپیکر یا دوسرا ایمپلیفائر۔ اسکی بیرونی اشیاء جوڑتے وقت یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کردگی اپنی جگہ برقرار رہے۔ کپیسٹر یک سستی برقی روکے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا کپیسٹر کے ذریعہ ایمپلیفائر کو داخلی جانب اشارہ فراہم کرنے یا ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے کپیسٹر کے ذریعہ اشارہ حاصل کرنے سے ٹرانزسٹر کے نقطہ کار کردگی پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شکل 6.2 الف میں ایسا ہی کرتے ہوئے کپیسٹر  $C_B$  کے ذریعہ داخلی اشارے کو ایمپلیفائر تک پہنچایا گیا ہے۔

<sup>13</sup> ٹرانزسٹر بیاضی نمونے میں پائے جانے والے کپیسٹر مثلاً  $C_{b'e}$  وغیرہ ٹرانزسٹر کے اندروں کپیسٹروں Laplace transform<sup>14</sup>



کل کردار  $C_B$  کی پیش

$C_B$  پر توجہ رکھنے کی خاطر شکل میں  $C_E$  اور  $C_C$  نہیں استعمال کئے گئے۔ شکل 6.2 ب میں اسی کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں نقطہ دار دائرے میں بند کل مزاحمت کو  $R_{m1}$  لکھا گیا ہے یعنی

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

شکل ب کے لئے لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_b} \right) \left( \frac{v_b}{v_s} \right) \\ &= (-R_L) (g_m) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + \frac{1}{sC_B} + R_{m1}} \right) \\ &= (-R_L) (g_m) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{s R_{m1} C_B}{s (R_S + R_{m1}) C_B + 1} \right) \end{aligned}$$

مندرجہ بالا مساوات میں  $j\omega$  کو  $s$  لکھا گیا ہے۔ مساوات کے آخری قوسین میں کسر کے اوپر والے حصے سے  $R_{m1} C_B$  اور اس کے پچھے حصے سے  $(R_S + R_{m1}) C_B$  باہر نکلتے ہوئے مندرجہ ذیل مساوات حاصل ہوتا ہے۔

$$A_v = -R_L g_m \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left( \frac{s}{s + \frac{1}{(R_S + R_{m1}) C_B}} \right)$$

جیسے شکل 6.2 پ میں وضاحت کی گئی ہے کہ  $v_s$  کو قصر دور تصور کرتے ہوئے،  $C_B$  کے متوازی کل مزاحمت کی قیمت  $(R_S + R_{m1})$  ہے جسے  $R_{mCB}$  لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.3) \quad A_v = -R_L g_m \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left( \frac{s}{s + \frac{1}{R_{mCB} C_B}} \right)$$

اگر اس مساوات میں تعدد  $\omega$  کی قیمت بتدریج بڑھائی جائے تو آخری قوسین کی قیمت ایک (1) تک پہنچنے کی کوشش کرے گی۔ اگرچہ اس مساوات کو حاصل کرنے کی خاطر ڈریزسٹر کا پست تعدد ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا تھا جو صرف کم اور درمیانی تعدد کے لئے درست ہے مگر فی الحال اس بحث میں پڑے بغیر تصور کرتے ہیں کہ  $\omega$  کی

<sup>15</sup> لکھتے ہوئے اس میں  $R_m$  سے مراد متوازی مزاحمت بجہ  $C_B$  سے مراد کپیٹر ہے

قیمت لامدد کر دی جاتی ہے۔ یوں

$$A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = -R_L g_m \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left( \frac{\infty}{\infty + \frac{1}{R_{mCB} C_B}} \right)$$

حاصل ہوتا ہے جسے درمیانی تعداد کی افزائش  $A_{vD}$  کہتے ہیں۔

$$(6.4) \quad A_{vD} = A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = -R_L g_m \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right)$$

کو تکلی محدود کے طرز پر یوں لکھا جا سکتا ہے۔  $A_{vD}$

$$(6.5) \quad A_{vD} = |A_{vD}| \angle \theta_D$$

جہاں

$$(6.6) \quad |A_{vD}| = (R_L) (g_m) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right)$$

$$(6.7) \quad \theta_D = \pi$$

کے برابر ہیں۔ مندرجہ بالا مساوات میں  $|A_{vD}|$  افزائش کی حقیقی قیمت جبکہ  $\theta_D$  افزائش کا زاویہ ہے۔  $A_{vD}$  کے استعمال سے مساوات 6.3 کو مندرجہ ذیل طریقے سے لکھ سکتے ہیں۔

$$(6.8) \quad A_v = A_{vD} \left( \frac{s}{s + \frac{1}{R_{mCB} C_B}} \right)$$

مساوات 6.3 کو تکلی محدود کے طرز پر یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.9) \quad A_v = |A_{vD}| \angle \theta$$

جہاں

$$(6.10) \quad |A_v| = |A_{vD}| \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \left( \frac{1}{R_{mCB} C_B} \right)^2}}$$

$$\theta = -\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} (\omega R_{mCB} C_B)$$

ہیں۔ اگرچہ مساوات 6.4 حتی طور پر صرف لامحدود تعداد کے لئے درست ہے لیکن جیسے آپ مثال 6.1 میں دیکھیں گے کہ درمیانی سطح کے تعداد کے لئے بھی یہی مساوات صحیح جوابات دیتا ہے۔ یوں  $A_{vD}$  کو ایک پلیناٹر کی درمیانی تعداد کی افزائش کہتے ہیں۔

---

مثال 6.1: شکل 6.2 الف میں گزشتہ کئی مثالوں کی طرح

$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\ R_L = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\ R_S = 5 \text{ k}\Omega & C_B = 0.1 \text{ nF} \end{array}$$

لیتے ہوئے مندرجہ ذیل تعداد پر افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔

1. لا محدود

$$f = 1 \text{ MHz} .2$$

$$f = 100 \text{ kHz} .3$$

$$f = 10 \text{ kHz} .4$$

$$f = 1 \text{ kHz} .5$$

حل: یک سمی تجزیہ سے مندرجہ ذیل  $g_m$ ،  $r_{be}$  اور  $r_e$  حاصل ہوتے ہیں۔

$$\begin{aligned} g_m &= 4.064 \text{ mS} \\ r_{be} &= 44.045 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx 246 \Omega \end{aligned}$$

1. لامحدود تعداد یعنی  $f = \infty$  پر مساوات 6.4 کی مدد سے  $A_{vD}$  کی قیمت

$$\begin{aligned}
 A_{vD} &= (-75000) (0.004064) \left( \frac{44045}{44045 + 180 \times 15000} \right) \left( \frac{245238}{5000 + 245238} \right) \\
 &= -4.79463 \\
 &= 4.79463/\underline{\pi}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر افزائش کو نکلی محدود کے طرز پر لکھا گیا ہے۔ اس جواب کے مطابق داخلی اشارے کا حیط 4.79463 گناہ بڑھے گا اور اس کے زاویہ میں  $\pi$  ریڈیٹن یعنی 180 کی تبدیلی رونما ہو گی۔

2. 1 MHz پر مساوات 6.8 کی مدد سے

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10^6 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -4.79443 - j0.03049 \\
 &= 4.7945/\underline{-3.13523}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ افزائش کی حقیقت لا محدود تعدد پر 4.79463 تھی جبکہ اب اس کی قیمت 4.7945 ہو گئی ہے۔ ان دو قیتوں میں فرق کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ زاویہ  $-179.635$  یعنی یعنی تقریباً 180.36 ہے۔

3.  $f = 100 \text{ kHz}$

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 100 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -4.7753 - j0.30372 \\
 &= 4.78495/\underline{-3.0781}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اب کبھی افزائش تقریباً  $A_{vD}$  کے برابر ہے۔

4.  $f = 10 \text{ kHz}$

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 10 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\
 &= -3.4137 - j2.1712 \\
 &= 4.04567/\underline{-2.5751}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ  $10 \text{ kHz}$  پر افراکش کی قیمت قدر کم ہو گئی ہے یعنی اس کی موجودہ قیمت  $A_{vD}$  کے  $84\%$  ہے

$$\frac{4.04567}{4.79463} \times 100 = 84\%$$

جبکہ زاویہ  $-147^\circ$  ہے

$$f = 1 \text{ kHz} .5$$

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 1 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\ &= -0.1157 - j0.7357 \\ &= 0.7447 / -1.7268 \end{aligned}$$

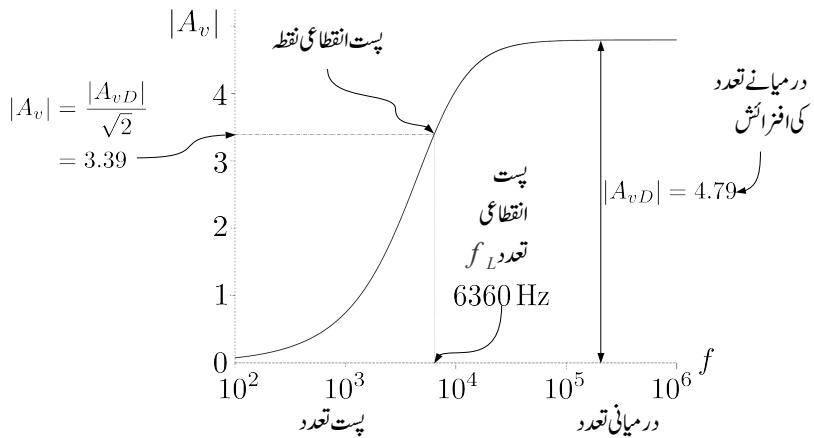
حاصل ہوتا ہے جو کہ نہایت کم افراکش ہے۔ ایک کلو ہر ہزار کے تعداد پر حاصل کی گئی افراکش  $A_{vD}$  کے صرف  $15\%$  ہے۔

$$\frac{0.7447}{4.79463} \times 100 = 15\%$$

ایک کلو ہر ہزار کے کم تعداد پر افراکش کا نہایت کم ہو جانا صاف ظاہر ہے۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ ایک خاص حد سے زیادہ تعداد پر افراکش کی قیمت کو تقریباً  $A_{vD}$  کے برابر تصور کیا جاسکتا ہے۔ البتہ اس حد سے کم تعداد پر افراکش کی قیمت کم ہو جاتی ہے۔ بودا خط<sup>16</sup> اس قسم کے معلومات کو ظاہر کرنے کا ایک نہایت عمدہ طریقہ ہے۔ موجودہ مسئلے میں افراکش بالمقابل تعداد کو بودا خط کے طرز پر شکل 6.3 میں کھینچا گیا ہے جہاں تعداد کو لالاگ<sup>17</sup> بیانے پر دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں زیادہ تعداد پر افراکش تبدیل نہیں ہوتی اور  $|A_{vD}|$  ہی رہتی ہے۔ حقیقت میں بلند تعداد<sup>18</sup> پر بھی افراکش کم ہوتی جاتی ہے۔ موجودہ حصے میں صرف پست تعداد<sup>19</sup> پر افراکش کے کم ہونے پر غور کیا جائے گا۔ زیادہ تعداد پر افراکش کے کم ہونے پر آگے جا کر غور کیا جائے گا۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ کم تعداد پر یہ ایک پلیفارڈ اخلي اشارہ کو نہیں بڑھائے گا۔ تعداد

Bode plot<sup>16</sup>  
log<sup>17</sup>  
high frequency<sup>18</sup>  
low frequency<sup>19</sup>



شکل 6.3: پست انقطاعی تعدد

بذریع کم کرتے ہوئے، جس تعداد پر افزائش کی قیمت کم ہوتے ہوتے  $|A_{vD}|$  کے  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  گناہو جائے اسی کو انقطاعی نقطہ تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 6.3 میں  $|A_v| = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$  پر  $f = 6360 \text{ Hz}$  ہو جاتا ہے۔ یوں ہم کہیں گے کہ یہ ایکلیفائر  $f = 6360 \text{ Hz}$  سے کم تعداد کے اشارات کو نہیں بڑھاتا۔ جیسا کہ پہلے ذکر کیا گیا، زیادہ تعداد پر بھی ایکلیفائر کی افزائش کم ہو جاتی ہے یوں موجودہ نقطے کا پورا نام پست انقطاعی نکتہ ہے جبکہ اس نقطے پر تعداد  $f_L$  کو پست انقطاعی تعدد<sup>20</sup> لکھا جاتا ہے۔

مساویات 6.10 سے ہم پست انقطاعی 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 تعدد پر افزائش سے 3 dB کم) کے لئے حل کرتے ہیں

$$\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}} = |A_{vD}| \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$

low cut-off 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 کھنچ کا بہتر انداز یوں ہے۔

$$(6.12) \quad A_v = A_{vD} \left( \frac{s}{s + \omega_L} \right)$$

مندرجہ بالا مساوات اور شکل 6.2 کو ایک ساتھ دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ  $f_L$  کی قیمت داخلی کپیٹر  $C_B$  اور اس کے ساتھ متوازی کل مزاحمت  $R_{mCB}$  پر منحصر ہے۔ مثال 6.1 میں یوں

$$f_L = \frac{1}{2\pi (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}} = 6360 \text{ Hz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 6.2: مندرجہ بالا مثال 6.1 میں صرف  $C_B$  کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے ایکسپلینیئر کو انسانی آواز کا حیطہ بڑھانے کے قابل بنائیں۔

حل: انسان 20 Hz کی آواز سن سکتا ہے۔ اگر  $C_B$  کو 20 Hz گزارنے کی غرض سے منتخب کیا جائے تو یہ اس سے زیادہ تمام تعداد کے اشارات کو بھی گزارے گا اور یوں 20 kHz کے اشارے کو کوئی مسئلہ درپیش نہیں آئے گا۔ اگرچہ  $f_L$  کو 20 Hz پر رکھتے ہوئے بھی  $C_B$  حاصل کیا جاتا ہے لیکن ہم جانتے ہیں کہ  $f_L$  پر انفرائش کم ہو جاتی ہے لہذا ہم  $f_L$  کو درکار تعداد سے دس گناہم یعنی 2 Hz پر رکھتے ہوئے مساوات 6.11 کی مدد سے  $C_B$  حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} C_B &= \frac{1}{2\pi f_L (R_{mCB})} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 2 \times 250238} \\ &= 0.318 \times 10^{-6} = 0.318 \mu\text{F} \end{aligned}$$

### 6.3 ایمیٹر سرے پر کپیسٹر $C_E$

ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے علاوہ  $\beta$  میں تبدیلی سے نقطہ کارکردگی میں تبدیلی رونما ہونے کو  $R_E$  کے استعمال سے کم کیا جاتا ہے۔ البتہ ایکلینیکر کی افزائش بڑھانے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ایمیٹر سرے پر کم سے کم مزاحمت ہو۔ ان دو مقناد شرائط پر پورا اترتادور شکل 6.4 الف میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ کپیسٹر  $C_E$  کی سختی برقی روکے لئے کھلے دور کا کردار ادا کرتا ہے لہذا اس کے استعمال سے یک سختی متغیرات متاثر نہیں ہوتے۔  $C_E$  کو یوں چنا جاتا ہے کہ درکار تعداد پر اس کی برق رکاوٹ<sup>21</sup>  $R_E$  سے کم ہو۔ چونکہ  $C_E$  مزاحمت کے موازی جڑا ہے لہذا بدلتی روکے نقطہ نظر سے ٹرانزسٹر کے ایمیٹر پر کل رکاوٹ  $R_E$  سے کم ہو جاتی ہے اور یوں افزائش بڑھتی ہے۔ اس حصے میں  $C_E$  پر توجہ رکھنے کی خاطر  $C_B$  اور  $C_C$  کا استعمال نہیں کیا گیا۔

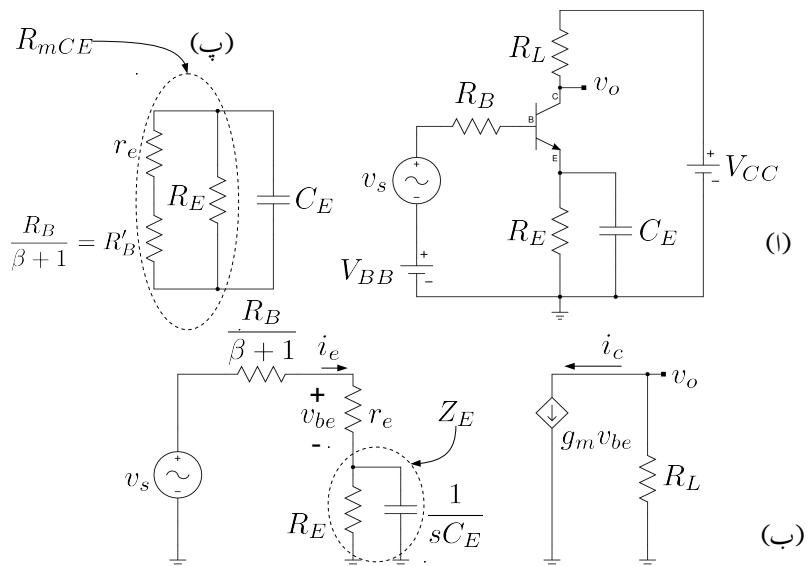
شکل 6.4 ب میں شکل 6.4 الف کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس سے ہم افزائش کی مساوات لکھ سکتے ہیں۔ باریک اشاراتی دور میں بیس جانب کے مزاحمت کے عکس ایمیٹر جانب دکھائے گئے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ایمیٹر جانب کے مزاحمت کا عکس، بیس جانب  $(\beta + 1)$  گناہ زیادہ نظر آتا ہے جبکہ بیس جانب مزاحمت کا عکس، ایمیٹر جانب  $(\beta + 1)$  گناہ کم نظر آتا ہے۔ یوں بیس جانب کے مزاحمت  $R_B$  اور  $r_{be}$  کے عکس، ایمیٹر جانب نظر آئیں گے۔

$$(6.13) \quad A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right) = (-R_L) (g_m) \left( \frac{r_e}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + Z_E} \right)$$

جہاں

$$(6.14) \quad \frac{1}{Z_E} = sC_E + \frac{1}{R_E}$$

$$Z_E = \frac{1}{sC_E + \frac{1}{R_E}}$$



اور

$$(6.15) \quad r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$$

بیں۔ شکل ب میں  $v_s$  کو نظر انداز کرتے ہوئے  $C_E$  کے متوازی کل مزاحمت کو  $R_{mCE}$  لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$(6.16) \quad \frac{1}{R_{mCE}} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R'_B + r_e}$$

کے برابر ہے۔ شکل پ میں اس مزاحمت کی وضاحت کی گئی ہے۔

مساوات 6.13 میں  $R'_B$  کو لکھتے ہوئے اور اس میں مساوات 6.14 سے  $Z_E$  کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$A_v = (-R_L) (g_m) \left( \frac{r_e}{R'_B + r_e + \frac{1}{sC_E + \frac{1}{R_E}}} \right)$$

آخری وسین کو  $\left( sC_E + \frac{1}{R_E} \right)$  سے ضرب اور تقسیم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= -R_L g_m r_e \left( \frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{(R'_B + r_e) \left( sC_E + \frac{1}{R_E} \right) + 1} \right) \\ &= -R_L g_m r_e \left( \frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E (R'_B + r_e) + \frac{(R'_B + r_e)}{R_E} + 1} \right) \end{aligned}$$

نچلے جانب  $(R'_B + r_e)$  باہر نکالتے ہیں۔

$$A_v = -\frac{R_L g_m r_e}{(R'_B + r_e)} \left( \frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E + \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R'_B + r_e}} \right)$$

اس مساوات کے آخری قدم پر مساوات 6.16 استعمال کرتے ہوئے اسے مزید حل کرتے ہیں۔

$$A_v = - \left( \frac{R_L g_m r_e}{R'_B + r_e} \right) \left( \frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E + \frac{1}{R_{mCE}}} \right)$$

کسر کے اوپر اور نیچے سے C<sub>E</sub> باہر نکلتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$(6.17) \quad A_v = - \left( \frac{R_L g_m r_e}{R'_B + r_e} \right) \left( \frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{1}{R_{mCE} C_E}} \right)$$

اس کو مساوات 6.12 کے طرز پر لکھتے ہیں یعنی

$$(6.18) \quad A_v = A_{vD} \left( \frac{s + \omega_1}{s + \omega_2} \right)$$

ل

$$(6.19) \quad \begin{aligned} A_v &= A_{vD} \left( \frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} \right) \\ &= A_{vD} \left( \frac{j2\pi f + 2\pi f_1}{j2\pi f + 2\pi f_2} \right) \\ &= A_{vD} \left( \frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \end{aligned}$$

جہاں

$$(6.20) \quad \begin{aligned} \omega_1 &= 2\pi f_1 = \frac{1}{R_E C_E} \\ \omega_2 &= 2\pi f_2 = \frac{1}{R_{mCE} C_E} \end{aligned}$$

اور

$$(6.21) \quad A_{vD} = - \left( \frac{R_L g_m r_e}{R'_B + r_e} \right)$$

کے برابر ہیں۔ کسی بھی تعداد ω پر

$$(6.22) \quad |A_v| = |A_{vD}| \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_1^2}}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}}$$

گاہ

مساوات 6.18 میں  $\omega$  کی قیمت کو  $\omega_1$  اور  $\omega_2$  سے بہت زیادہ تصور کرتے ہوئے افراش کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ اس زیادہ تعداد کو  $\omega \rightarrow \infty$  تصور کرتے ہوئے

$$(6.23) \quad A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = A_{vD} \left( \frac{j\infty + \omega_1}{j\infty + \omega_2} \right) = A_{vD}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $A_{vD}$  درمیانی تعداد پر افراش ہے۔

عموماً ایپلیناٹر مساوات 3.33 کے تحت تخلیق دئے جاتے ہیں جس کے مطابق  $R_E$  کی قیمت سے بہت زیادہ ہوتی ہے۔ اگر مساوات 3.33 کے شرط کو قدر تبدیل کر کے یوں بیان کیا جائے کہ

$$(6.24) \quad R_E \gg \frac{R_B}{\beta+1} + r_e$$

تب مساوات 6.18 کا صفر<sup>22</sup> اس کے قطب<sup>23</sup> سے کم تعداد پر پایا جائے گا یعنی

$$(6.25) \quad \omega_1 \ll \omega_2$$

عموماً  $\frac{R_B}{\beta+1} \gg r_e$  ہوتا ہے اور یوں مساوات 6.24 اور مساوات 3.33 کو تقریباً ایک ہی شرط تصور کیا جا سکتا ہے۔ افراش  $|A_{vD}|$  اس وقت درمیانی تعداد کے سے کم ہو گی جب

$$(6.26) \quad |A_v| = |A_{vD}| \sqrt{\frac{\omega_L^2 + \omega_1^2}{\omega_L^2 + \omega_2^2}} = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$$

ہو۔ مندرجہ بالا مساوات میں مطلوبہ تعداد کو  $\omega_L$  لکھا گیا ہے جسے حل کرتے حاصل ہوتا ہے

$$(6.27) \quad \omega_L = \sqrt{\omega_2^2 - 2\omega_1^2} \approx \omega_2$$

جہاں مساوات 6.25 کے تحت  $\omega_1$  کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اگر  $\omega_2^2$  کی قیمت  $2\omega_1^2$  سے کم ہو تو مندرجہ بالا مساوات کے تحت  $|A_v|$  کبھی بھی  $|A_{vD}|$  سے کم نہیں ہو گا اور یوں  $\omega_L$  نہیں پایا جائے گا۔

مثال 6.3: شکل 6.4 الف میں

$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & V_{BB} = 2.376 \text{ V} \\ R_L = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\ R_B = 269.3 \text{ k}\Omega & \beta = 179 \\ C_E = 10 \text{ nF} & \end{array}$$

ہم اور  $A_v$  کا خط پہنچنے اور  $f_L$  اور  $A_{vD}$  - جیسے حاصل کرتے ہوئے

حل: ان تینوں سے

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{2.376 - 0.7}{\frac{269.3 \times 10^3}{179+1} + 15000} = 101.6 \mu\text{A} \\ g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{101.6 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 4.064 \text{ mS} \\ r_e &= \frac{1}{4.064 \times 10^{-3}} = 246 \Omega \end{aligned}$$

اور

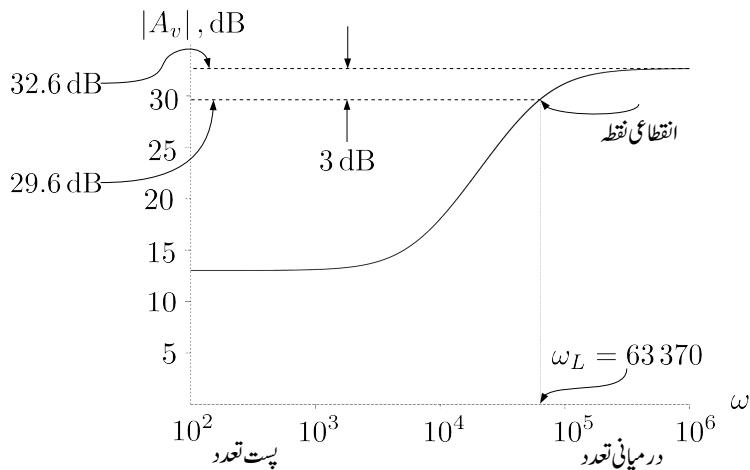
$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{mCE}} &= \frac{1}{15000} + \frac{1}{\frac{269300}{179+1} + 246} \\ R_{mCE} &= 1560.83 \Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں  $R_E$  بنتا ہے جو کہ  $\frac{R_B}{\beta+1} + r_e = 1742 \Omega$  مساوات 6.20 کے مطابق ہے۔

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{15000 \times 10 \times 10^{-9}} = 6666 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ \omega_2 &= \frac{1}{1560.83 \times 10 \times 10^{-9}} = 64068 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ  $\omega_2^2$  کی قیمت سے زیادہ ہے لہذا مساوات 6.27 کے تحت

$$\begin{aligned} \omega_L &= \sqrt{64068^2 - 2 \times 6666^2} = 63370 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ f_L &= \frac{63370}{2 \times \pi} = 10 \text{ kHz} \end{aligned}$$



شكل 6.5 میں  $C_E$  سے حاصل

حاصل ہوتا ہے۔ اگر اس مساوات میں  $2\omega_L^2$  کو نظر انداز کیا جائے تو  $\omega_L$  کی قیمت  $64068 \text{ rad/s}$  حاصل ہوتی ہے۔ ان دو جوابات میں نہایت کم فرق ہے۔

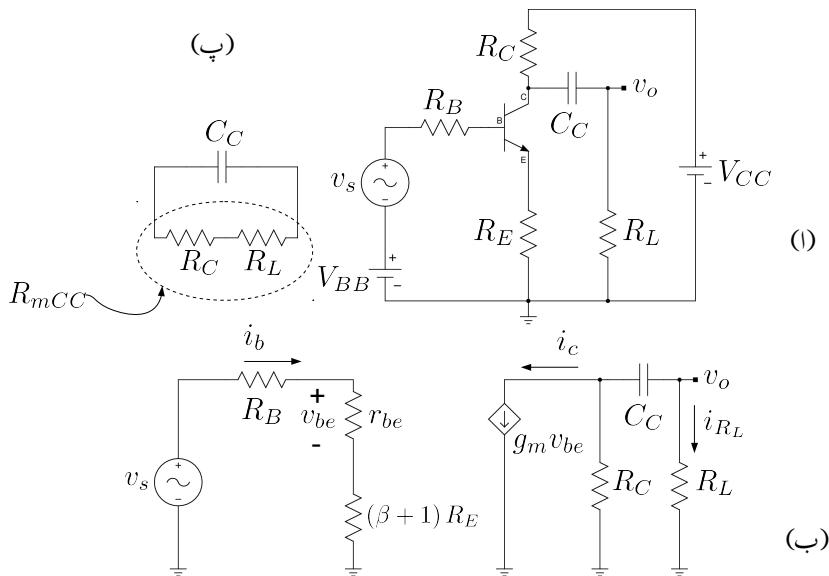
مساوات 6.21 سے درمیانی تعداد کی افزائش حاصل کرتے ہیں۔

$$A_{vD} = -\frac{75000 \times 4.064 \times 10^{-3} \times 246}{\frac{269300}{179+1} + 246} = -43 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

اور یوں کسی بھی تعداد پر افزائش کی مساوات مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$(6.28) \quad A_v = -43 \left( \frac{s + 6666}{s + 64068} \right)$$

شکل 6.5 میں  $|A_v| = 43 \sqrt{\frac{\omega^2 + 6666^2}{\omega^2 + 64068^2}}$  کا خط کھینچا گیا ہے جس میں افٹی 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: کپیسٹر  $C_C$  کے اثرات

### 6.4 گلکٹر سرے پر کپیسٹر $C_C$

ایمپلینیٹر کا خارجی اشارہ کپیسٹر  $C_C$  کے ذریعہ حاصل کرنے سے یک سمتی متغیرات متاثر نہیں ہوتے۔ شکل 6.6 اف میں گلکٹر سرے سے  $C_C$  کے ذریعہ خارجی اشارہ کو درکار مقام یعنی  $R_L$  تک پہنچایا گیا ہے۔ شکل 6.6 ب میں اسی کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا۔ سلسلہ وار جڑے  $R_L$  اور  $C_C$  کا برقی رکاوٹ  $Z$

$$Z = R_L + \frac{1}{sC_C}$$

ہے۔ برقی روکے تقسیم کی مساوات سے  $R_C$  کے ساتھ متوالی جڑے برقی رکاوٹ  $Z$  میں  $i_{R_L}$  یوں حاصل کیا جائے گا۔

$$i_{R_L} = - \left( \frac{R_C}{R_C + Z} \right) i_c$$

جبکہ منفی کی علامت اس لئے پیدا ہوئی کہ  $i_{R_L}$  کی سمت  $i_c$  کے الٹ رکھی گئی۔

انفرائش کی مساوات یوں لکھی جائے گی۔

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \left( \frac{v_o}{i_{R_L}} \right) \left( \frac{i_{R_L}}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

$$= (R_L) \left( -\frac{R_C}{R_C + Z} \right) (g_m) \left( \frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right)$$

منفی کی علامت باہر نکلتے ہوئے،  $Z$  میں  $\frac{R_C}{R_C + Z}$  کی قیمت پر کر کے اسے دیکھ منتقل کرتے ہیں۔

$$A_v = - (R_L) (g_m) \left( \frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left( \frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_C}} \right)$$

$$= - \left( \frac{R_L g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left( \frac{sR_C}{(R_C + R_L) \left( s + \frac{1}{(R_C + R_L) C_C} \right)} \right)$$

جہاں دیکھ جانب آخری کسر میں نیچے  $(R_C + R_L)$  باہر نکلا گیا ہے۔ اسی کسر کے اوپر حصے سے  $R_C$  اور اس کے نیچے حصے سے  $(R_C + R_L)$  کو مساوات کے باکیں جانب منتقل کرتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.29) \quad A_v = - \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \left( \frac{g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right) \left( \frac{s}{s + \frac{1}{(R_C + R_L) C_C}} \right)$$

$$= A_{vD} \left( \frac{s}{s + \omega_L} \right)$$

جہاں

$$(6.30) \quad A_{vD} = A_v \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = - \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \left( \frac{g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta + 1)R_E} \right)$$

$$\omega_L = \frac{1}{(R_C + R_L) C_C}$$

کے برابر ہیں۔

## 6.5 بوڈا خطوط

ایکلینیاٹر کے افراش بال مقابل تعداد کے خط کو عموماً بوڈا خط<sup>25</sup> کے طرز پر کھینچا جاتا ہے<sup>26</sup>۔ افراش کی حتمی قیمت بال مقابل تعداد اور افراش کا زاویہ بال مقابل تعداد کے خط علیحدہ کھینچ جاتے ہیں جنہیں حتمی قیمت بال مقابل تعداد کا بوڈا خط اور زاویہ بال مقابل تعداد کا بوڈا خط پکارا جاتا ہے۔ حتمی قیمت بال مقابل تعداد کے بوڈا خط میں افقی محدود پر  $\log f$  یا  $\log \omega$  جبکہ اس کے عمودی محدود پر  $A_v = 20 \log|A_v|$  رکھے جاتے ہیں۔ یہاں عمودی محدود پر حتمی قیمت ڈیسی 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 افراش کی حتمی قیمت بال مقابل تعداد کا بوڈا خط کھینچتے ہیں۔ مساوات میں

$$A_{vD} = -177.8 \frac{V}{V}$$

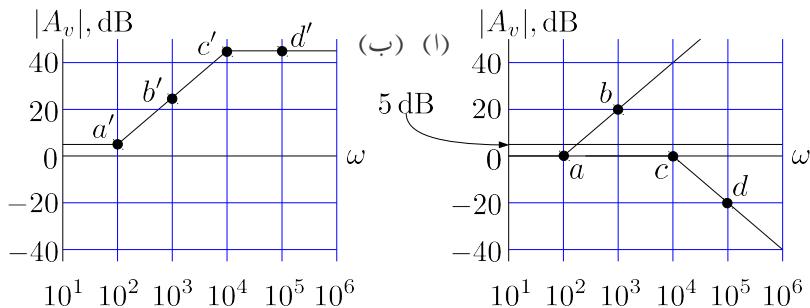
$$f_1 = 100 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 10 \text{ kHz}$$

لیتے ہوئے یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= A_{vD} \left( \frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \\ &= A_{vD} \frac{f_1}{f_2} \left( \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}} \right) \\ &= -177.8 \left( \frac{100}{10000} \right) \left( \frac{1 + j \frac{f}{100}}{1 + j \frac{f}{10000}} \right) \\ &= -1.778 \left( \frac{1 + j \frac{f}{100}}{1 + j \frac{f}{10000}} \right) \\ &= |A_v| e^{j\theta} \end{aligned}$$

Bode plot<sup>25</sup>  
26 بندر کے بوڈا نے خط کھینچنے کے اس طرز کو ریافت کیا۔ ان خطوط کو بوڈا یا بوڈی خطوط پکارا جاتا ہے  
dB<sup>27</sup>



شکل 6.7: حقیقتی قیمت بالقابل تعدد کے بوڈاخط کے اجزاء

جہاں

$$(6.31) \quad |A_v| = 1.778 \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{100}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{10000}\right)^2}}$$

$$\theta = \pi + \left( \tan^{-1} \frac{f}{100} \right) - \left( \tan^{-1} \frac{f}{10000} \right)$$

کے برابر ہیں۔ آئیں مساوات 6.31 کو استعمال کرتے ہوئے  $|A_v|$  بالقابل  $f$  کا بوڈاخط کھینچنا سیکھیں۔

$|A_v|$  کو ڈیسی بیل<sup>28</sup> میں لکھتے ہوئے

$$(6.32) \quad |A_v|_{dB} = 20 \log 1.778 + 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{100^2}} - 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{10000^2}}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $|A_v|_{dB}$  کا خط کھینچنے کی خاطر مندرجہ بالا مساوات کے تین اجزاء کے خطوط کو باری باری کھینچنے ہوئے آخر میں تمام کا سادہ مجموع حاصل کریں گے۔

ایسا کرنے کی خاطر مساوات 6.32 کو دیکھتے ہیں۔ اس کا پہلا جزو

$$20 \log 1.778 \approx 5 \text{ dB}$$

decibel<sup>28</sup>

ایک مستقل مقدار ہے جس کی قیمت تعداد پر منحصر نہیں۔ اس سے 5 dB پر سیدھا افقی خط حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.7 الف میں دکھایا گیا ہے۔

مساوات کے دوسرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعداد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعداد یعنی  $f \ll f_1$  پر چونکہ  $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \gg 1$  ہو گا لہذا اس جزو سے

$$(6.33) \quad 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \rightarrow 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے۔ نہایت زیادہ یعنی  $f \gg f_1$  پر چونکہ  $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \ll 1$  ہو گا لہذا

$$(6.34) \quad 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \rightarrow 20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_1}\right)^2} = 20 \log \frac{f}{100} \quad \text{dB}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر  $f_1 = 100$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

$20 \log \frac{f}{100}$  کی قیمت 100، 1000، 10000 اور 100000 کے تعداد پر 0، 20، 40 اور 60 ڈبیں حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ تعداد دس گناہ کرنے سے افراش 20 dB بڑھتی ہے یا کہ افراش 20 dB فی دہائی کے شرح سے بڑھتی ہے۔ افقی محور پر تعداد کا لگ لیتے ہوئے ان قیمتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو  $f_1$  یعنی  $2 \log(100) = 20$  dB پر چھوٹے ہوئے 20 dB فی دہائی کے شرح سے بڑھتا ہے۔ ایسا خط کھینچنے وقت  $(f_1, 0 \text{ dB})$  اور  $(10f_1, 20 \text{ dB})$  کے مقام پر نقطے لگا کر انہیں سیدھی لکیر سے جوڑتے ہوئے حاصل کیا جاتا ہے۔

شکل 6.7 الف میں  $(f_1, 0 \text{ dB})$  یعنی  $(10^2, 0 \text{ dB})$  اور اسی طرح  $(10f_1, 20 \text{ dB})$  یعنی  $(10^3, 20 \text{ dB})$  پر نقطہ  $a$  دکھائے گئے ہیں۔ نہایت کم تعداد پر مساوات 6.33 کے مطابق اس جزو کی قیمت 0 dB ہے۔ حقیقت میں بوڈا خط کھینچنے وقت کم تعداد کو  $f_1 \ll f$  کی بجائے  $f_1 \leq f$  لیا جاتا ہے۔ یوں نقطہ  $a$  سے کم تعداد پر اس جزو کی قیمت 0 dB دکھائی گئی ہے۔ اس طرح بوڈا خط کھینچنے ہوئے نہایت زیادہ تعداد کو  $f_1 \gg f$  کی بجائے  $f_1 \geq f$  لیا جاتا ہے۔ یوں اگر  $a$  پر 0 dB ہوتا ہو تو دس گناہ زیادہ تعداد پر 20 dB ہو گا۔ اس نقطے کو  $b$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔  $a$  تک 0 dB پر رہتا ہوا اور  $a$  اور  $b$  سے گزرتا سیدھا خط دوسرے جزو کا بوڈا خط ہے۔

مساوات 6.32 کے تیرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعداد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعداد یعنی  $f \ll f_2$

$$(6.35) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

جبکہ نہایت زیادہ تعداد یعنی  $f \gg f_2$  پر

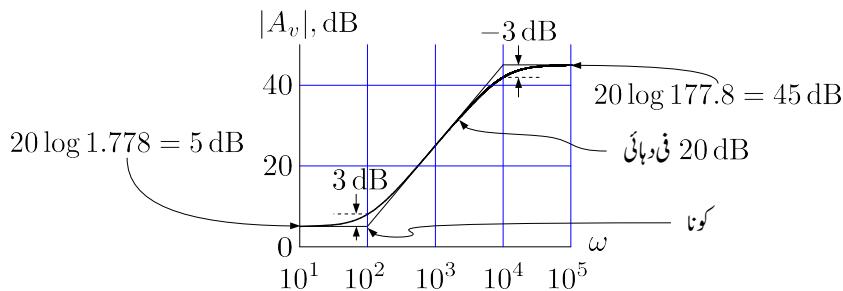
$$(6.36) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow -20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \\ = -20 \log \frac{f}{10000} \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر  $f_2 = 10000$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

$-20 \log \frac{f}{10000}$  کی قیمت 0، 10000، 100000، 1000000 اور 10000000 کے تعداد پر 0، 20، 40، 60 اور 80 ڈیسی بیل حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ تعداد دس گناہ کرنے سے انفرائش 20 dB گھٹنی ہے یا کہ انفرائش 20 dB نی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتی ہے۔ افقي محور پر تعداد کا لگ لیتے ہوئے ان قیمتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو  $f_2$  یعنی  $\log(10000) = 4$  پر چھوٹے ہوئے 20 dB نی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ ایسا خط کھینچنے وقت  $f_2$  تعداد پر 0 dB اور  $10f_2$  تعداد پر 20 dB کے مقام پر نقطے لگا کر انہیں سیدھی لکیر سے جوڑتے ہوئے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل 6.7 الف میں ان نقطوں کو  $c$  اور  $d$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔ یاد رہے کہ  $f_2$  یعنی  $10^4$  سے کم تعداد پر اس جزو کی قیمت 0 dB ہے۔

شکل 6.7 ب میں ان تینوں خطوط کا مجموعہ لیا گیا ہے جو کہ مساوات 6.31 کے  $|A_v|$  کا کامل بودا خط ہے۔ شکل 6.7 الف میں نقطہ  $a$  پر مساوات 6.32 کے پہلے جزو کے خط کی قیمت 5 dB جبکہ تقسیم دو اجزاء کے قیمتیں 0 dB ہیں۔ یوں ان کا مجموعہ 5 dB ہے جسے شکل 6.7 ب میں  $a'$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔  $b$  پر ان تین اجزاء کے قیمتیں 5 dB، 20 dB اور 0 dB ہیں جن کے مجموعہ 25 dB کو  $b'$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔  $c$  پر تینوں کا مجموعہ 45 dB کو  $c'$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔  $d$  پر تین اجزاء کے قیمتیں 5 dB، 60 dB اور 20 dB ہیں جن کا مجموعہ 45 dB ہی ہے۔ اس نقطے کو  $d'$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔

مندرجہ بالا تمام عمل کو نہایت آسانی سے یوں سرانجام دیا جاسکتا ہے۔ دئے گئے مساوات کی جتنی قیمت کتر تعداد پر حاصل کریں۔ بودا خط کی قیمت یہی رکھتے ہوئے تعداد بڑھائیں حتیٰ کہ مساوات کا صفر یا قطب آجائے۔ اگر صفر



شکل 6.8: اصل خط اور بوڈا خط کا موازنہ

آجائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 نی دہائی کی شرح سے بڑھانا شروع کر دیں اور اگر قطب آجائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 نی دہائی کی شرح سے گھٹانا شروع کر دیں۔ تعدد بڑھاتے رہیں حتیٰ کہ مساوات کا اگلا صفر یا قطب آجائے۔ ہر مرتبہ صفر آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں 20 dB کا اضافہ لائیں جبکہ قطب آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں 20 dB کی لائیں۔

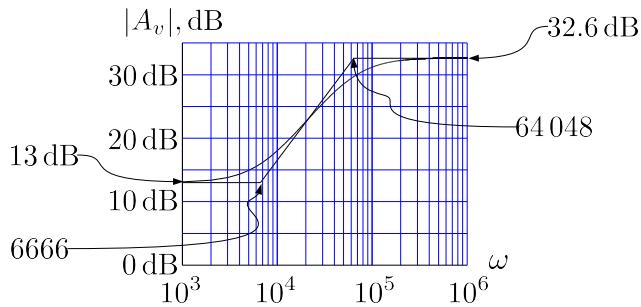
شکل 6.8 میں مساوات 6.31 کے بوڈا خط اور اس کا حقیقی خط<sup>29</sup> ایک ساتھ دکھائے گئے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوڈا خط کے کونوں پر دونوں خطوط میں 3 dB کا فرق پایا جاتا ہے جبکہ بقايا تعدد پر دونوں تفریبیا ایک ہی طرح کے ہیں۔ مساوات 6.33 سے اس فرق کو سمجھا جاسکتا ہے۔ کونے پر تعدد  $f_1$  کے برابر ہے یوں اس مساوات سے

$$20 \log \sqrt{1 + \left( \frac{f_1}{f_1} \right)^2} = 20 \log \sqrt{2} \approx 3 \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے ناکہ 0 dB اسی حقیقت کے بنا پر بوڈا خط کے کونوں کو 3 dB نقطے بھی کہتے ہیں۔

مثال 6.4: مساوات 6.28 کا بوڈا خط کھینچیں۔

<sup>29</sup> حقیقی خط کپیور کے پروگرام میث ایب octave یا آئیوب matlab کی مدد سے آسانی کھینچا جاسکتا ہے۔ اس کتاب میں پیشہ خطوط لینکس linux میں پائے جانے والے پروگرام آئیوب استعمال کرتے ہوئے ہی کھینچے گئے ہیں۔



شکل 6.9

حل: اس مساوات کو دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$A_v = -43 \left( \frac{j\omega + 6666}{j\omega + 64068} \right)$$

انہائی کم تعداد ( $\omega \rightarrow 0$ ) پر اس کی حقیقی قیمت

$$|A_v|_{\omega \rightarrow 0} = 43 \left( \frac{0 + 6666}{0 + 64068} \right) = 4.474$$

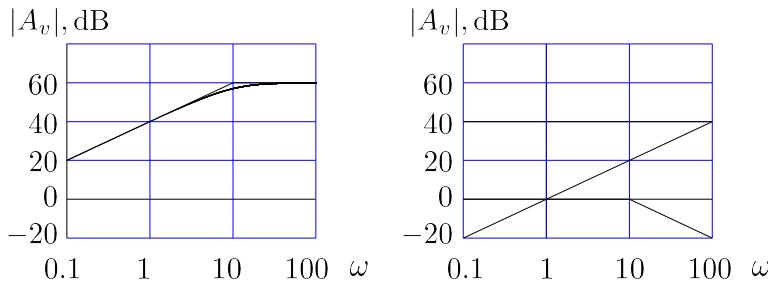
یعنی

$$20 \times \log 4.474 \approx 13 \text{ dB}$$

حاصل ہوتی ہے۔ مساوات کا صفر 6666 جبکہ اس کا قطب 64068 پر پایا جاتا ہے۔ ان معلومات سے شکل 6.9 میں بوڈا خط حاصل کیا گیا ہے۔

مثال 6.5: مندرجہ ذیل مساوات کا بوڈا خط کھینچیں۔

$$A_v = \frac{1000s}{s + 10}$$



: 6.10 شکل

حل: اس کو عمومی طرز پر لکھتے ہیں۔

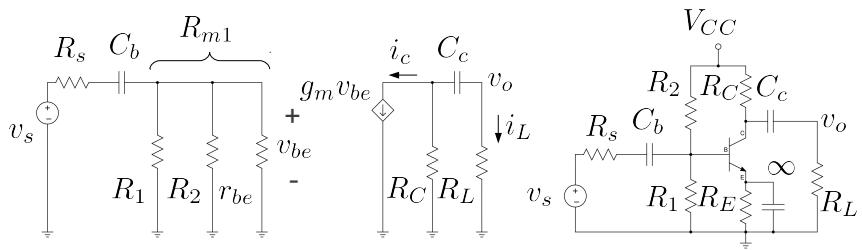
$$A_v = \frac{100j\omega}{\frac{j\omega}{10} + 1}$$

جسے ڈیسی نیل میں لکھتے ملتا ہے

$$A_v = 20 \log 100 + 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{\frac{\omega^2}{10^2} + 1}$$

اس کے بوڈاخط کے اجزاء، شکل 6.10 الف جبکہ مکمل بوڈاخط شکل ب میں دکھائے گئے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں دی گئی مساوات میں کسر کے اوپر تعددی جزو پر غور کریں۔ بوڈاخط میں  $\left(\frac{j\omega}{\omega_0} + 1\right)$  طرز پر لکھے گئے جزو کی قیمت  $\omega_0$  سے کم تعدد پر 0 dB جبکہ اس سے زیادہ تعدد پر بیس ڈیسی نیل 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 بیس ڈیسی نیل فی دہائی کی شرح سے تمام تعداد پر تبدیل ہوتا ہے۔ اگر یہ جزو بطور صفر پایا جائے تو یہ بیس ڈیسی نیل فی دہائی کی شرح سے بڑھتا ہے جبکہ اگر جزو بطور قطب پایا جائے تو یہ بیس ڈیسی نیل فی دہائی کی شرح سے گھشتتا ہے۔



شکل 6.11: میں اور کلکٹر پر کپیسٹر نسب کرنے کے اثرات

### 6.6 میں اور کلکٹر بیر ونی کپیسٹر

شکل 6.11 میں میں اور کلکٹر پر کپیسٹر نسب کرنے گئے ہیں۔ اگرچہ شکل میں بیسٹر پر  $C_E$  بھی نسب ہے لیکن اس کی قیمت لا محدود تصور کی گئی ہے۔ یوں درکار تعداد پر اس کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ مساوی شکل میں

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}}$$

لیتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = \left( \frac{v_o}{i_L} \right) \left( \frac{i_L}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right) \\ &= R_L \left( -\frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_c}} \right) (g_m) \left( \frac{R_{m1}}{R_s + R_{m1} + \frac{1}{sC_b}} \right) \\ &= -g_m R_L R_C R_{m1} \left( \frac{sC_c}{sC_c (R_C + R_L) + 1} \right) \left( \frac{sC_b}{sC_b (R_s + R_{m1}) + 1} \right) \\ &= -\frac{g_m R_L R_C R_{m1}}{(R_C + R_L) (R_s + R_{m1})} \left( \frac{s}{s + \frac{1}{C_c (R_C + R_L)}} \right) \left( \frac{s}{s + \frac{1}{C_b (R_s + R_{m1})}} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات میں

$$(6.37) \quad \begin{aligned} \omega_c &= \frac{1}{C_c (R_C + R_L)} \\ \omega_b &= \frac{1}{C_b (R_s + R_{m1})} \end{aligned}$$

لیتے ہوئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.38) \quad A_v = -\frac{g_m R_L R_C R_{m1}}{(R_C + R_L)(R_s + R_{m1})} \left( \frac{s}{s + \omega_c} \right) \left( \frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

اس مساوات میں متوازی جڑے مزاحمت کی کل مزاحمت ہے جسے عموماً  $\frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$  لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔ اسی طرح  $\frac{R_s |R_{m1}|}{R_s + R_{m1}}$  یا  $\frac{1}{R_s} \left( \frac{R_s R_{m1}}{R_s + R_{m1}} \right)$  کو  $\frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_s}$

$$(6.39) \quad A_v = -\frac{1}{R_s} (R_C \| R_L) (R_s \| R_{m1}) \left( \frac{s}{s + \omega_c} \right) \left( \frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

$$= A_{vD} \left( \frac{s}{s + \omega_c} \right) \left( \frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

جہاں

$$A_{vD} = -\frac{1}{R_s} (R_C \| R_L) (R_s \| R_{m1})$$

لکھا گیا ہے۔

$\omega_L$  پست انقطائی تعداد پر  $|A_v| = \frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$  کے برابر ہو گا۔ یوں مساوات 6.39 میں پست انقطائی تعداد کو لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$A_{vD} \left( \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_c^2}} \right) \left( \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_b^2}} \right) = \frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$$

جسے

$$2\omega_L^4 = (\omega_L^2 + \omega_c^2)(\omega_L^2 + \omega_b^2)$$

یعنی

$$\omega_L^4 - (\omega_c^2 + \omega_b^2)\omega_L^2 - \omega_c^2\omega_b^2 = 0$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کو حل کرتے ملتا ہے

$$(6.40) \quad \omega_L^2 = \frac{\omega_c^2 + \omega_b^2}{2} + \frac{\sqrt{\omega_c^4 + 6\omega_c^2\omega_b^2 + \omega_b^4}}{2}$$

مندرجہ بالا مساوات میں منفی جزر کو شامل نہیں کیا گیا چونکہ اس کے استعمال سے  $\omega_L^2$  کی قیمت منفی حاصل ہوتی ہے۔

شکل 6.11 کو دیکھ کر معلوم ہوتا ہے کہ  $C_c$  اور  $C_b$  کا ایک دوسرے پر کوئی اثر نہیں۔ مساوات 6.39 اسی حقیقت کی تصدیق کرتا ہے۔

مثال 6.6: شکل 6.11 میں

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, R_C = 1.8 \text{ k}\Omega, R_E = 200 \Omega$$

$$R_1 = 2.2 \text{ k}\Omega, R_2 = 16 \text{ k}\Omega, R_s = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 99, R_L = 1.8 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔

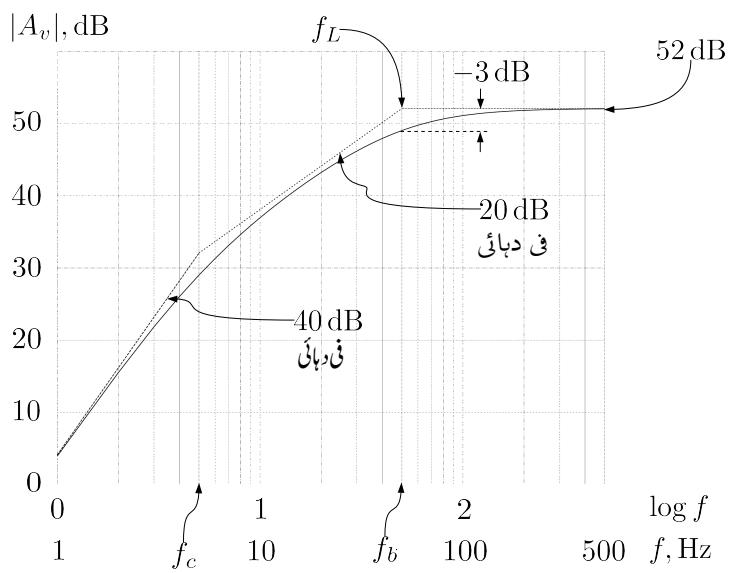
- $C_c$  اور  $C_b$  کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ  $f_c = 5 \text{ Hz}$  جبکہ  $f_b = 50 \text{ Hz}$  ہو۔
- مندرجہ بالا قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.39 کا بودا خط کھینچتے ہوئے پست انقطاعی تعداد حاصل کریں۔
- $f_b = f_c$  رکھتے ہوئے پست انقطاعی تعداد  $50 \text{ Hz}$  حاصل کرنے کی خاطر  $f_b$  اور  $f_c$  حاصل کریں۔

حل: نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت تمام کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتے ہیں۔ مسئلہ تھونن کی مدد سے  $g_m = I_{CQ} / V_{th} = 1.768 \text{ mA} / 1.0879 \text{ V} = 1.62 \text{ mA/V}$  حاصل ہوتے ہیں جن سے  $R_{th} = 1.934 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔ یوں  $r_{be} = 1.394 \text{ k}\Omega$  اور  $R_{m1} = 810 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔

•

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_c (R_C + R_L)} = \frac{1}{2 \times \pi \times 5 \times (1800 + 1800)} = 8.84 \mu\text{F}$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_b (R_s + R_{m1})} = \frac{1}{2 \times \pi \times 50 \times (1000 + 810)} = 1.76 \mu\text{F}$$



شکل 6.12: پست انقطاعی نقطے زیادہ تعداد والے کونے پر ہے

- شکل 6.12 میں بوداخط کھینچا گیا ہے جہاں سے واضح ہے کہ پست انقطائی تعداد تقریباً  $f_b$  کے برابر ہے۔ شکل میں 1Hz تا 5Hz بوداخط کی ڈھلوان 40 dB فی دہائی ہے جبکہ 5Hz تا 50Hz اس کی ڈھلوان 20 dB فی دہائی ہے۔

جب بھی بوداخط میں پست انقطائی نقطہ تعین کرنے والے کونوں میں سب سے زیادہ تعداد پر پائے جانے والے کونے سے بقایا کونے دور دور ہوں، ایسی صورت میں پست انقطائی نقطہ تقریباً اسی زیادہ تعداد کے کونے پر ہو گا۔

اسیں مساوات 6.40 حل کرتے دیکھیں کہ جواب کیا حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں  $\omega_c$  اور  $\omega_b$  کی قیمتیں پر کرتے ملتے ہیں

$$\omega_L = 317.254$$

$$f_L = 50.49 \text{ Hz}$$

- مساوات 6.40 میں  $\omega_c = \omega_b$  پر کرتے حل کرنے میں

$$\omega_L^2 = \frac{2\omega_b^2 + \sqrt{\omega_b^4 + 6\omega_b^4 + \omega_b^4}}{2} = (1 + \sqrt{2}) \omega_b^2$$

یوں

$$\omega_L = \left( \sqrt{1 + \sqrt{2}} \right) \omega_b$$

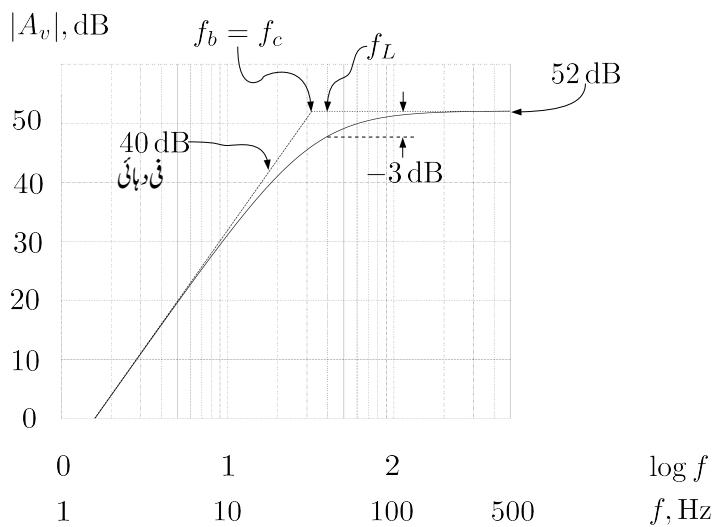
حاصل ہوتا ہے جس سے  $f_L = 50 \text{ Hz}$  حاصل کرنے کی خاطر

$$f_b = \frac{f_L}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = \frac{50}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = 32 \text{ Hz}$$

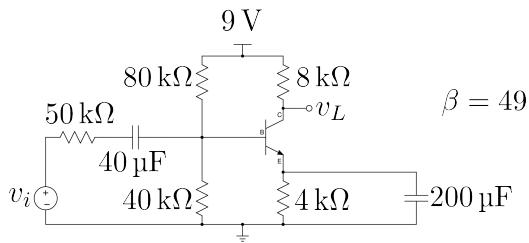
رکھنا ہو گا۔ شکل 6.13 میں صورت حال دکھایا گیا ہے۔

## 6.7 بیس اور ایمپریروں کی مجموعی اثر

اب تک دیکھے گئے تمام ادوار میں ہم نے دیکھا کہ کسی بھی کپیسٹر کی بدولت پیدا بوداخط کے قطب کو لکھا جا سکتا تھا جہاں  $R_m$  اس کپیسٹر کے متوازی جڑی مزاحمت ہے۔ بیس اور ایمپریروں پر کپیسٹر نسب کرنے سے



شکل 6.13: جزو کونوں کی صورت میں پست انتظائی نقطے



شکل 6.14:

ایسا سادہ مساوات حاصل نہیں ہوتا۔ آئیں شکل 6.14 میں  $\frac{v_L}{v_i}$  حاصل کرتے ہوئے اس صورت کو بھی دیکھیں۔ شکل 6.15 میں اس کا باریک مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $R_e$  اور  $C_e$  کو ٹرانزسٹر کے بیں جانب منتقل کرتے ہوئے  $R'_e$  اور  $C'_e$  لکھا گیا ہے۔ یوں

$$R'_e = (\beta + 1) R_e$$

$$C'_e = \frac{C_e}{\beta + 1}$$

ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(6.41) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{v_i}$$

$$= -R_c \beta \left( \frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left( \frac{Z}{r_i + \frac{1}{sC_b} + Z} \right)$$

جہاں  $r_{be}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے

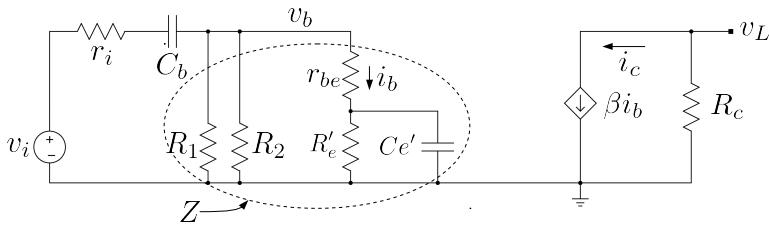
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e} + sC'_e$$

کے برابر ہے۔ مساوات 6.41 کو کسی طرح یوں نہیں لکھا جاسکتا کہ  $C_e$  اور  $C_b$  علیحدہ تو سین کا حصہ نہیں۔ یوں ان دو کپیٹروں سے علیحدہ علیحدہ بوڈا خل کے کونے حاصل کرنا ممکن نہیں ہے۔

دئے گئے قیمتیں پر کرتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{40000} + \frac{1}{80000} + \frac{1}{200000} + 4 \times 10^{-6} \times s$$

$$= (42.5 + 4s) \times 10^{-6}$$



: 6.15

مساوات 6.41 میں کسر کے نیچے سے  $Z$  باہر لکھتے ہوئے کسر کے اوپر موجود  $Z$  کے ساتھ کاتھتے ہوئے ملتا ہے

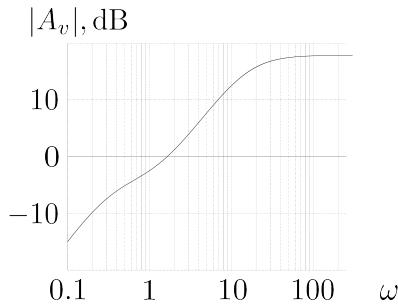
$$A_v = -R_c \beta \left( \frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left( \frac{1}{\left( r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \frac{1}{Z} + 1} \right)$$

اس میں قسمتیں پر کرتے ہیں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{\left( 50000 + \frac{1}{0.00004s} \right) (42.5 + 4s) \times 10^{-6} + 1} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{2.125 + 0.2s + \frac{1.0625}{s} + 0.1 + 1} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)}{3.225 + 0.2s + \frac{1.0625}{s}} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{3.225s + 0.2s^2 + 1.0625} \\ &= \frac{-(1.96 + 1.568s)s}{0.2s^2 + 3.225s + 1.0625} \end{aligned}$$

جسے یوں لکھا 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 بودھ خط کھینچتے ہیں۔

$$(6.42) \quad A_v = \frac{-1.8473 \left(1 + \frac{s}{1.25}\right) s}{\left(1 + \frac{s}{0.336}\right) \left(1 + \frac{s}{15.788}\right)}$$

شکل 6.16 میں اس مساوات کا خط دکھایا گیا ہے۔

شکل 6.15 پر دوبارہ غور کریں۔  $C_b'$  اور  $C_e'$  کے قیتوں میں واضح فرق ہے۔ کم تعداد پر  $\frac{1}{\omega C_e'}$  کی قیمت کے قیمت سے بہت زیادہ ہو گی۔ یوں کم تعداد پر  $C_e'$  کو کھلے سرے تصور کرتے ہوئے  $C_b$  کے کردار پر غور کرتے ہیں۔  $C_b$  کے متوازی کل مزاحمت  $R_{mCB}$  مندرجہ ذیل ہے

$$R_{mCB} = r_i + R_1 \parallel R_2 \parallel R'_e = 73.529 \text{ k}\Omega$$

یوں ہم توقع رکھتے ہیں کہ  $C_b$  سے

$$\frac{1}{R_{mCB} \times C_b} = \frac{1}{73.529 \times 10^3 \times 40 \times 10^{-6}} = 0.34$$

تعداد پر قطب حاصل ہو گا۔ ہم دیکھتے ہیں کہ یہ قطب مساوات 6.42 میں دے 0.336 تعداد پر قطب کے تقریباً برابر ہے۔ اسی طرح نہایت زیادہ تعداد پر  $\frac{1}{\omega C_b}$  کو قصر دور تصور کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے  $C_e'$  کے متوازی کل مزاحمت حاصل کرتے ہیں

$$\frac{1}{R_{mCe'}} = \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e}$$

سے

$$R_{mCe'} = 16 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم توقع کرتے ہیں کہ یوں  $C'_e$  سے حاصل قطب

$$\frac{1}{R_{mCe'} \times C'_e} = \frac{1}{16 \times 10^3 \times 4 \times 10^{-6}} = 15.625 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر پایا جائے گا۔ ہم دیکھتے ہیں کہ یہ قطب مساوات 6.42 میں دئے 15.788 تعداد پر دئے قطب کے تقریباً برابر ہے۔ مساوات کا صفر 1.25 کے تعدد پر پایا جاتا ہے جو در حقیقت  $\frac{1}{R_e C_e}$  کے برابر ہے۔

---

مثال 6.7: مساوات 6.41 کو حل کریں۔

حل: اس مساوات کو دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$(6.43) \quad A_v = -R_c \beta \left( sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right) \left[ \frac{Z}{r_i + \frac{1}{sC_b} + Z} \right]$$

جہاں  $r_{be}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e} + sC'_e = \frac{1}{R_m} + sC'_e$$

کے برابر ہے جہاں

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e}$$

لیا گیا ہے۔ مساوات 6.43 میں کسر کے نیچے سے  $Z$  باہر نکالتے ہوئے کسر کے اوپر موجود  $Z$  کے ساتھ کاٹتے ہوئے ملتا ہے

$$A_v = -R_c \beta \left( sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right) \left[ \frac{1}{\left( r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \frac{1}{Z} + 1} \right]$$

اس میں Z پر کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-R_c\beta \left( sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right)}{\left( r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \left( \frac{1}{R_m} + sC'_e \right) + 1} \\ &= \frac{-R_c\beta \left( sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right)}{\frac{r_i}{R_m} + sr_i C'_e + \frac{1}{sR_m C_b} + \frac{C'_e}{C_b} + 1} \end{aligned}$$

کسر کے نچلے حصے میں s کی تعلق سے اجزاء اکٹھے کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-R_c\beta \left( sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right)}{sr_i C'_e + \left( \frac{r_i}{R_m} + \frac{C'_e}{C_b} + 1 \right) + \frac{1}{sR_m C_b}} \\ &= \frac{-R_c\beta R_m C_b \left( sC'_e + \frac{1}{R'_e} \right) s}{s^2 r_i C'_e R_m C_b + s \left( \frac{r_i}{R_m} + \frac{C'_e}{C_b} + 1 \right) R_m C_b + 1} \\ &= \frac{-R_c\beta R_m C_b C'_e \left( s + \frac{1}{R'_e C'_e} \right) s}{r_i C'_e R_m C_b \left[ s^2 + s \left( \frac{r_i}{R_m} + \frac{C'_e}{C_b} + 1 \right) \frac{1}{r_i C'_e} + \frac{1}{r_i C'_e R_m C_b} \right]} \end{aligned}$$

اس مزید یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{\frac{-R_c\beta}{r_i} \left( s + \frac{1}{R'_e C'_e} \right) s}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_m C'_e} + \frac{1}{r_i C_b} + \frac{1}{r_i C'_e} \right) + \frac{1}{r_i C'_e R_m C_b}} \\ &= \frac{\frac{-R_c\beta}{r_i} \left( s + \frac{1}{R'_e C'_e} \right) s}{s^2 + s \left[ \frac{1}{R_m C'_e} + \frac{1}{r_i} \left( \frac{1}{C_b} + \frac{1}{C'_e} \right) \right] + \frac{1}{R_m C'_e r_i C_b}} \end{aligned}$$

اس مساوات میں

$$(6.44) \quad \begin{aligned} \omega_c &= \frac{1}{R'_e C'_e} = \frac{1}{R_e C_e} \\ \omega_1 &= \frac{1}{R_m C'_e} \\ \omega_2 &= \frac{1}{r_i} \left( \frac{1}{C_b} + \frac{1}{C'_e} \right) \\ \omega_3 &= \frac{1}{r_i C_b} \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$A_v = \frac{\frac{-R_c \beta}{r_i} (s + \omega_c) s}{s^2 + s [\omega_1 + \omega_2] + \omega_1 \omega_3}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.45) \quad \begin{aligned} A_v &= \frac{\frac{-R_c \beta}{r_i} (s + \omega_c) s}{(s + \omega_{q1})(s + \omega_{q2})} \\ &= \frac{\frac{-R_c \beta \omega_c}{\omega_{q1} \omega_{q2}} \left( \frac{s}{\omega_c} + 1 \right) s}{\left( \frac{s}{\omega_{q1}} + 1 \right) \left( \frac{s}{\omega_{q2}} + 1 \right)} \end{aligned}$$

جہاں

$$(6.46) \quad \begin{aligned} \omega_{q1} &= \frac{-(\omega_1 + \omega_2) - \sqrt{(\omega_1 + \omega_2)^2 - 4\omega_1 \omega_3}}{2} \\ \omega_{q2} &= \frac{-(\omega_1 + \omega_2) + \sqrt{(\omega_1 + \omega_2)^2 - 4\omega_1 \omega_3}}{2} \end{aligned}$$

- عیا

### 6.8 بیس، ایمپٹر اور کلکٹر بیر وی کپیسٹروں کا مجموعی اثر

مثال 6.6 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگر کسی ایک کپیسٹر سے حاصل کونا کسی دوسرے کپیسٹر سے حاصل کونے سے بہت بلند تعداد پر پایا جائے تو پست انقطائی تعدد زیادہ تعداد پر پائے جانے والے کونے پر ہو گا۔ ایکلٹریک اسٹریم کو عموماً بروئے کار لایا جاتا ہے۔

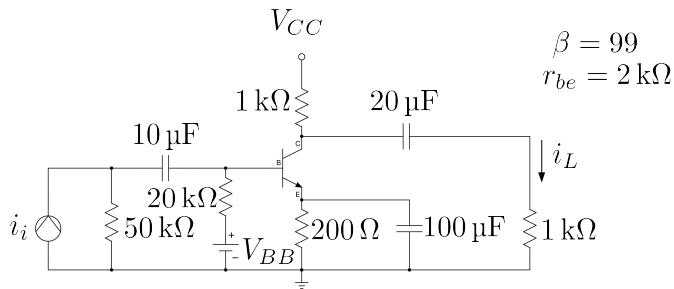
اسی طرح مثال 6.7 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ بیس اور ایمپٹر دونوں پر کپیسٹر نسب ہونے کی صورت میں دور کو حل کرنا دشوار ہوتا ہے اور اسے حل کرنے سے زیادہ قابل استعمال مساواتیں حاصل نہیں ہوتیں۔

عموماً ایکلٹریک میں  $C_B$  اور  $C_C$  تینوں پائے جاتے ہیں۔ ایکلٹریکی مخصوص اشارے کے لئے تخلیق دئے جاتا ہے۔ اشارے کی کم سے کم اور زیادہ سے زیادہ ممکنہ تعداد کو مد نظر رکھتے ہوئے ایکلٹریک اسٹریم کی پست انقطائی تعداد اشارے کے کم سے کم ممکنہ تعداد سے کم رکھا جاتا ہے۔ یوں ایکلٹریک پست انقطائی تعداد تک درمیانی تعداد کی افزائش برقرار رکھتا ہے جبکہ پست انقطائی نقطے سے کم تعداد پر ایکلٹریکی کارکردگی اہمیت نہیں رکھتی چونکہ اس نقطے میں اسے استعمال نہیں کیا جاتا۔

لیتے ہوئے  $C = \frac{1}{\omega_0 R_m}$  کی صورت میں  $C$  کی بڑی قیمت حاصل ہوتی ہے۔ حقیقی ایکلٹریک میں  $C_E$  کے ساتھ کل متوازی جزوی مزاحمت کی قیمت  $C_C$  اور  $C_B$  کے متوازی مزاحمتوں سے کم ہوتی ہے۔ لہذا کسی بھی  $\omega_0$  کے لئے درکار  $C_E$  کی قیمت بقاہاد کپیسٹروں سے بڑی ہوتی ہے۔ اسی لئے پست انقطائی تعداد کو  $C_E$  کے مدد سے حاصل کیا جاتا ہے جبکہ  $C_B$  اور  $C_C$  سے حاصل انقطائی نقطوں کو اس سے کئی درجے کم تعداد پر رکھا جاتا ہے۔ یوں حاصل  $C_E$  کی قیمت کم سے کم ہو گی۔ اگر اس کے برعکس  $C_B$  یا  $C_C$  کی مدد سے درکار پست انقطائی نقطے حاصل کیا جائے تو اس صورت میں  $C_E$  سے حاصل نقطے کو اس سے بھی کم تعداد پر رکھنا ہو گا جس سے  $C_E$  کی قیمت زیادہ حاصل ہو گی۔

آئیں ایک مثال کی مدد سے ایسے ایکلٹریک کا تجزیہ کریں۔

مثال 6.8: شکل 6.17 میں  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  کا درمیانے تعداد پر افزائش  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں۔ اس کا پست انقطائی تعداد بھی حاصل کریں۔



شکل 6.17:

حل: شکل 6.18 میں مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $C'_e = \frac{C_e}{\beta+1}$  اور  $R'_e = (\beta + 1) R_e$  استعمال کئے گئے ہیں۔ درمیانی تعداد پر تمام کپیٹر قصر دور کردار ادا کریں گے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{i_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{i_i} \\ &= \left( \frac{-1000}{2000} \right) (99) \left( \frac{1}{2000} \right) (1754) \\ &= -43 \frac{\text{A}}{\text{A}} \end{aligned}$$

یعنی 32.67 dB حاصل ہوتا ہے۔

ہم دیکھتے ہیں کہ  $C_c$  کی وجہ سے ایک عدد قطب

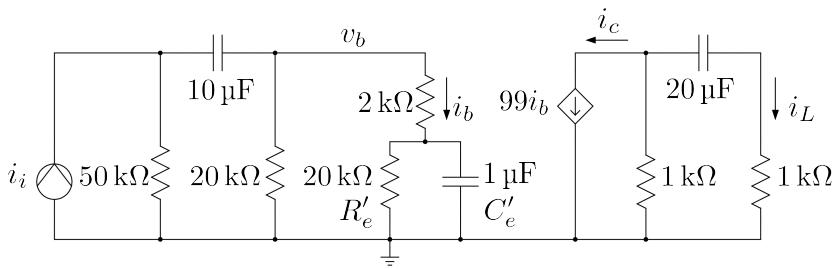
$$\omega_{qc} = \frac{1}{20 \times 10^{-6} \times 2000} = 25 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر پایا جائے گا۔  $C_e$  اور  $C_b$  کے کردار پر اب غور کرتے ہیں۔  $C_e$  کا عکس ٹرانزٹر کے بیس جانب لیا گیا ہے جو کہ  $1 \mu\text{F}$  کے برابر ہے۔ یوں جن تعداد پر  $1 \mu\text{F}$  کی اہمیت رکھتا ہے ان تعداد پر  $C_b$  بطور قصر دور کردار ادا کرے گا۔  $C_b$  کو قصر دور تصور کرتے ہوئے  $1 \mu\text{F}$  کے مقابلے کل مزاحمت

$$R'_e \parallel (r_{be} + r_i \parallel R_b) = 8.976 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے لہذا  $1 \mu\text{F}$  سے حاصل قطب

$$\omega_{qe} = \frac{1}{10^{-6} \times 8976} = 111.4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$



شکل 6.18:

پر پایا جائے گا۔ اسی طرح جن تعداد پر  $10\text{ }\mu\text{F}$  اہمیت رکھتا ہے ان تعداد پر  $1\text{ }\mu\text{F}$  بطور کھلے دور کردار ادا کرے گا۔  $1\text{ }\mu\text{F}$  کو کھلے دور تصور کرتے ہوئے  $10\text{ }\mu\text{F}$  کے متوالی کل مزاحت

$$r_i + R_b \parallel [r_{be} + R'_e] = 60.476\text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$\omega_{qb} = \frac{1}{10 \times 10^{-6} \times 60476} = 1.65 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر قطب پایا جائے گا۔ آپ نے دیکھا کہ

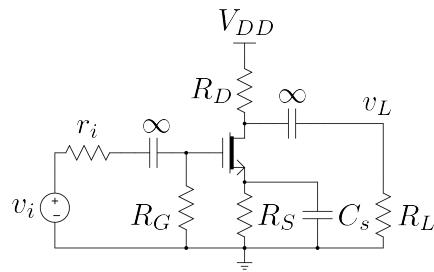
$$\omega_{qe} \gg \omega_{qc} \gg \omega_{qb}$$

بیں۔ یوں پست نقطائی تعدد  $\omega_L = \omega_{qe}$  پر پایا جائے گا۔

مندرجہ بالا حساب و کتاب میں  $\omega_{qe}$  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۔  $C_b$  کی برقی رکاوٹ کی حقیقی قیمت

$$\left| \frac{1}{\omega_{qe} C_b} \right| = \frac{1}{111.4 \times 10 \times 10^{-6}} = 0.898\text{ k}\Omega$$

ہے۔  $C'_e$  کے متوالی کل مزاحت کے لحاظ سے یہ چھوٹی مقدار ہے جسے نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\omega_{qe}$  پر  $C_b$  کی برقی رکاوٹ کو نظر انداز کرتے ہوئے اسے قصر دور تصور کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح



شکل 6.19:

$$\omega_{qb}$$

$$\left| \frac{1}{\omega_{qb} C'_e} \right| = \frac{1}{1.65 \times 10^{-6}} = 606 \text{ k}\Omega$$

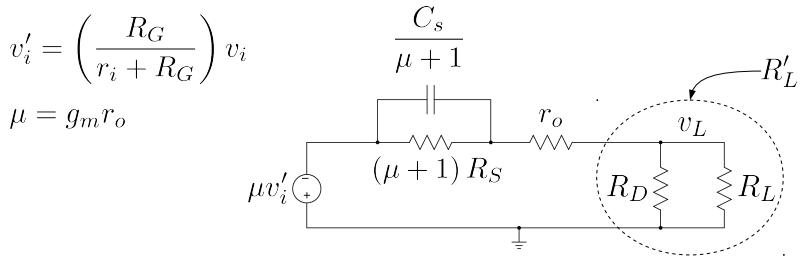
ہے لہذا  $\omega_{qb}$  پر  $C_e$  کو کھلے دور تصور کیا جا سکتا ہے۔

### 6.9 پست انقطاعی تعدد بزریہ سورس کپیسٹر

شکل 6.19 میں گیٹ اور کلکٹر کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کرتے ہوئے پست انقطاعی تعدد  $\omega_L$  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 یوں  $\frac{1}{sC_s}$  ہو جائے گی یعنی کپیسٹر کی قیمت  $\frac{C_s}{\mu + 1}$  ہو جائے گی۔



شکل 6.20

مساوی دور میں متواری جڑے مزاحمت اور کپیسٹر کی کل برقی رکاوٹ کو  $Z$  لکھتے ہیں جہاں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{(\mu + 1) R_S} + \frac{s C_s}{\mu + 1}$$

$$Z = \frac{(\mu + 1) R_S}{1 + s R_S C_s}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح

$$v_L = \left( \frac{R'_L}{Z + r_o + R'_L} \right) (-\mu v'_i)$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں  $R'_L = \frac{R_L R_D}{R_L + R_D}$  کے برابر ہے۔ اس میں  $Z$  پُر کرتے ہیں۔

$$v_L = \frac{-\mu R'_L v'_i}{\frac{(\mu+1)R_S}{1+sR_SC_s} + r_o + R'_L}$$

یوں

$$\frac{v_L}{v'_i} = \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu + 1) R_S + (1 + s R_S C_s) (r_o + R'_L)}$$

$$= \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu + 1) R_S + r_o + R'_L + s R_S C_s (r_o + R'_L)}$$

$$= \left( \frac{-\mu R'_L}{r_o + R'_L} \right) \frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \frac{(\mu+1)R_S+r_o+R'_L}{R_S C_s (r_o + R'_L)}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پہلی قوسین میں  $\mu = g_m r_o$  کو

$$\begin{aligned} \frac{-g_m r_o R'_L}{r_o + R'_L} &= -g_m (r_o \parallel R'_L) \\ &= -g_m (r_o \parallel R_L \parallel R_D) \\ &= -g_m R_{\parallel} \end{aligned}$$

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۔ افراش

$$(6.47) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \left( \frac{v_L}{v'_i} \right) \times \left( \frac{v'_i}{v_i} \right)$$

$$(6.48) \quad = -g_m R_{\parallel} \left[ \frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \omega_L} \right] \left( \frac{R_G}{r_i + R_G} \right)$$

کے برابر ہے جہاں

$$(6.49) \quad \omega_L = \frac{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}{R_S C_s (r_o + R'_L)}$$

پست انقطاعی تعدد ہے۔  $\omega_L$  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 مزاحمت ہے یعنی

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{(\mu+1) R_S} + \frac{1}{r_o + R'_L}$$

$$R_m = \frac{(\mu+1) R_S (r_o + R'_L)}{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}$$

درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کرنے کی خاطر  $\omega \rightarrow \infty$  استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.47 سے

$$\begin{aligned} A_{vD} = A_v \Bigg|_{\omega \rightarrow \infty} &= -g_m R_{\parallel} \left( \frac{R_G}{r_i + R_G} \right) \left[ \frac{\infty + \frac{1}{R_S C_s}}{\infty + \omega_L} \right] \\ &= -g_m R_{\parallel} \left( \frac{R_G}{r_i + R_G} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ عموماً  $R_G \gg r_i$  ہوتا ہے۔ یوں

$$(6.51) \quad A_{vD} \approx -g_m R_{\parallel}$$

لکھا جاسکتا ہے۔

مثال 6.9: ٹکل 6.19 میں  $r_o = 10 \text{ k}\Omega$ ،  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ ،  $R_D = 4.7 \text{ k}\Omega$ ،  $R_S = 1 \text{ kHz}$  اور  $A_v = 4 \text{ mS}$  ہیں۔  $f_L = 20 \text{ Hz}$  پر رکھنے کی خاطر درکار  $C_s$  حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افزائش بھی حاصل کریں۔

حل: مساوات 6.49 کی مدد سے

$$2 \times \pi \times 20 = \frac{(0.004 \times 10000 + 1) \times 1000 + 10000 + 4489}{1000 \times C_s (10000 + 4489)}$$

یعنی  $C_s = 30.5 \mu\text{F}$  حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات میں  $R'_L = 4489 \Omega$  پُر کیا گیا ہے۔

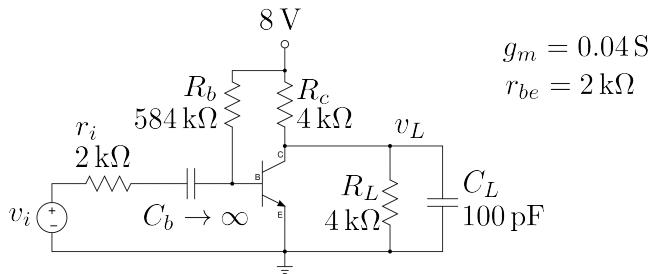
مساوات 6.51 میں

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{\parallel}} &= \frac{1}{10000} + \frac{1}{100000} + \frac{1}{4700} = 3.22765 \times 10^{-4} \\ R_{\parallel} &= 3098 \end{aligned}$$

پُر کرتے ہوئے

$$A_{vD} = -0.004 \times 3098 = -12.4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.21:

اب تک ہم نے جتنے بھی مثال دیکھے ان تمام میں بیرونی جڑے کپیسٹر کی وجہ سے پست انقطائی نقطہ حاصل ہوئے۔ آئیں اب ایک ایسا مثال دیکھیں جہاں بیرونی کپیسٹر کی وجہ سے زیادہ تعداد کا اشارہ متاثر ہوتا ہو۔ اس مثال سے زیادہ تعداد کے مسائل بھی سامنے آئیں گے جن کا آگے تفصیلًا جائزہ لیا جائے گا۔

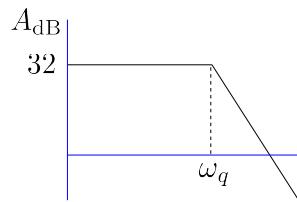
مثال 6.10: شکل 6.21 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کا بوڈا خاط کھینچیں۔

حل: اس کو آپ آسانی سے حل کر سکتے ہیں۔ جواب مندرجہ ذیل ہے۔

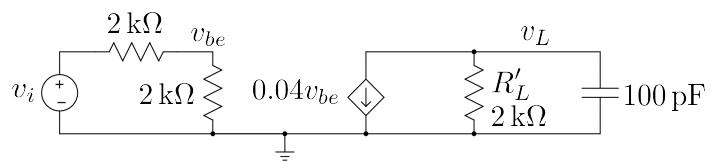
$$A_v = -g_m \left( \frac{R_b \parallel r_{be}}{r_i + R_b \parallel r_{be}} \right) \left( \frac{R_c \parallel R_L}{\frac{s}{\omega_q} + 1} \right) = \frac{-40}{\frac{s}{5 \times 10^6} + 1}$$

$$\omega_q = \frac{1}{(R_c \parallel R_L) C_L} = 5 \times 10^6$$

بوڈا خاط شکل 6.22 میں دیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\omega_q$  سے کم تعداد کے اشارات پر کپیسٹر کا کوئی اثر نہیں۔ یوں  $\omega_q$  بلند انقطائی تعداد ہے۔



شکل 6.22:



شکل 6.23:

مثال 6.11: مثال 6.10 میں اگر داخلی اشارہ صفر ولٹ سے یکدم 20 mV ہو جائے تو  $v_L$  نئی قیمت کے حتیٰ قیمت کے 90% کتنی دیر میں پہنچ پائے گا۔

حل: شکل 6.23 میں  $R_b$  کو نظر انداز اور  $R_c \parallel R_L$  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 بر قریب رکھ کر تخت خارجی جانب

$$C_L \frac{dv_L}{dt} + \frac{v_L}{R'_L} + g_m v_{be} = 0$$

$$C_L \frac{dv_L}{dt} + \frac{v_L}{R'_L} + 0.0004 = 0$$

لکھا جا سکتا ہے ہے

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L} (v_L + 0.0004 R'_L)$$

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L} (v_L + 0.8)$$

یا

$$\frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{dt}{R'_L C_L}$$

لکھتے ہیں۔ اس کا نکمل لیتے ہیں

$$\int \frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{1}{R'_L C_L} \int dt$$

$$\ln(v_L + 0.8) = -\frac{t}{R'_L C_L} + K'$$

$$v_L + 0.8 = K e^{-\frac{t}{R'_L C_L}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں  $K' = 0.8$  اور  $v_L = 0$  پر  $t = 0$  میں  $K$  نکمل کے مستقل ہیں۔ اس قیمت کے بعد یعنی  $t \rightarrow \infty$  پر اس مساوات کے تحت  $v_L = -0.8 \text{ V}$  ہو گا۔ یوں اس قیمت کے بعد وقت گزرنے کے بعد یعنی  $t = 0.46 \mu\text{s}$  میں  $v_L = -0.9 \times 0.8 = 0.8 e^{-\frac{0.46 \times 10^6}{R'_L C_L}} - 1 = 0.8 e^{-5 \times 10^6 \times 0.46 \times 10^{-6}} - 1 = 0.8 e^{-2.3} - 1 = 0.8 \times 0.12 = -0.64 \text{ V}$  ہو گا۔

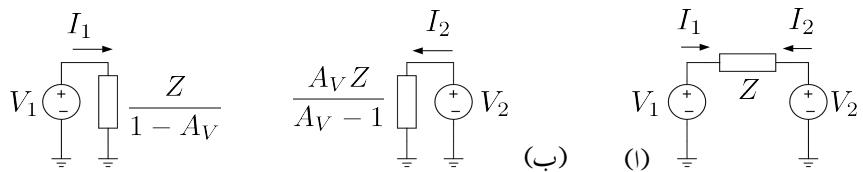
$$v_L = 0.8 \left( e^{-\frac{t}{R'_L C_L}} - 1 \right)$$

$$= 0.8 \left( e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

لامحدود وقت گزرنے کے بعد یعنی  $t \rightarrow \infty$  پر اس مساوات کے تحت  $v_L = -0.8 \text{ V}$  ہو گا۔ یوں اس قیمت کے بعد وقت گزرنے کے بعد یعنی  $t = 0.46 \mu\text{s}$  میں  $v_L = -0.9 \times 0.8 = 0.8 e^{-\frac{0.46 \times 10^6}{R'_L C_L}} - 1 = 0.8 e^{-5 \times 10^6 \times 0.46 \times 10^{-6}} - 1 = 0.8 e^{-2.3} - 1 = 0.8 \times 0.12 = -0.64 \text{ V}$  ہو گا۔

$$-0.9 \times 0.8 = 0.8 \left( e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

جس سے حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.24: مسئلہ ملر

اس مثال میں ہم نے دیکھا کہ داخلی اشارے کے تبدیلی کے کچھ دیر بعد خارجی اشارہ اپنی نئی قیمت تک پہنچ پاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تیز رفتار عددی ادوار میں  $C_L$  کی قیمت کم سے کم رکھنا نہیں ضروری ہے۔ جہاں بھی تیز رفتار سے تبدیل ہونے والا اشارہ پایا جائے وہاں  $C_L$  در حقیقت غیر ضروری ناپسندیدہ کپیسٹر ہوتا ہے جسے کم کرنے کی پوری کوشش کی جاتی ہے۔ اس مثال میں کپیسٹر کی بدولت دور کے رفتار میں سستی پیدا ہونا دیکھا گیا۔ آئیں اب بلند تعداد نقطائی نقطوں پر غور کریں اور جن کپیسٹروں سے یہ نقطہ پیدا ہوتے ہیں ان کی نشاندہی کریں۔ پہلے مسئلہ ملر پر غور کرتے ہیں جو آگے بار بار استعمال ہو گا۔

## 6.10 مسئلہ ملر

ٹرانزسٹر ایکلینیکر کا بلند تعدادی رد عمل دیکھنے سے پہلے شکل 6.24 کی مدد سے مسئلہ ملر<sup>30</sup> پر غور کرتے ہیں<sup>31</sup>۔ شکل الف میں دو برقی دباؤ کے مابین برقی رکاوٹ  $Z$  نسب کی گئی ہے۔  $V_1$  سے باہر لکھتے برقی روکو  $I_1$  سے ظاہر کرتے ہوئے

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z}$$

---

Miller theorem,<sup>30</sup>  
<sup>31</sup> جان ملن مرنے اس مسئلے کو دریافت کیا

حاصل ہوتا ہے۔ آئیں اس برقی روکو تدر مختلف طریقے سے لکھیں۔

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{V_1 - V_2}{Z} \\ &= V_1 \left( \frac{1 - \frac{V_2}{V_1}}{Z} \right) \\ &= \frac{V_1}{\left( \frac{Z}{1 - \frac{V_2}{V_1}} \right)} \end{aligned}$$

جس کو مزید یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(6.52) \quad I_1 = \frac{V_1}{Z_M}$$

جہاں

$$(6.53) \quad Z_M = \frac{Z}{1 - \frac{V_2}{V_1}}$$

کے برابر ہے۔ اس مساوات میں

$$(6.54) \quad \frac{V_2}{V_1} = A_V$$

لکھتے ہوئے

$$(6.55) \quad Z_M = \frac{Z}{1 - A_V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 6.24 ب میں  $V_1$  کے ساتھ  $Z_M$  جوڑا دکھایا گیا ہے۔ جہاں تک  $V_1$  کا تعلق ہے، شکل اف اور شکل ب دونوں میں  $V_1$  سے بالکل یکساں  $I_1$  برقی رو حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $V_1$  کے نقطہ نظر سے شکل اف کے طرز پر لگائے گئے اور شکل ب کے طرز پر لگائے گئے  $Z_M$  مساوی ادوار ہیں۔  $Z_M$  ملر برقی رکاوٹ پکارا جاتا ہے۔<sup>32</sup>

---

<sup>32</sup>  $Z_M$  لکھتے ہوئے زیرنوشت میں بڑے حدود تھیں میں ملر کو ظاہر کرتا ہے۔

آنے اب  $V_2$  کے نقطہ نظر سے دیکھیں جس سے باہر لگتے ہوئے بر قی روکو  $I_2$  سے ظاہر کرتے ملتا ہے

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{V_2 - V_1}{Z} \\ &= V_2 \left( \frac{1 - \frac{V_1}{V_2}}{Z} \right) \\ &= \frac{V_2}{\left( \frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \right)} \end{aligned}$$

جس

$$(6.56) \quad I = \frac{V_2}{Z'_M}$$

لکھ سکتے ہیں جہاں

$$\begin{aligned} Z'_M &= \frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \\ &= \frac{Z}{\frac{V_1}{V_2} \left( \frac{V_2}{V_1} - 1 \right)} \\ &= \frac{\left( \frac{V_2}{V_1} \right) Z}{\frac{V_2}{V_1} - 1} \end{aligned}$$

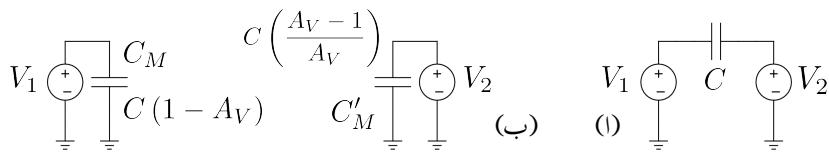
یعنی

$$(6.57) \quad Z'_M = \frac{A_V Z}{A_V - 1}$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.24 میں  $V_2$  کے ساتھ  $Z$  کی جگہ  $Z'_M$  جوڑا دکھایا گیا ہے۔  $V_2$  کے نقطہ نظر سے شکل اف اور شکل ب مساوی ادوار ہیں۔

شکل 6.24 میں  $Z$  کی جگہ کپیسٹر  $C$  نسب کرنے سے شکل 6.25 حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 6.55 میں کپیسٹر کی بر قی رکاوٹ کو  $\frac{1}{j\omega C}$  لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} \frac{1}{j\omega C_M} &= \frac{\left( \frac{1}{j\omega C} \right)}{1 - A_V} \\ &= \frac{1}{j\omega C (1 - A_V)} \end{aligned}$$



مکل 6.25: ملر کپیسٹر

یعنی

$$(6.58) \quad C_M = C(1 - A_V)$$

حاصل ہوتا۔ اسی طرح مساوات 6.57 سے

$$\begin{aligned} \frac{1}{j\omega C'_M} &= \frac{A_V \left( \frac{1}{j\omega C} \right)}{A_V - 1} \\ &= \frac{A_V}{j\omega C (A_V - 1)} \\ &= \frac{1}{j\omega C \left( 1 - \frac{1}{A_V} \right)} \end{aligned}$$

یعنی

$$(6.59) \quad C'_M = C \left( 1 - \frac{1}{A_V} \right)$$

حاصل ہوتا۔ مساوات 6.58 کا اگلے حصے میں بار بار استعمال ہو گا۔  $C_M$  ملر کپیسٹر<sup>33</sup> پکارا جاتا ہے۔

## 6.11 بلند تعددی رد عمل

گزشتہ حصوں میں پست تعدد پر ٹرانزسٹر ایمپلینیٹر کی کارکردگی دیکھی گئی جہاں ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے کپیسٹروں کی وجہ سے پائے جانے والے پست انقطاعی نقطوں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں بلند تعدد پر ایمپلینیٹر کی

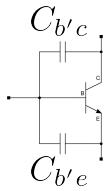
Miller's capacitor<sup>33</sup>

کارکردگی دیکھی جائے گی۔ بلند تعداد پر ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جٹے کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ  $\frac{1}{\omega C}$  نہیں کم ہوتی ہے اور یوں انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔ بلند تعداد پر ٹرانزسٹر کے اندر ورنی کپیسٹروں کی وجہ سے بلند انقطعائی نقطہ پیدا ہوتا ہے جس پر اس حصے میں غور کیا جائے گا۔ پہلے  $n-p-n$  ٹرانزسٹر کو مثال بناتے ہوئے ان اندر ورنی کپیسٹروں پر تبصرہ کرتے ہیں۔

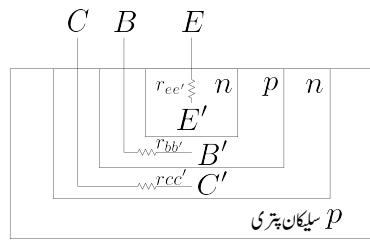
### 6.11.1 بلند تعدادی پائے $\pi$ ریاضی نمونہ

استعمال کے دوران ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ کو الٹ مائل رکھا جاتا ہے۔ بالکل ڈائیوڈ کی طرح، اس الٹ مائل  $p-n-p$  جوڑ پر ویران خطہ پایا جاتا ہے جس کے ایک جانب ثابت بار جبکہ دوسرا جانب منفی بار پایا جاتا ہے۔ یہ دو الٹ قسم کے بار مل کر کپیسٹر کو جنم دیتے ہیں جسے  $C_{b'e}$  کی علامت سے پہچانا جاتا ہے۔ اس کپیسٹر کی قیمت نہیں کم ہوتی ہے جو پست تعداد پر چلنے والے ٹرانزسٹروں میں  $30 \text{ pF}$  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 الٹا مائل کرنے والے برقی دباؤ  $V_{CB}$  پر مختص ہوتی ہے۔ حقیقت میں  $C_{b'e}$  کی قیمت  $C_{CB}^{-\frac{1}{3}}$  یا  $V_{CB}^{-\frac{1}{2}}$  کے تناسب سے تبدیل ہوتی ہے۔ صنعت کار عموماً  $C_{b'e}$  کو پکار کر اس کی قیمت کپیسٹر کے معلوماتی صفات میں پیش کرتا ہے۔

اس کے علاوہ ہمیں-ایمٹر جوڑ پر کپیسٹر  $C_{b'e}$  پایا جاتا ہے جس کی قیمت  $100 \text{ pF}$  تا  $5000 \text{ pF}$  پائی جاتی ہے۔ آئین دیکھیں کہ یہ کپیسٹر کس طرح پیدا ہوتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ پر ثابت اشارے کی موجودگی میں ایمٹر سے بیس کی جانب آزاد ایمٹران روں ہوتے ہیں جن کا پیشتر حصہ میں خطے سے بذریعہ نفوذ گزر کر آخر کار مکلٹر پہنچ کر  $i_e$  کا حصہ بنتے ہیں۔ اب تصور کریں کہ اس سے پہلے کہ ایمٹران میں خطے سے گزر پائیں، مہیا کردہ اشارہ منفی ہو جاتا ہے۔ آزاد ایمٹران اشارے کی نئی حقیقت کو دیکھتے ہوئے واپس ایمٹر سرے کی جانب چل پڑیں گے۔ تیجتاً مکلٹر سرے پر برقی رو  $i_c$  کی مقدار نسبتاً کم ہو جائے گی۔ اس عمل کو مد نظر رکھتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے کارکردگی کے لئے ضروری ہے کہ میں خطے سے ایمٹران کے گزرنے کا دورانیہ مہیا کردہ اشارے کے دوری عرصے سے کم ہو۔ جیسے جیسے اشارے کی تعداد بڑھائی جائے، ویسے ویسے مکلٹر برقی رو  $i_c$  کی قیمت کم ہوتی جاتی ہے۔ بڑھتی تعداد کی وجہ سے کم برقی رو کے حصول کو کپیسٹر  $C_{b'e}$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ بدلتے اشارے کی وجہ سے میں خطے سے گزرنے والے آزاد ایمٹران کبھی مکلٹر اور کبھی ایمٹر کی جانب پہنچنے کی کوشش ہی کرتے رہ جاتے ہیں۔ یوں میں خطے میں گھیرے ایمٹرانوں کی تعداد کل برقی رو  $I_{EQ}$  پر مختص ہوتی ہے۔  $C_{b'e}$  کی مقدار میں خطے میں گھیرے بار کی مقدار پر مختص ہوتی ہے اور یوں اس کی قیمت برقی رو کے راست تناسب ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر کے اندر ورنی کپیسٹروں کو شکل 6.26 میں بطور بیرونی کپیسٹر دکھایا گیا ہے۔



شکل 6.26: ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹر کو بطور بیر ونی کپیسٹر دکھایا گیا ہے



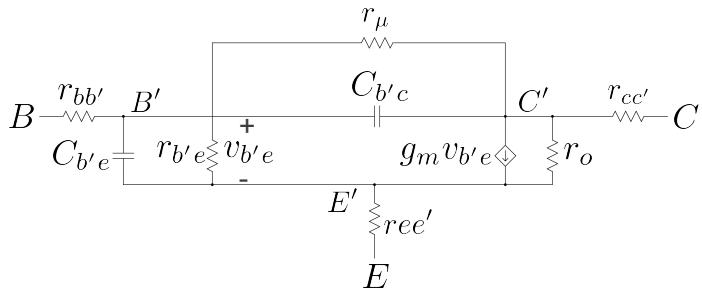
شکل 6.27: ٹرانزسٹر کے اندر ونی مزاحمت

شکل 6.27 میں ٹرانزسٹر کی ساخت دکھائی گئی ہے جہاں بیر ونی سروں کو حسب معمول  $E$ ،  $B$  اور  $C$  کہا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس کے بیر ونی سرے  $B$  اور اندر ونی نقطہ  $B'$  کے درمیان غیر مطلوب مزاحمت<sup>34</sup>  $r_{bb'}$  پایا جاتا ہے۔ یہ مزاحمت بیس خطے کی خصوصیات پر مخصوص ہوتا ہے۔ اسی طرح ایکسٹر پر  $r_{ee'}$  اور لکٹر پر  $r_{cc'}$  غیر مطلوب مزاحمت پائے جاتے ہیں۔ الٹ مالکبیس۔ ایکسٹر جوڑ میں الٹی جانب یک سمیت برقی رو کو مزاحمت  $r_\mu$  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 تعدادی پائے ریاضی نمونے میں ان تمام اجزاء کی شمولیت سے بلند تعدادی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جس کو شکل 6.28 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 6.29 الف میں اسی کا سادہ دور دکھایا گیا ہے جس میں  $r_{bb'}$  اور  $r_{cc'}$  اور  $r_\mu$  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 خطے کی چوڑائی کے راست تناسب ہوتی ہے۔ پست تعدادی ٹرانزسٹر کے بیس خطے کی چوڑائی بلند تعدادی ٹرانزسٹر کے بیس خطے کی چوڑائی سے زیادہ ہوتی ہے۔ اسی لئے پست تعدادی ٹرانزسٹر کی  $r_{bb'}$  بلند تعدادی

parasitic resistor<sup>34</sup>

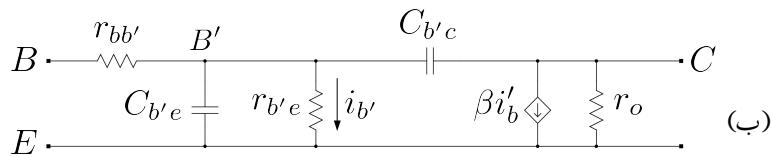
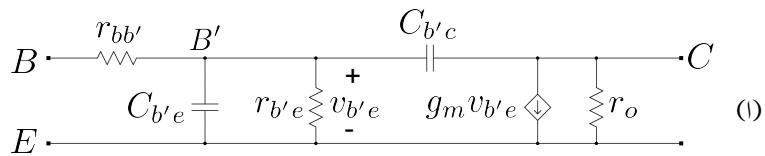


شکل 6.28: بلند تعدادی پائے ریاضی نمونہ

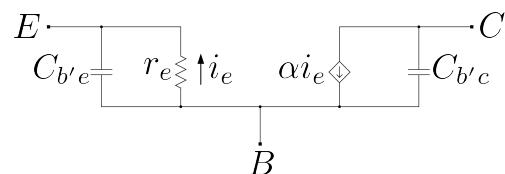
ٹرانزسٹر کے  $r_{bb'}$  سے زیادہ ہوتی ہے۔  $r_{bb'}$  کو مستقل تصور کیا جاتا ہے جس کی قیمت  $10\Omega$  ۳  $50\Omega$  ہوتی ہے۔ پست تعدادی پائے ریاضی نمونے کے جزو  $r_{be}$  کو یہاں  $r_{b'e}$  کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 3.187 کے تحت

$$(6.60) \quad r_{b'e} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

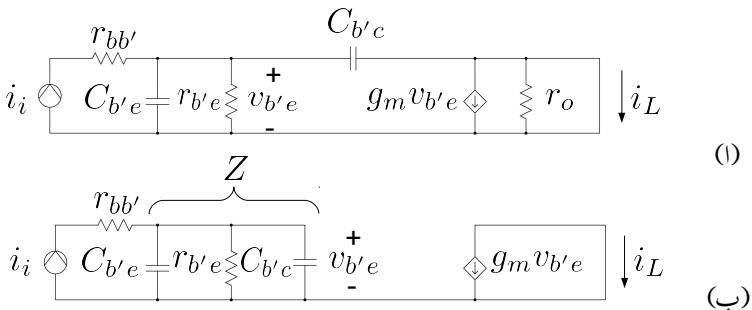
کے برابر ہے۔  $v_{b'e} = i'_b r_{b'e}$  لکھتے ہوئے اور مساوات 3.188 سے  $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$  کے استعمال سے شکل الف کے کمپانی کو  $i_c = \beta i'_b$  کو لکھا کا سکتا ہے جس سے قدر مختلف شکل ب میں دکھایا گیا بلند تعدادی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں  $i'_b$  پر دوبارہ غور کریں۔ یہ  $r_{b'e}$  میں سے گزرتی برقی رو ہے نا کہ ٹرانزسٹر کے اندر ونی میں سرے پر پائی جانے والی برقی رو۔ ٹرانزسٹر اس برقی رو کے نسبت سے  $i_c$  خارج کرتا ہے۔ بلند تعداد پر  $c_{b'e}$  کے راستے داخلی برقی رو کا کچھ حصہ گزرے گا جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر کی انفرائیں میں کمی رونما ہو گی۔ ٹرانزسٹر کے پست تعدادی پائے ریاضی نمونے کو صفحہ 336 پر شکل 3.76 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.76 پ میں ٹرانزسٹر کے اندر ونی کمپیٹر کے شمولیت سے شکل 6.30 حاصل ہوتا ہے جس میں  $r_{bb'}$  شامل نہیں کیا گیا۔ پائے ریاضی نمونے کا استعمال مشترکہ میں ایکلینیکر حل کرتے وقت آتا ہے جہاں  $r_{bb'}$  کے اثر کو نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے میں  $i_e$  وہ برقی رو ہے جو اندر ونی مزاجمت  $r_e$  میں سے گزرتی ہے۔



شکل 6.29: ساده‌بند تعددی پائے ریاضی نمونه



شکل 6.30: بند تعددی گل ریاضی نمونه



شکل 6.31: قصر دور بر قی روا فراکش

## 6.11.2 مشترکہ ایکٹر بلند انقطعی تعدد

شکل 6.29 الف کے خارجی جانب بر قی بوجھ  $R_L$  جوڑ کر افراکش بر قی رو  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کی جاسکتی ہے جس کی قیمت  $R_L$  بڑھانے سے لگتے گی۔ ایسا کرنے کی وجہے، جیسا کہ شکل 6.31 الف میں دکھایا گیا ہے، ہم  $R_L = 0$  رکھتے ہوئے قصر دور افراکش بر قی رو  $A_i$  حاصل کرتے ہیں جو اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت ہے۔ چونکہ  $R_L = 0$  سے مراد ٹرانزسٹر کے مکٹر کو اس کے سرایٹر کے ساتھ جوڑنا ہے لہذا ایسا کرنے سے  $r_o$  بھی قصر دور ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ  $C_{b'c}$  کا ایک سرا بر قی زمین کے ساتھ جڑ جاتا ہے۔ چنانکہ ٹرانزسٹر کا سرایٹر بھی بر قی زمین پر ہے لہذا  $C_{b'c}$  کا یہ سرایٹر کے ساتھ جڑ جاتا ہے۔ ان حقائق کو مد نظر رکھتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔ شکل الف میں ہم دیکھتے ہیں کہ  $C_{b'c}$  میں داخلی جانب سے خارجی جانب گرتے ہوئے بر قی رو گزرے گی جبکہ شکل ب میں ایسا نہیں ہوتا۔ ہم  $C_{b'c}$  میں داخلی جانب سے خارجی جانب گرتے ہوئے بر قی رو کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل 6.31 کی مدد سے  $A_i$  کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z} &= sC_{b'e} + sC_{b'c} + \frac{1}{r_{b'e}} \\ &= \frac{s(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e} + 1}{r_{b'e}} \end{aligned}$$

س

$$Z = \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}
 A_i \Big|_{v_{ce}=0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{b'e}} \right) \left( \frac{v_{b'e}}{i_i} \right) \\
 &= (-1) (g_m) (Z) \\
 &= \frac{-g_m r_{b'e}}{s (C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e} + 1} \\
 &= \frac{-g_m r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e} \left[ s + \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}} \right]}
 \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کو مزید یوں لکھ سکتے ہیں

$$(6.61) \quad A_i \Big|_{v_{ce}=0} = - \left( \frac{\beta \omega_\beta}{s + \omega_\beta} \right) = - \left( \frac{\beta}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \right)$$

اور  $g_m r_{b'e} = \beta$

$$(6.62) \quad \omega_\beta = 2\pi f_\beta = \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}}$$

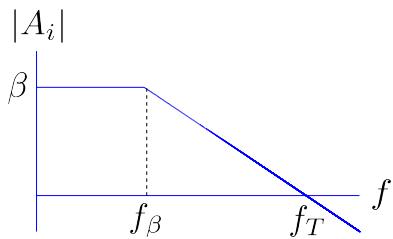
کے برابر ہے۔  $A_i$  کی حقیقی قیمت

$$(6.63) \quad |A_i|_{v_{ce}=0} = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left( \frac{f}{f_\beta} \right)^2}}$$

حاصل ہوتی ہے۔  $f_\beta$  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 بوڈاخط شکل 6.32 میں دکھایا گیا ہے۔ مساوات 6.2 کی مدد سے ہم دیکھتے ہیں کہ  $f_\beta$  ایمپلیناٹر کے دائرة کارکردگی  $B^{35}$  کے برابر ہے۔ بوڈاخط میں  $f_T$  تعدد کا ذکر کیا گیا ہے۔ یہ وہ تعدد ہے



شکل 6.32: بلند تحدی بوجاذب

جس پر افزائش کی قیمت 0 dB یعنی ایک (1) کے برابر ہو جاتی ہے۔ آئیں  $f_T$  پر مزید غور کریں۔ مساوات 6.61 سے تعدد کی وہ قیمت حاصل کی جاسکتی ہے جس پر قصر دور افزائش کی حقیقی قیمت ایک (1) کے برابر ہو۔ اس تعدد کو  $\omega_T$  لکھتے ہوئے

$$|A_i| = \frac{\beta \omega_\beta}{\sqrt{\omega_T^2 + \omega_\beta^2}} = 1$$

$$\beta \omega_\beta = \sqrt{\omega_T^2 + \omega_\beta^2}$$

اور اس کا مریخ لیتے ہوئے حل کرتے

$$\beta^2 \omega_\beta^2 = \omega_T^2 + \omega_\beta^2$$

یعنی

$$(6.65) \quad \begin{aligned} \omega_T^2 &= \beta^2 \omega_\beta^2 - \omega_\beta^2 \\ \omega_T &= \omega_\beta \sqrt{\beta^2 - 1} \end{aligned}$$

چونکہ  $\beta \gg 1$  ہوتا ہے لہذا

$$(6.66) \quad \begin{aligned} \omega_T &\approx \beta \omega_\beta \\ f_T &\approx \beta f_\beta \end{aligned}$$

---

band<sup>35</sup>

لکھا جا سکتا 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 افزائش ضرب دائرہ کارکردگی<sup>36</sup> کہتے ہیں۔ ٹرانزسٹر کے بلند تعدادی صلاحیت کو اس کے معلوماتی صفحات<sup>37</sup> میں بطور  $f_T$  پیش کیا جاتا ہے۔ یوں کسی بھی اشارے کو بڑھانے کی خاطر استعمال کئے جانے والے ایمپلیفیاٹر کے ٹرانزسٹر کی  $f_T$  اس اشارے کی تعداد سے زیادہ ہونا ضروری ہے۔ مندرجہ بالا مساوات کو یوں دیکھا جا سکتا 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 تعداد کے اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھے گا۔

مساوات 6.66 اور مساوات 6.62 کو ملاتے ہوئے اور  $\beta = g_m r_{b'e}$  لکھتے ہوئے

$$(6.67) \quad f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \\ \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسری قدم پر  $C_{b'c} \gg C_{b'e}$  کی وجہ سے  $C_{b'c}$  کو نظر انداز کیا گیا ہے۔

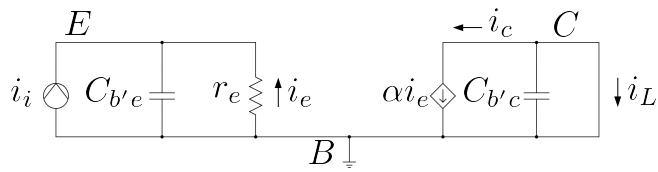
مساوات 6.66 کے مطابق  $f_T$  وہ حقیقی بلند تعداد ہے جس تک مشترکہ ایمپلیفیاٹر اشارے کا جیطہ بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس مساوات کو حاصل کرتے وقت  $C_{b'c}$  کے راستے کلکٹر تک پہنچتے بر قی رو کو نظر انداز کیا گیا جس کی وجہ سے حقیقت میں مشترکہ ایمپلیفیاٹر ایمپلیفیاٹر کبھی بھی  $f_T$  تعداد کے اشارات کو نہیں بڑھا سکتا۔

### 6.11.3 مشترکہ بیس بلند انقطای تعداد

آئیں مشترکہ بیس طرز پر استعمال کئے جانے والے ایمپلیفیاٹر کی بلند انقطای تعداد ٹرانزسٹر کے ساتھ یہ وہی جڑے مزاحمت وغیرہ پر بھی محصر ہو گا۔ دو مختلف ٹرانزسٹروں کا آپس میں موازنہ کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ساتھ یہ وہی جڑے پر زوں کے اثر کو شامل نہ کیا جائے۔ یوں مشترکہ بیس بلند تعدادی ریاضی نمونے کو استعمال کرتے ہوئے ٹکل 6.33 کو زنجیری ضرب سے حل کرتے ہیں۔

---

gain bandwidth product<sup>36</sup>  
data sheet<sup>37</sup>



شکل 6.33: مشترکہ بیس قدر دور برقی روان فراہش

$$\begin{aligned}
 A_i \Big|_{v_{cb} \rightarrow 0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{i_e} \right) \left( \frac{i_e}{i_i} \right) \\
 &= (-1)(\alpha) \left( \frac{-\frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{r_e + \frac{1}{j\omega C_{b'e}}} \right) \\
 &= \frac{\alpha}{j\omega C_{b'e} r_e + 1}
 \end{aligned}$$

جہاں پہلی قوسین میں منفی کی علامت اس لئے استعمال کئے گئے کہ اس قوسین کے برقی رو  $i_L$  اور  $i_c$  آپس میں الٹ سمت رکھتے ہیں۔ اسی طرح تیری قوسین میں  $i_e$  اور  $i_i$  آپس میں الٹ سمت رکھتے ہیں۔ مندرجہ بالا مساوات میں

$$C_{b'e} r_e = \frac{C_{b'e} r_{b'e}}{\beta} = \frac{1}{\beta \omega_\beta} = \frac{1}{\omega_T}$$

لیتے ہوئے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(6.68) \quad A_i \Big|_{v_{cb} \rightarrow 0} = \frac{\alpha}{j\frac{\omega}{\omega_T} + 1}$$

اس مساوات کے مطابق مشترکہ بیس طرز کے ایکلینیکر کی بلند انقطعائی تعداد، جسے  $\omega_\alpha$  لکھا جاتا ہے، ٹرانزیٹ کے  $\omega_T$  کے برابر ہوتا ہے یعنی

$$(6.69) \quad \omega_\alpha = \beta \omega_\beta = \omega_T$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مشترکہ بیس طرز کے ایکلینیکر انہتائی بلند انقطعائی تعداد رکھتے ہیں۔ حقیقت میں  $\omega_T$  کے تعداد پر یہاں استعمال کیا گیا ٹرانزیٹ کا بلند تعدادی ٹی ریاضی نمونہ درست ثابت نہیں ہوتا لہذا مندرجہ بالا مساوات حقیقت

میں درست نہیں۔ دیکھا یہ گیا ہے کہ

$$(6.70) \quad \omega_a = (1 + \lambda) \omega_T$$

کے برابر ہوتا ہے جہاں  $\lambda$  کی قیمت 0.2 تا 1 ہوتی ہے۔  $\lambda$  کی عمومی قیمت 0.4 ہے۔

$f_T$  کا تجرباتی تخمینہ 6.11.4

$f_T$  نہایت بلند تعداد ہے جسے ناپنا قدر مشکل ہوتا ہے۔ مساوات 6.63 کو استعمال کرتے ہوئے  $f_T$  کو کم تعداد پر ناپا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کے مطابق اگر  $A_i$  کو تعداد  $f_1$  پر ناپا جائے جہاں ( $f_1 \gg f_\beta$ ) ہو مثلاً  $f_1$  کی قیمت  $f_\beta$  کے پانچ یا چھ گناہ ہو تو اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.71) \quad |A_i|_{v_{ce}=0} \approx \frac{\beta f_\beta}{f_1} = \frac{f_T}{f_1}$$

لہذا  $f_1$  تعداد پر  $|A_i|$  ناپ کر  $f_T$  کی قیمت کا تخمینہ لگایا جاتا ہے۔  $f_T$  کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.67 سے  $C_{b'e}$  کی قیمت حاصل کی جاتی ہے۔

مثال 6.12: ایک ٹرانزسٹر جس کا  $\beta = 200$  اور  $I_{CQ} = 0.75 \text{ mA}$  اور  $f_\beta = 1.3 \text{ MHz}$  اور  $I_{CQ} = 0.75 \text{ mA}$  اور  $f_\beta = 1.3 \text{ MHz}$  کے تعداد پر  $|A_i|_{v_{ce}=0}$  ناپتے ہوئے  $41.5 \frac{\text{A}}{\text{A}}$  حاصل ہوتا ہے۔ اس کی  $f_T$  کا تخمینہ لگاتے ہوئے  $C_{b'e}$  حاصل کریں۔

حل: مساوات 6.71 کی مدد سے

$$f_T = 41.5 \times 6.5 \text{ MHz} \approx 270 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $I_{CQ}$  سے

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{0.75 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 0.03 \text{ S}$$

حاصل ہوتا ہے جسے مساوات 6.67 میں استعمال کرتے ہوئے

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{0.03}{2\pi \times 270 \times 10^6} \approx 18 \text{ pF}$$

حاصل ہوتا ہے۔

### 6.11.5 برقی بوجھ کے موجودگی میں بلند تعددی رد عمل

شکل 6.34 میں مشترکہ ایکٹر ایکلینیکر اور اس کا بلند تعدد مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ یہ بلند تعدد پر استعمال ہونے والے مشترکہ ایکٹر ایکلینیکر کی عمومی شکل ہے۔ آئیں پہلے مساوی دور کی سادہ شکل حاصل کریں تاکہ توجہ ملر کپیسٹر پر رکھنی آسان ہو۔ پہلے مساوی دور کے داخلی جانب نقطہ دار دائیں میں بند حصے کا مساوی تھوون دور حاصل کرتے ہیں۔ شکل 6.35 اف میں اس حصے کو پیش کیا گیا ہے جہاں تھوون برقی دباؤ  $v_{th}$  اور تھوون مزاحمت  $R_{th}$  کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ شکل 6.35 ب میں مساوی تھوون دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے  $R_1$  اور  $R_2$  کی کل مزاحمت کو  $R_B$  یعنی

$$(6.72) \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

لکھتے ہوئے

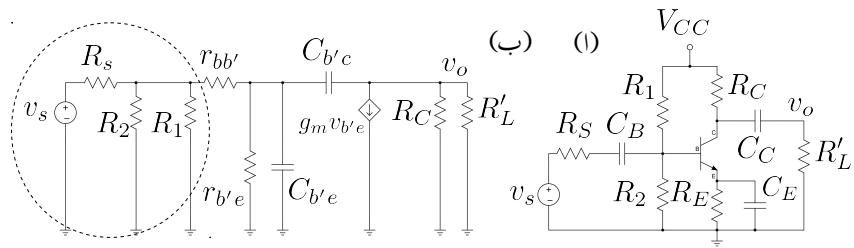
$$(6.73) \quad v_{th} = \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) v_s$$

$$(6.74) \quad R_{th} = \frac{R_S R_B}{R_S + R_B}$$

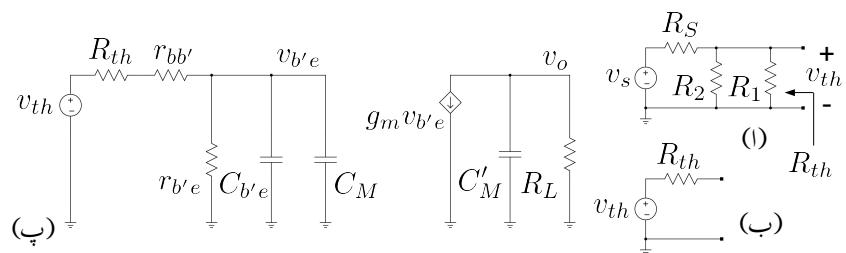
حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 6.34 ب میں  $R'_L$  اور  $R_C$  متوازی جڑے ہیں۔ ان کے کل مزاحمت کو  $R_L$  لکھتے ہیں یعنی

$$(6.75) \quad R_L = \frac{R_C R'_L}{R_C + R'_L}$$

$C_{b'c}$  پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس کے ایک جانب  $v_{b'e}$  اور دوسرا جانب  $v_0$  برقی دباؤ ہے۔ یوں  $C_{b'c}$  کے ملر کپیسٹر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ ان تبدیلوں کی مدد سے شکل 6.35 پ کا سادہ دور حاصل ہوتا ہے



کل 6.34: ایجاد فرآور اس کالبد تعدد مساوی دور



کل 6.35: بلند تحدی ساده دور

الباب 6. ایکلینیکر کا تحدی و عمل اور فائزہ

جہاں  $C_{b'c}$  کو مسئلہ مل کی مدد سے  $C_M$  اور  $C'_M$  جڑوا کپیسٹروں میں تبدیل کر دیا گیا ہے۔ شکل 6.34 پ کے طرز پر ادوار میں عموماً  $C'_M$  کی برقی رکاوٹ متوازی جڑے مزاحمت  $R_L$  سے بہت زیادہ ہوتی ہے یعنی

$$(6.76) \quad \frac{1}{\omega C'_M} \gg R_L$$

لذا  $C'_M$  کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے شکل 6.36 حاصل ہوتا ہے۔ آئیں دیکھیں کہ مندرجہ بالا مساوات کیوں درست ثابت ہوتا ہے۔

کسی بھی ایکلینیکر کو بلند اور پست انتظامی تعداد کے مابین درمیانی تعداد کے خطے میں استعمال کیا جاتا ہے جہاں یہ داخلی اشارے کا جیٹہ بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس خطے میں ٹرانزیستر کا پست تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔ اگر شکل 6.35 پ میں پست تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کیا جائے تو مل کپیسٹر کے حصول میں درکار  $A_V$  کی قیمت

$$(6.77) \quad A_V = \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m R_L$$

ہو گی جہاں  $v_{be}$  کی جگہ  $v_{b'e}$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.58 اور 6.59 سے

$$(6.78) \quad C_M = C_{b'c} (1 + g_m R_L)$$

$$(6.79) \quad C'_M = C_{b'c} \left( 1 + \frac{1}{g_m R_L} \right)$$

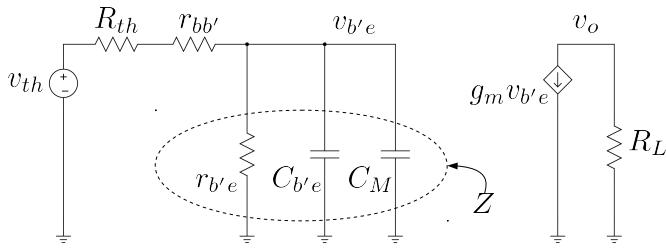
حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعداد کے خطے میں ایکلینیکر کی افزائش کی حقیقی قیمت  $|A_V|$  ایک (1) سے کئی گنہ زیادہ ہوتی ہے (یعنی  $g_m R_L \gg 1$ ) لذا

$$(6.80) \quad C'_M \approx C_{b'c}$$

ہو گا۔  $C_{b'c}$  کی قیمت انتہائی کم ہوتی ہے۔ یوں اس کے برقی رکاوٹ کی حقیقی قیمت برقی بوجھ سے بہت زیادہ ہو گی یعنی

$$(6.81) \quad \left| \frac{1}{j\omega C_{b'c}} \right| \gg R_L$$

لذا  $C_{b'c}$  کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ بلند تعداد ایکلینیکر حل کرتے وقت  $C_M$  کو استعمال جگہ  $C'_M$  کو استعمال نہیں کیا جاتا۔ یہاں اس بات کو ذہن نشین کر لیں کہ ایکلینیکر کی افزائش بڑھانے سے  $C_M$  کی قیمت بھی بڑھتی ہے۔



شکل 6.36: ملک پیٹر کے اثرات

آئین شکل 6.36 کو کر خوف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔ شکل میں  $r_{b'e}$ ،  $C_M$  اور  $C_{b'e}$  متوازی جڑے ہیں۔ ان کی کل برتنی رکاوٹ کو  $Z$  سے ظاہر کرتے ہیں۔ یوں

$$\frac{1}{Z} = s(C_{b'e} + C_M) + \frac{1}{r_{b'e}}$$

$$(6.82) \quad Z = \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ زنجیری ضرب سے

$$A'_v = \frac{v_o}{v_{th}} = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{b'e}} \right) \left( \frac{v_{b'e}}{v_{th}} \right)$$

$$= (-R_L)(g_m) \left( \frac{Z}{R_{th} + r_{bb'} + Z} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں  $Z$  کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$A'_v = -R_L g_m \left( \frac{\frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}}{R_{th} + r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}} \right)$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{[s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1](R_{th} + r_{bb'}) + r_{b'e}}$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) + R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) \left[ s + \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'})} \right]}$$

جے

$$(6.83) \quad A'_v = - \left[ \frac{g_m R_L}{(C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left( \frac{1}{s + \omega_H} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$(6.84) \quad \begin{aligned} \omega_H &= \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M) r_{b'e} (R_{th} + r_{bb'})} \\ &= \frac{1}{[r_{b'e} \parallel (R_{th} + r_{bb'})] (C_{b'e} + C_M)} \\ &\quad \frac{1}{R_m (C_{b'e} + C_M)} \end{aligned}$$

ہے۔  $\omega_H$  کی مساوات جانی پچانی شکل یعنی  $\frac{1}{R_m C}$  ہے جہاں  $C$  متوالی جڑے کپیسٹر  $C_{b'e}$  اور  $C_M$  کی کل کپیسٹنس  $(C_{b'e} + C_M)$  ہے جبکہ  $R_m$  اس کپیسٹر کے ساتھ کل متوالی جڑی مزاحمت ہے۔ شکل 6.36 میں  $v_s$  کو قصر دور کرتے ہوئے  $r_{b'e}$  کے ساتھ متوالی جڑے  $(R_{th} + r_{bb'})$  کی کل مزاحمت  $R_m$  ہے  $R_m$  یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_{th} + r_{bb'}} \\ R_m &= \frac{r_{b'e} (R_{th} + r_{bb'})}{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}} \end{aligned}$$

جے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_m = r_{b'e} \parallel (R_{th} + r_{bb'})$$

چونکہ  $R_{th}$  کی قیمت  $r_{b'e}$  اور  $r_{bb'}$  سے بہت زیادہ ہوتی ہے یعنی

$$R_{th} \gg r_{bb'}$$

$$R_{th} \gg r_{b'e}$$

لہذا

$$R_m \approx r_{b'e}$$

کے برابر ہو گا اور یوں

$$(6.85) \quad \begin{aligned} \omega_H &= \frac{1}{(C_{b'e} + C_M) r_{b'e}} \\ f_H &= \frac{1}{2\pi (C_{b'e} + C_M) r_{b'e}} \end{aligned}$$

$\omega_H$  کا مساوات 6.64 میں دئے سے موافنہ کرتے ہیں۔

$$(6.86) \quad \frac{\omega_\beta}{\omega_H} = \frac{\left(\frac{1}{C_{b'e}r_{b'e}}\right)}{\left[\frac{1}{(C_{b'e}+C_M)r_{b'e}}\right]} = \frac{C_{b'e} + C_M}{C_{b'e}} = 1 + \frac{C_M}{C_{b'e}}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مشترکہ ایمپلیفایر کا بلند انقطعی تعدد  $\omega_H$  ہے لہذا ایمپلیفایر کی افزائش  $\omega_\beta$  تعداد پر نہایت کم ہو گی۔

کو مساوات 6.83 اور مساوات 6.73 کی مدد سے یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{v_o}{v_{th}}\right) \left(\frac{v_{th}}{v_s}\right) \\ &= - \left[ \frac{g_m R_L}{(C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{s + \omega_H}\right) \\ &= - \left[ \frac{g_m R_L}{\omega_H (C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right) \\ &= - \left(\frac{g_m R_m R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 6.84 کا استعمال کیا گیا۔  $R_m \approx r_{b'e}$  کی صورت میں اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$A_v \approx - \left(\frac{g_m r_{b'e} R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right)$$

لکھتے ہوئے  $g_m r_{b'e} = \beta$

$$(6.87) \quad A_v \approx - \left(\frac{\beta R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}\right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات سے درمیانی تعدد پر  $|A_{vD}|_{\omega \ll \omega_H}$  حاصل کرتے ہیں۔

$$(6.88) \quad |A_{vD}|_{\omega \ll \omega_H} = - \left(\frac{\beta R_L}{R_{th} + r_{bb'}}\right) \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right)$$

مثال 6.13: شکل 6.34 میں

$$\begin{array}{lll} V_{CC} = 15 \text{ V} & R_1 = 7 \text{ k}\Omega & R_2 = 2.8 \text{ k}\Omega \\ R_C = 650 \Omega & R'_L = 100 \Omega & R_E = 260 \Omega \\ C_{b'c} = 2 \text{ pF} & C_{b'e} = 220 \text{ pF} & r_{bb'} = 20 \Omega \\ & \beta = 75 & R_S = 1.2 \text{ k}\Omega \end{array}$$

لیتے ہوئے  $I_{CQ} \approx 12.5 \text{ mA}$  اور  $r_{b'e} = 150 \Omega$  اور  $g_m = 0.5 \text{ S}$  حاصل ہوتے ہیں۔ اس ایمپلینیٹر کی درمیانی تعدد پر افزائش  $A_v$  اور بلند انتظامی تعدد  $f_H$  حاصل کریں۔

حل: حصہ 6.11.5 میں اسی کو کرخوف کے قوانین کی مدد سے حل کیا گیا۔ اس مثال کو مسئلہ تاریث اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے حل کرتے ہیں۔

$$R_L \parallel R_C \parallel R'_L$$

$$R_L = \frac{650 \times 100}{650 + 100} = 87 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.34 ب سے مسئلہ ملکی مدد سے شکل 6.37 الف حاصل ہوتا ہے جہاں

$$\begin{aligned} C &= C_{b'e} + C_M \\ &= C_{b'e} + (1 + g_m R_L) C_{b'c} \\ &= 220 \times 10^{-12} + (1 + 0.5 \times 87) \times 2 \times 10^{-12} \\ &= 220 \text{ pF} + 89 \text{ pF} \\ &= 309 \text{ pF} \end{aligned}$$

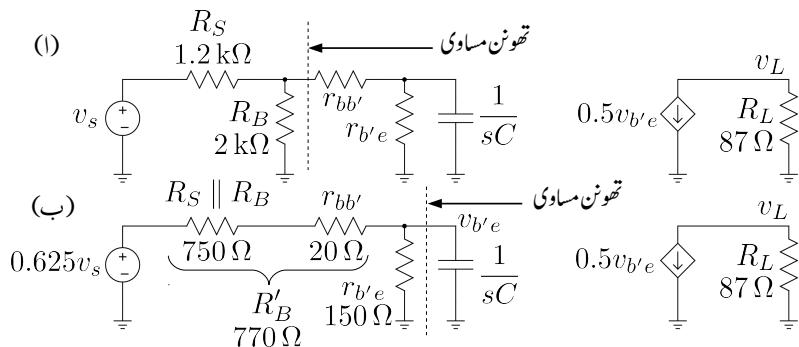
کے برابر ہے اور  $R_B$  کا کہا گیا ہے یعنی

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7000 \times 2800}{7000 + 2800} = 2 \text{ k}\Omega$$

اس شکل میں نقطہ دار لکیر کے باعین جانب کا مساوی تھونن دور لیتے ہوئے شکل 6.37 ب حاصل ہوتا ہے جہاں تھونن مساوی مقدار

$$\left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) v_s = 0.625 v_s \quad \text{تھونن دباؤ}$$

$$R_S \parallel R_B = 750 \Omega \quad \text{تھونن مزاحمت}$$



شکل 6.37: مسئلہ نادرٹن اور مسئلہ تھونن کے بارہا استعمال سے دور کا حل

ہیں۔ شکل 6.37 ب کے نقطہ دار لکیر سے باسیں جانب حصے کا اب مساوی نادرٹن دور لیتے ہیں جسے شکل 6.38 الف میں دکھایا گیا ہے جہاں نادرٹن مساوی بر قی رو

$$\frac{0.625v_s}{R'_B} = \frac{0.625}{770}v_s$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.38 ب کے نقطہ دار لکیر کے باسیں جانب حصے کا تھونن مساوی دور لیتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.38 ب کو دیکھ کر  $v_{b'e}$  کی مساوات لکھی جاسکتی ہے۔

$$v_{b'e} = 0.0974v_s \left( \frac{\frac{1}{sC}}{125 + \frac{1}{sC}} \right) = 0.0974v_s \left( \frac{1}{125 \times sC + 1} \right)$$

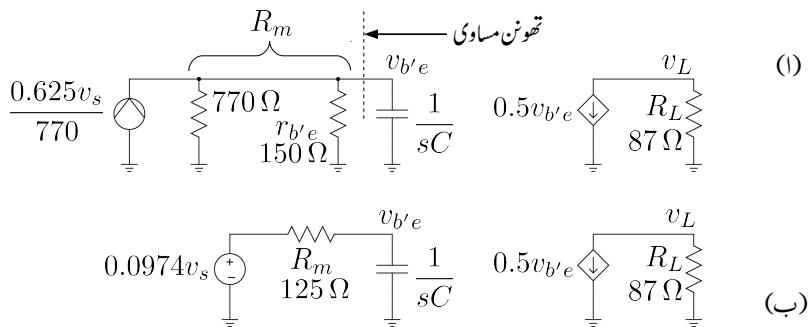
$$= \frac{0.0974v_s}{1 + \frac{j\omega}{26 \times 10^6}} = \frac{0.0974v_s}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}}$$

رنجیری ضرب سے

$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{b'e}} \times \frac{v_{b'e}}{v_s}$$

$$= -87 \times 0.5 \times \left( \frac{0.0974}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \right)$$

$$= \frac{-4.2}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}}$$



شکل 6.38: مسئلہ نارٹن اور مسئلہ تحونن کے بار بار استعمال سے دور کا حل

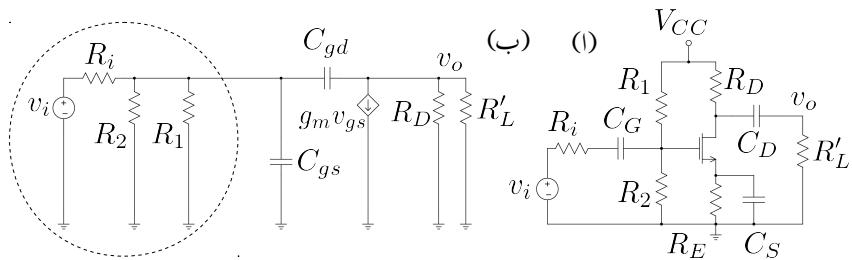
لکھا جا سکتا ہے جہاں سے بلند انقطائی تعداد تقریباً  $f_H = 4 \text{ MHz}$  جبکہ درمیانی تعداد کی افزائش  $A_{vD} = -4.2 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  حاصل ہوتی ہے۔

### 6.11.6 مشترکہ سورس ماسفیٹ ایکلینیکر کا بلند تعددی رو عمل

شکل 6.39 میں ماسفیٹ ایکلینیکر اور شکل ب میں اسی کا مساوی بلند تعدادی دور دکھایا گیا ہے جس میں ماسفیٹ کا بلند تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ ماسفیٹ کا بلند تعدادی ریاضی نمونہ ماسفیٹ کے پست تعدادی ریاضی نمونے میں  $C_{gs}$  اور  $C_{gd}$  اندر ورنی کپیسٹر کی شمولیت سے حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 6.39 ب اور شکل 6.34 ب تقریباً یکساں صورت رکھتے ہیں۔ ماسفیٹ کے ریاضی نمونے میں  $C_{gs} \gg C_{gd}$  ہوتا ہے۔ پست تعدادی ماسفیٹ کے  $C_{gs}$  کی قیمت  $50 \text{ pF}$  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 ایمپلینیفائر اور اس کا بلند تعددی مساوی دور

لیتے ہوئے نقطہ دار دائرے میں بند حصے کا تھونن مساوی دور حاصل کرتے ہیں۔

$$R_{th} = \frac{R_i R_G}{R_i + R_G}$$

$$v_{th} = \left( \frac{R_G}{R_i + R_G} \right) v_i$$

شکل 6.40 کا ملک پیسٹ استعمال کرتے ہوئے مساوی دور کو حل کریں۔ متوازی جڑے  $R_L$  اور  $C_M'$  کی برقی رکاوٹ کو  $Z_L$  لکھتے ہوئے

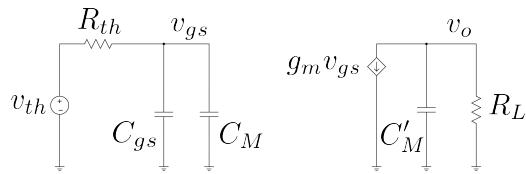
$$\frac{1}{Z_L} = j\omega C_M' + \frac{1}{R_L}$$

$$Z_L = \frac{R_L}{j\omega C_M' R_L + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_{th}} &= \left( \frac{v_o}{i_d} \right) \left( \frac{i_d}{v_{gs}} \right) \left( \frac{v_{gs}}{v_{th}} \right) \\ &= (-Z_L) (g_m) \left( \frac{\frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M')}}{R_{th} + \frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M)}} \right) \\ &= - \left( \frac{g_m R_L}{j\omega C_M' R_L + 1} \right) \left( \frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_M) R_{th} + 1} \right) \end{aligned}$$

اس میں



شکل 6.40: ماسفیٹ ایکلینیکر میں ملکپسیٹر کا اثر

$$(6.89) \quad \omega'_H = \frac{1}{C'_M R_L}$$

$$(6.90) \quad \omega_H = \frac{1}{(C_{gs} + C_M) R_{th}}$$

لیتے ہوئے

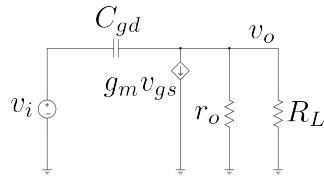
$$(6.91) \quad \frac{v_o}{v_{th}} = - \left( \frac{g_m R_L}{j \frac{\omega}{\omega'_H} + 1} \right) \left( \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $C'_M$  سے  $\omega'_H$  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 انفرائش یوں لکھی جائے گی۔

$$(6.92) \quad A_v = \left( \frac{v_o}{v_{th}} \right) \left( \frac{v_{th}}{v_i} \right) = - \left( \frac{g_m R_L}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right) \left( \frac{R_G}{R_G + R_i} \right)$$

اس مساوات کے مطابق بلند انقطای تعداد کا دار و مدار  $R_{th}$  پر ہے۔ آئیں دیکھیں کہ ماسفیٹ کی بلند ترین انقطای تعداد کس صورت حاصل ہو گی۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل 6.39 میں  $R_i = 0 \Omega$  لیتے ہوئے اس کا مساوی دور حاصل کرتے ہیں جسے شکل 6.41 میں دکھایا گیا ہے جہاں  $r_o$  کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں چونکہ  $R_1$ ،  $R_2$  اور  $C_{gs}$  تینوں داخلی اشارہ  $v_i$  کے متوازنی جڑے ہیں لہذا گیٹ پر  $v_i$  ہی پایا جائے۔ یوں  $v_{gs} = v_i$  کے برابر ہو گا۔  $v_o$  جوڑ پر کرخوف کے قانون برائے برقی روکے مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں



شکل 6.41: بلندترین مکانه انقطعی تعدد کا حصول

$$\frac{v_o - v_i}{\frac{1}{j\omega C_{gd}}} + g_m v_i + \frac{v_o}{\frac{R_L r_o}{R_L + r_o}} = 0$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \left( \frac{R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[ \frac{j\omega C_{gd} - g_m}{1 + \omega C_{gd} \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)} \right]$$

یعنی

$$(6.93) \quad A_v = \frac{v_o}{v_i} = \left( \frac{g_m R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[ -1 + \frac{j \frac{\omega C_{gd}}{g_m}}{1 + j\omega C_{gd} \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)} \right]$$

جس میں

$$(6.94) \quad \omega_s = \frac{g_m}{C_{gd}}$$

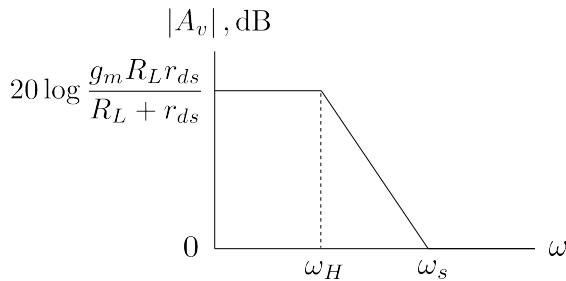
$$(6.95) \quad \omega_H = \frac{1}{C_{gd} \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)}$$

لیتے ہوئے

$$(6.96) \quad A_v = \left( \frac{g_m R_L r_o}{r_L + r_o} \right) \left[ \frac{-1 + j \frac{\omega}{\omega_s}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں  $\omega_s \gg \omega_H$  ہوتا ہے یعنی

$$\frac{g_m}{C_{gd}} \gg \frac{1}{C_{gd} \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)}$$



شکل 6.42: ماسفیٹ ایکلٹر کا بوداخط

جے

$$(6.97) \quad g_m \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right) \gg 1$$

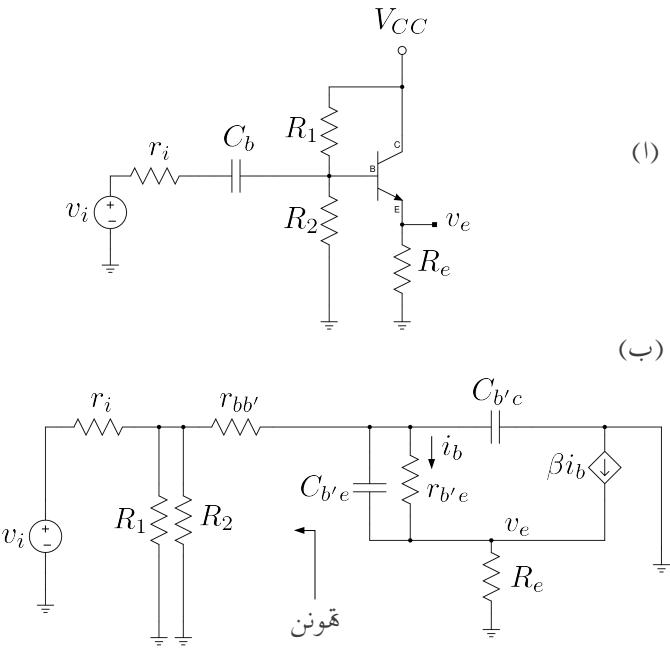
لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات 6.96 کا بوداخط شکل 6.42 میں دکھایا گیا ہے۔  $\omega_H$  کی قیمت  $R_L$  سے وابسط ہے۔ اگر  $R_L \rightarrow \infty$  کر دیا جائے تو بلند ترین انقطعائی تعدد

$$(6.98) \quad \omega_H \Bigg|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{1}{C_{gd} r_o}$$

حاصل ہو گی جو ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء  $C_{gd}$  اور  $r_o$  پر منحصر ہے۔

## 6.12 مشترک کے لکھر ایکلٹر کا بلند تعددی رد عمل

شکل 6.43 میں لکھر مشترک ایکلٹر کا دکھایا گیا ہے جس کا مساوی باریک اشارتی بلند تعددی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ بلند تعدد پر ہیرونی نسب کپیسٹر  $C_b$  قصر دور کردار ادا کرتا ہے۔ شکل ب سے واضح ہے کہ صرف  $r_{b'e}$  سے گزرتی بر قی رو  $i_b$  کو ٹرانزسٹر  $\beta$  گنا بڑھاتا ہے۔ اس شکل میں کپیسٹر  $C_{b'e}$  کا بائیں جانب کا مساوی



شکل 6.43: کلکٹر مشترک بلند تعدادی رد عمل

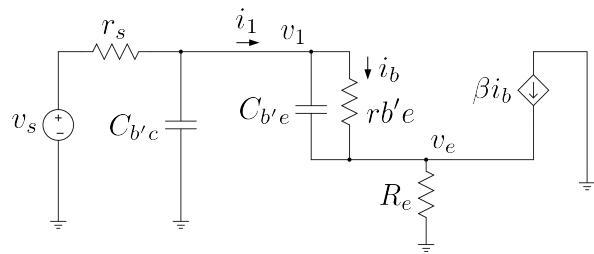
تحوونن دور حاصل کرتے ہیں

$$V_{th} = \left( \frac{R_1 \parallel R_2}{r_i + R_1 \parallel R_2} \right) v_i = v_s$$

$$R_{th} = r_i \parallel R_1 \parallel R_2 + r_{bb'} = r_s$$

جہاں تھوونن برقی دباؤ کو \$v\_s\$ اور تھوونن برقی مزاحمت کو \$r\_s\$ لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں \$C\_{b'e}\$ کا ایک سرا بر قی زمین سے جڑا ہے۔ یوں شکل ب کو شکل 6.44 کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی روکے استعمال سے ایمپر پر ہم لکھ سکتے ہیں

$$(v_e - v_1) s C_{b'e} + \frac{v_e - v_1}{r_{b'e}} + \frac{v_e}{R_e} = \beta i_b = \beta \frac{v_1 - v_e}{r_{b'e}}$$



شکل 6.44: گلٹر مشترک بند 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 کرخوف کے قانون برائے برقی روکے استعمال سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\frac{v_1 - v_s}{r_s} + v_1 sC_{b'c} + (v_1 - v_e) sC_{b'e} + \frac{v_1 - v_e}{r_{b'e}} = 0$$

یعنی

$$\begin{aligned} \left( \frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) v_1 &= \frac{v_s}{r_s} + v_e \left( sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \\ \left( \frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \left[ 1 + \frac{1}{R_e \left( sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e \\ &= \frac{v_s}{r_s} + v_e \left( sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 6.99 کا استعمال کیا گیا۔ 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۔

$$\left[ \frac{\frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}}}{R_e \left( sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e = \frac{v_s}{r_s}$$

اس مساوات کو

$$\left[ \frac{\frac{1}{r_s} (1 + sr_s C_{b'c}) + \frac{1}{r_{b'e}} (sr_{b'e} C_{b'e} + 1)}{\frac{R_e (\beta+1)}{r_{b'e}} \left( s \frac{r_{b'e} C_{b'e}}{\beta+1} + 1 \right)} \right] v_e = \frac{v_s}{r_s}$$

لکھ کر دونوں جانب کو  $r_s$  سے ضرب دیتے اور

$$(6.100) \quad \omega_1 = \frac{1}{r_s C_{b'c}}$$

$$(6.101) \quad \omega_\beta = \frac{1}{r_{b'e} C_{b'e}}$$

$$(6.102) \quad \omega_T = \frac{\beta+1}{r_{b'e} C_{b'e}}$$

لکھتے ہوئے یوں

$$\left[ \left( 1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \frac{\left( 1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \frac{r_s}{r_{b'e}} \left( \frac{j\omega}{\omega_\beta} + 1 \right)}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left( \frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)} \right] v_e = v_s$$

یا

$$\left[ \frac{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left( \frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right) \left( 1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \left( 1 + \frac{j\omega}{\omega_1} \right) + \frac{r_s}{r_{b'e}} \left( \frac{j\omega}{\omega_\beta} + 1 \right)}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left( \frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)} \right] v_e = v_s$$

لکھا جا سکتا ہے۔ کسر کے بالائی حصے میں تمام قوسیں کھولتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\frac{A + j\omega B + (j\omega)^2 C}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left( \frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)} = \frac{v_s}{v_e}$$

جہاں

$$\begin{aligned} A &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} + 1 + \frac{r_s}{r_{b'e}} \\ B &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_T} + \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_1} + \frac{1}{\omega_1} + \frac{r_s}{r_{b'e}\omega_\beta} \\ C &= \frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}\omega_T\omega_1} \end{aligned}$$

کے برابر ہیں۔ اس سے

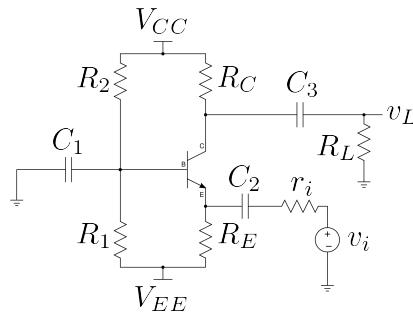
$$(6.103) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left( \frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)}{A + j\omega B + (j\omega)^2 C}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $(\beta+1) R_e \gg r_s + r_{b'e}$  ہو تو اس مساوات کو اس طرح لکھا جا سکتا ہے

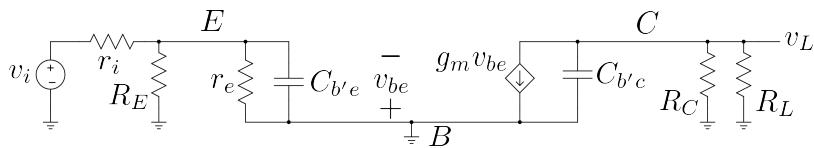
$$(6.104) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_T}}{1 + j\omega \left( \frac{1}{\omega_1} + \frac{1 + \frac{r_s}{R_e}}{\omega_T} \right) + \frac{j\omega}{\omega_T} \frac{j\omega}{\omega_1}}$$

### 6.13. مشترک بیس ایمپلینفائر کا بلند انقطاعی تعدد

725



شکل 6.45: بیس مشترک ایمپلینفائر



شکل 6.46: بیس مشترک ایمپلینفائر کا مساوی دور

### 6.13 مشترک بیس ایمپلینفائر کا بلند انقطاعی تعدد

شکل 6.45 میں بیس مشترک ایمپلینفائر دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 336 پر ٹرانزسٹر کا قی ریاضی غونہ دکھایا گیا ہے جسے پائیے ریاضی غونہ کی شکل میں بناتے ہوئے شکل 6.45 کا بلند تعددی مساوی دور شکل 6.46 میں دکھایا گیا ہے۔ ہر دوکے اشاراتی دور میں  $R_1$  اور  $R_2$  دونوں کے دونوں سرے برقی زمین پر ہیں لہذا انہیں نہیں دکھایا گیا۔ چونکہ ٹرانزسٹر کا میں سرا برقی زمین پر ہے لہذا  $C_{b'c}$  کا ایک سرا برقی زمین پر ہو گا اور یوں اسے کلکٹر اور برقی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔

مساوی دور سے دو انقطاعی تعدد حاصل ہوتے ہیں یعنی

$$(6.105) \quad \begin{aligned} \omega_{H1} &= \frac{1}{(r_e \parallel R_E \parallel r_i) C_{b'e}} \\ \omega_{H2} &= \frac{1}{(R_C \parallel R_L) C_{b'c}} \end{aligned}$$

درمیانی تعدد پر انفرائش حاصل کرتے وقت  $C_{b'e}$  اور  $C_{b'c}$  کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{b'e}} \times \frac{v_{b'e}}{v_i} \\ &= - (R_C \parallel R_L) g_m \left( -\frac{R_E \parallel r_e}{R_E \parallel r_e + r_i} \right) \\ &= (R_C \parallel R_L) g_m \left( \frac{R_E \parallel r_e}{R_E \parallel r_e + r_i} \right) \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں پہلی اور تیسرا تو سین میں موجود منفی ایک آپس میں ضرب ہو کر ختم ہو جاتے ہیں۔

---

مثال 6.14: شکل 6.45 میں

$$V_{CC} = 5 \text{ V}, \quad V_{EE} = -5 \text{ V}, \quad R_E = 600 \Omega$$

$$R_1 = 6 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 38 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 10 \text{ k}\Omega, \quad r_i = 100 \Omega$$

ہیں۔ ٹرانزسٹر کا  $\beta = 149$  ہیں۔ بلند کونے کے تعدد حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمیت حل درکار ہے۔ ٹھونن مساوی اجزاء حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{BB} = \frac{5+5}{6000+38000} \times 6000 - 5 = -3.64 \text{ V}$$

$$R_B = \frac{6000 \times 38000}{6000 + 38000} = 5.182 \text{ k}\Omega$$

یوں

$$I_E = \frac{-3.64 - 0.7 + 5}{\frac{5182}{149+1} + 600} = 1.04 \text{ mA}$$

یوں

$$g_m = \frac{1.04 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.0416 \text{ S}$$

$$r_e = 24 \Omega$$

$$r_{b'e} = 24 \times 150 = 3.6 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

$R_{b'e}$  کے متوازی کل مزاجمت  $C_{b'e}$

$$\frac{1}{R_{be'}} = \frac{1}{24} + \frac{1}{600} + \frac{1}{100}$$

$$R_{be'} = 18.75 \Omega$$

جبکہ  $C_{b'e}$  کے متوازی کل مزاجمت

$$R_{b'e} = \frac{5000 \times 10000}{5000 + 10000} = 3.333 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ یوں مساوات 6.105 کی مدد سے

$$f_{H1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 18.75 \times 35 \times 10^{-12}} = 242 \text{ MHz}$$

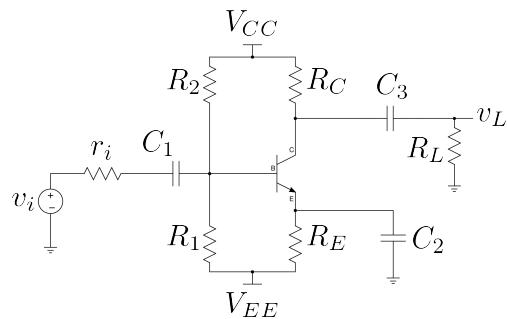
$$f_{H2} = \frac{1}{2 \times \pi \times 3333 \times 4 \times 10^{-12}} = 11.93 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتے ہیں لہذا اس ایمپلینگر کا بلند انقطائی تعدد 11.93 MHz ہے۔ اس مثال میں بلند انقطائی تعدد کا دارومند  $C_{b'e}$  پر ہے ناکہ  $C_{b'e}$  پر۔

$$A_v = \left( \frac{5000 \times 10000}{5000 + 1000} \right) 0.0416 \left( \frac{\frac{24 \times 600}{24+600}}{\frac{24 \times 600}{24+600} + 100} \right)$$

$$= 26 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 6.15: گزشتہ مثال کے دور میں اگر داخلی اشارة میں پر مہیا کیا جائے تو یہ مشترک ایمپلینگر حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.47 میں دکھایا گیا ہے۔ بقایا تمام متغیرات وہی رکھتے ہوئے دیکھتے ہیں کہ اس صورت میں بلند انقطائی تعدد کیا حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.47: ایمپلینفائر 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  $R_m$

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{100} + \frac{1}{5182} + \frac{1}{3600}$$

$$R_m = 95.5 \Omega$$

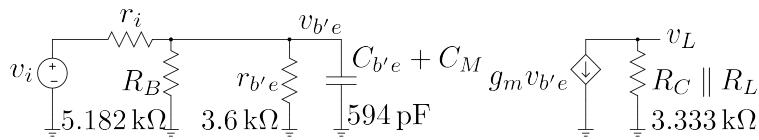
حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطاعی تعدد

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 95.5 \times 594 \times 10^{-12}} = 2.8 \text{ MHz}$$

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 ایمپلینفائر کی بلند انقطاعی تعدد ایمپلینفائر کے بلند انقطاعی تعدد سے تقریباً سوا چار گناہ زیادہ ہے۔



شکل 6.48: ایمپلیفائر کے انقطائی تعدد حاصل کرنے کے لئے درکار مساوی دور

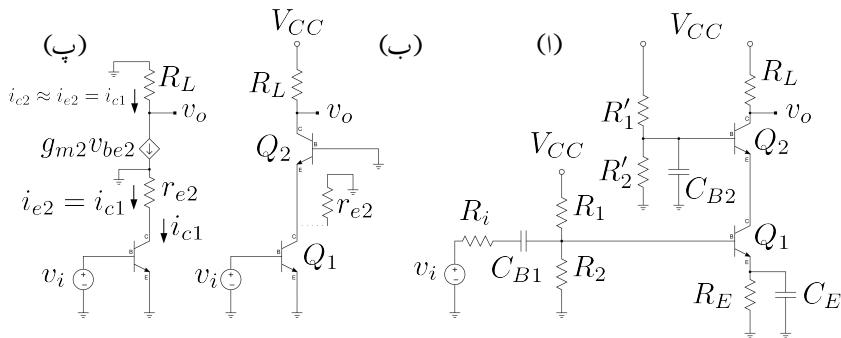
## 6.14 کیکوڈ ایمپلیفائر

ایمپلیفائر کے بلند تعددی ر عمل پر غور کے دروازے یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگرچہ  $C_{b'e}$  کی قیمت نہیں کم لیکن ملر کپیسٹر<sup>38</sup> کی وجہ سے بلند انقطائی نقطے تعین کرنے میں اس کا کردار نہیں اہم ہے۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر بلند انقطائی نقطے سے کم تعدد کے اشارات کو بڑھاتا ہے۔ یوں ہم چاہیں گے کہ یہ نقطے بلند سے بلند تر تعدد پر پایا جائے۔ اس حصے میں کیکوڈ ایمپلیفائر<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 نقطے حاصل ہوتا ہے۔<sup>40</sup>

شکل 6.49 میں کیکوڈ ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔  $Q_1$  اور اس کے ساتھ منسلک  $R_E$ ,  $R_1$ ، اور  $R_2$  مل کر مشترک کے ایمپلیفائر بناتے ہیں جسے کپیسٹر  $C_{B1}$  کے ذریعہ داخلی اشارہ  $v_i$  فراہم کیا گیا ہے۔  $R_i$  داخلی اشارہ فراہم کرنے والے کی مزاحمت ہے۔ عام صورت میں  $Q_1$  کے کلکٹر پر برقی بوجہ  $R_L$  لادا جاتا ہے لیکن کیکوڈ میں ایسا نہیں کیا جاتا۔ کیکوڈ میں  $Q_2$  بطور برقی بوجہ کردار ادا کرتا ہے۔  $Q_2$  کے بیس پر بیرونی کپیسٹر  $C_{B2}$  کا کردار نہیں اہم ہے۔ درکار تعدد پر  $C_{B2}$  بطور قصر دور کام کرتے ہوئے  $Q_2$  کے بیس کو برقی زمین پر رکھتا ہے۔  $Q_2$  اور اس کے ساتھ منسلک  $R'_2$ ،  $R'_1$  اور  $C_{B2}$  مل کر مشترک کہ بیس طرز کا ایمپلیفائر بناتے ہیں۔

کیکوڈ کی بلند انقطائی تعدد اس میں پائے جانے والے  $Q_1$  پر منی مشترک کے ایمپلیفائر اور  $Q_2$  پر منی مشترک کے ایمپلیفائر کی بلند انقطائی تعدد پر مختصر ہو گی۔ مساوات 6.62 اور مساوات 6.69 ان ایمپلیفائر 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  $\omega_\beta$  مشترک کے ایمپلیفائر کی قصر دور بلند انقطائی تعدد جبکہ  $\omega_\alpha$  مشترک کے بیس طرز کے ایمپلیفائر

Miller capacitor<sup>38</sup>  
میڈرک و نن بنت نے اس ایمپلیفائر کو دریافت کیا اور اس کا نام کیکوڈ ایمپلیفائر کھلا۔<sup>39</sup>  
cascode amplifier<sup>40</sup>



شکل 6.49: کیکوڈ ایکلینیکر

کی قصر دور بلند اقطائی تعداد ہے۔ چونکہ  $\omega_a = \omega_T$  کے برابر ہے لہذا مشترک کے بیس طرز کا ایکلینیکر ٹرانزسٹر کے  $\omega_T$  تعداد تک قابل استعمال ہوتا ہے۔ اس کے برکس مشترک کے بیس طرز کے ایکلینیکر کی بلند اقطائی تعداد  $C_M$  پر منحصر ہوتی ہے جو اخود اس پر لدے برقی بوجھ  $R_L$  پر منحصر ہوتا ہے۔ یوں کیکوڈ ایکلینیکر کی بلند تعدادی اقطائی تعداد اس میں پائے جانے والے مشترک کے ایکلینیکر کی بلند اقطائی تعداد پر منحصر ہو گا۔ آئیں اب اس پر غور کریں۔

شکل 6.49 ب میں کیکوڈ ایکلینیکر کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزسٹر مائل کرنے والے اجزاء نہیں دکھائے گئے تاکہ کیکوڈ ایکلینیکر کی بنیادی کارکردگی پر توجہ رہے۔ اس شکل میں  $Q_2$  کا مزاجمت بطور  $Q_1$  کے برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔  $r_{e2}$  کو  $Q_2$  کے باہر دکھاتے ہوئے اسے  $Q_1$  کے مکمل اور برقی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں  $Q_2$  کا ریاضی نمونے<sup>41</sup> استعمال کرتے ہوئے اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ  $Q_1$  کے مکمل اور برقی زمین کے درمیان  $r_{e2}$  نسب ہے۔

کا برقی بوجھ  $r_{e2}$  لیتے ہوئے  $Q_1$

$$(6.106) \quad C_M = (1 + g_{m1}r_{e2}) C_{b'c}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  میں باریک سختی برقی رو  $I_{CQ}$  گزرتا ہے لہذا  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  اور  $r_{e1} = r_{e2} = \frac{1}{g_m} = r_e$  اور  $g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$  ہوں گے۔ آپ یہ بھی دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی برقی رو  $g_{m1}r_{e2} = 1$  ہو گا۔ یوں  $i_{c1} = i_{e2} \approx i_{c2}$  لیتے ہوئے

$$(6.107) \quad C_M = (1 + 1) C_{b'c} = 2C_{b'c}$$

<sup>41</sup> ریاضی نمونے پر حصہ 3.14.1 میں تبصرہ کیا گیا ہے۔

حاصل ہوتا ہے جو کہ کم ترین ممکنہ ملکپیٹر ہے۔  $C_M$  کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر مشترکہ ایکٹر طرز کے ایپلیناٹر کی بلند انقطائی تعداد زیادہ سے زیادہ تعداد پر حاصل ہوتی ہے۔

شکل 6.50 میں  $Q_1$  کا بلند تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $r_{e2}$  کو بطور برقی یو جھ دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑتے  $R_1$  اور  $R_2$  کے کل مزاحمت کو  $R_B$  لکھتے ہیں یعنی

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

یوں متوازی جڑتے مزاحمت  $R_1$ ،  $R_2$  اور  $r_{be}$  کی کل مقدار  $R_m$  یوں لکھی جاسکتی ہے۔

$$\begin{aligned}\frac{1}{R_m} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}} \\ &= \frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be}}\end{aligned}$$

یعنی

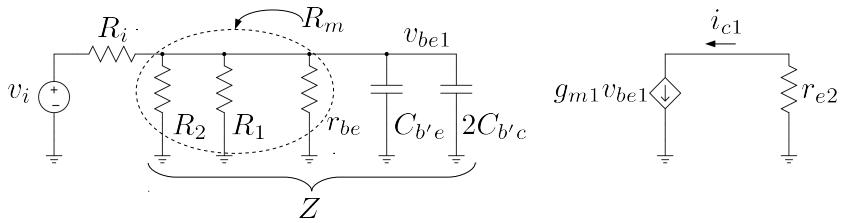
$$R_m = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

اسی طرح متوازی جڑتے  $R_m$  اور دو کپیٹروں کی برقی رکاوٹ  $Z$  کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) + \frac{1}{R_m}$$

ایپلیناٹر کی موصل نما افراکش  $G_M = \frac{i_c}{v_i}$  یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$\begin{aligned}G_m &= \frac{i_c}{v_i} = \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_i} \right) \\ &= g_m \left( \frac{Z}{R_i + Z} \right) \\ &= g_m \left[ \frac{Z}{Z \left( \frac{R_i}{Z} + 1 \right)} \right] \\ &= \frac{g_m}{\frac{R_i}{Z} + 1}\end{aligned}$$



شکل 6.50: کیمکوڈ ایکلینیکر باریک اشاراتی تجربہ

اس میں  $\frac{1}{Z}$  استعمال کرتے

$$\begin{aligned} G_m &= \frac{g_m}{R_i \left[ j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) + \frac{1}{R_m} \right] + 1} \\ &= \frac{g_m}{j\omega (C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i + \frac{R_i}{R_m} + 1} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کے نچلے حصے سے باہر لیتے ہوئے

$$G_m = \frac{g_m}{\left( \frac{R_i}{R_m} + 1 \right) \left[ j\omega \frac{(C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i}{\frac{R_i}{R_m} + 1} + 1 \right]}$$

حاصل ہوتا ہے جس میں

$$(6.108) \quad \omega_H = \frac{\frac{R_i}{R_m} + 1}{(C_{b'e} + 2C_{b'c}) R_i}$$

لکھتے ہوئے

$$(6.109) \quad G_m = \left( \frac{g_m}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) \left( \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 6.49 پ میں اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ  $Q_2$  میں وہی بر قی رو گزرتی ہے جو  $Q_1$  میں گزرتی

ہے اور یوں  $i_{c2} = i_{c1}$  ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے کمکوڈ ایمپلیفائر کے برقی دباؤ کی افزائش

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_i} = \left( \frac{v_o}{i_{c2}} \right) \left( \frac{i_{c2}}{i_{c1}} \right) \left( \frac{i_{c1}}{v_i} \right) \\ &= \left( \frac{v_o}{i_{c2}} \right) \left( \frac{i_{c2}}{i_{c1}} \right) (G_m) \\ &= (-R_L) (1) (G_m) \end{aligned}$$

یعنی

$$\begin{aligned} (6.110) \quad A_v &= - \left( \frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) \left( \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right) \\ &= A_{vD} \left( \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے جہاں  $A_{vD}$  درمیانی تعداد پر افزائش ہے جو

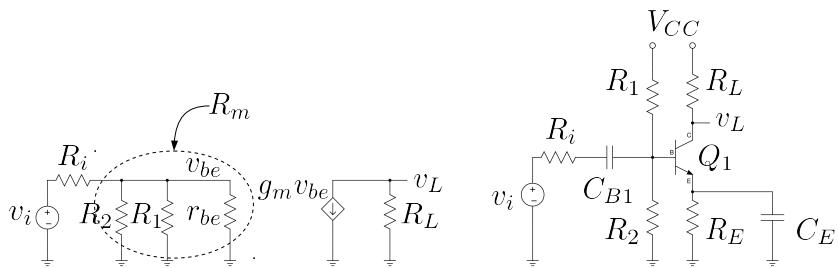
$$(6.111) \quad A_{vD} = - \left( \frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) = - \left( \frac{g_m R_L R_m}{R_i + R_m} \right)$$

کے برابر ہے۔ اس طرح کمکوڈ ایمپلیفائر پوری برقی دباؤ کی افزائش دیتے ہوئے بلند انقطاعی تعداد کو بلند تر تعداد تک لی جاتا ہے۔  $\omega_H$  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،  $R_1$ ،  $R_2$ ،  $R_3$  اور  $r_{be}$  کی کل مزاحمت ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کمکوڈ ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعداد کو بھی  $\omega_H = \frac{1}{RC}$  کی شکل میں لکھا جا سکتا ہے جہاں  $C$  کل کپیسٹر اور  $R$  اس کے ساتھ متوازی جڑی کل مزاحمت ہے۔

شکل 6.49 اف میں  $Q_1$  مشترک ایمپلیفائر ہے۔ اگر  $Q_2$  کو دور سے نکال کر  $R_L$  کے ایمپلیٹر کے ساتھ جوڑا جائے تو شکل 6.51 میں دکھایا گیا مشترک ایمپلیفائر حاصل ہو گا جس کا درمیانی تعداد پر مساوی دور بھی اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ آئین زنجیری ضرب کی مدد سے شکل 6.51 کا  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کریں۔



شکل 6.51: کیکوڈ ایکلینیکر کا مشترک ایمپٹر حصہ

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\
 (6.113) \quad &= -R_L g_m \left( \frac{R_m}{R_i + R_m} \right) \\
 &= \frac{-g_m R_L R_i}{R_i + R_m}
 \end{aligned}$$

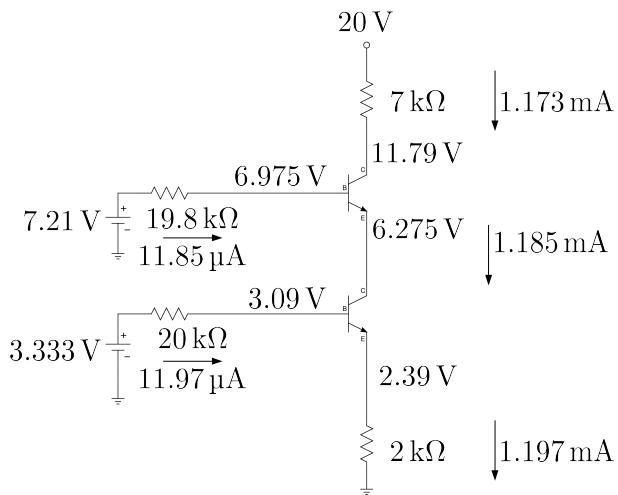
اس مساوات کا مساوات 6.111 کے ساتھ موازنہ کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ کیکوڈ ایکلینیکر کی درمیانی تعداد پر افزائش وہی ہے جو مشترک ایمپٹر کی ہے۔ کیکوڈ ایکلینیکر کی افادیت اس حقیقت میں ہے کہ اس کا بلند انقطائی تعداد کافی زیادہ تعداد پر پایا جاتا ہے۔

### مثال 6.16: شکل 6.49 الف میں

$$\begin{aligned}
 R_1 &= 120 \text{ k}\Omega, & R_2 &= 24 \text{ k}\Omega, & R_E &= 2 \text{ k}\Omega \\
 R'_1 &= 55 \text{ k}\Omega, & R'_2 &= 31 \text{ k}\Omega, & R_i &= 0.1 \text{ k}\Omega \\
 C_{b'e} &= 30 \text{ pF}, & C_{b'c} &= 3 \text{ pF}, & R_L &= 7 \text{ k}\Omega \\
 \beta &= 99, & V_{CC} &= 20 \text{ V}, & V_A &= \infty
 \end{aligned}$$

ہیں۔ کیکوڈ ایکلینیکر کے تمام یکستی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔

حل: شکل 6.52 میں اس کا یک سمتی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے بین جانب مسئلہ تھونن سے حاصل مساوی ادوار نسب کر دئے گئے ہیں۔



فکل 6.52: کیکوڈ ایپلیناٹر کے یک سنتی متغیرات

$Q_1$  کا برقی رو سیدھا ہایوں حاصل ہو جاتا ہے

$$(6.114) \quad I_{E1} = \frac{3.333 - 0.7}{\frac{20000}{99+1} + 2000} = 1.197 \text{ mA}$$

جس سے

$$I_{C1} = \left( \frac{99}{99+1} \right) \times 1.197 \text{ mA} = 1.185 \text{ mA}$$

$$I_{B1} = \frac{1.197 \text{ mA}}{99+1} = 11.97 \mu\text{A}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یہ معلومات شکل پر دکھائی گئی ہیں۔

$Q_2$  کا برقی رو مساوات 6.114 کے طرز پر تب حاصل کیا جاسکتا ہے جب اس کے ایکٹر پر نسب مزاحمت معلوم ہو۔ یہاں ایسا کوئی مزاحمت نظر نہیں آ رہا۔ یہاں طریقہ سوچ کچھ یوں ہے۔ چونکہ  $Q_1$  کے گلکٹر پر 1.185 mA

پایا جاتا ہے لہذا  $Q_2$  کا  $I_{E2}$  بھی ہو گا۔ اگر ایسا ہوتا ہو

$$I_{C2} = \left( \frac{99}{99+1} \right) \times 1.185 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = \frac{1.185 \text{ mA}}{99+1} = 11.85 \mu\text{A}$$

ہوں گے۔

آئیں اب حاصل کردہ برقی رو کو استعمال کرتے ہوئے مختلف مقامات پر برقی دباؤ حاصل کریں۔  $Q_1$  کے ایکٹر

پر

$$V_{E1} = I_{E1}R_E = 1.197 \times 10^{-3} \times 2000 = 2.39 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ یوں

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE1} = 2.39 + 0.7 = 3.09 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ یہی برقی دباؤ یوں بھی حاصل کیا جاسکتا ہے کہ بیس جانب  $20 \text{ k}\Omega$  مزاحمت میں  $11.97 \mu\text{A}$  گزرنے سے، قانون اوہم کے تحت، مزاحمت پر  $0.24 \text{ V}$  برقی دباؤ پیدا ہو گا یوں

$$V_{B1} = 3.33 - I_{B1} \times 20000 = 3.09 \text{ V}$$

اسی طریقے سے  $Q_2$  کے بیس پر

$$V_{B2} = 7.21 - 11.85 \times 10^{-6} \times 19800 = 6.975 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے

$$V_{E2} = V_{B2} - V_{BE2} = 6.975 - 0.7 = 6.275 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $Q_2$  کے ٹکٹر پر

$$V_{C2} = 20 - 1.173 \times 10^{-3} \times 7000 = 11.79 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ ان تمام معلومات سے

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = 6.275 - 2.39 = 3.885 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = V_{C2} - V_{E2} = 11.79 - 6.275 = 5.55 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ دونوں  $V_{CE}$  کے قیمتیں  $0.2\text{ V}$  سے زیادہ ہے لہذا دونوں ٹرانزسٹر افزاں نہ ہیں۔

یہ تمام معلومات حاصل کرتے وقت ہم تصور کر رہے تھے کہ دونوں ٹرانزسٹر افزاں نہ ہیں۔ فرض کریں کہ تمام حساب کتاب غلط ہو گا اور کیکوڈ ایمپلینیٹر صحیح کام نہیں کرے گا۔ تخلیق دیتے وقت اس بات کا خیال رکھا جاتا ہے کہ دونوں ٹرانزسٹر یک سمیتی بر قی رو گزارتے ہوئے افزاں نہ ہیں۔

---

مثال 6.17: مثال 6.16 میں دئے معلومات کو استعمال کرتے ہوئے کیکوڈ ایمپلینیٹر کی درمیانی تعداد پر افزائش اور بلند انقطائی تعداد  $f_H$  حاصل کریں۔

حل:  $Q_1$  کا یک سمیتی بر قی رو  $I_{C1}$

$$V_{BB} = \frac{24000 \times 20}{24000 + 120000} = 3.333\text{ V}$$

$$R_B = \frac{24000 \times 120000}{24000 + 120000} = 20\text{ k}\Omega$$

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{3.333 - 0.7}{\frac{20000}{99+1} + 2000} = 1.197\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہی یک سمیتی بر قی رو  $Q_2$  میں سے بھی گزرے گا۔ یوں

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m = \frac{1.197 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 47.88\text{ mS}$$

$$r_{be1} = r_{be2} = r_{be} \approx \frac{99}{0.04788} = 2067\text{ }\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعداد پر افزائش مساوات 6.111 کی مدد سے حاصل کرتے ہیں جس میں  $R_m$  درکار ہو گا یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{120000} + \frac{1}{24000} + \frac{1}{2067} \\ R_m &= 1873\text{ }\Omega \end{aligned}$$

جسے استعمال کرتے ہوئے

$$A_{vD} = \frac{-0.04788 \times 7000 \times 1873}{100 + 1873} = -318 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

اور مساوات 6.112 کی مدد سے

$$\omega_H = \frac{1}{(30 \times 10^{-12} + 2 \times 3 \times 10^{-12}) \left( \frac{100 \times 1873}{100 + 1873} \right)} = 293 \frac{\text{Mrad}}{\text{s}}$$

$$f_H = \frac{293000000}{2\pi} = 46.6 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

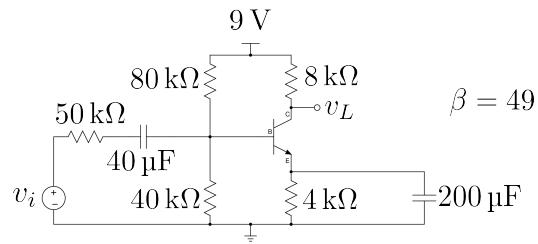
اب تک اس باب میں ہم پست انقطاعی تعداد، بلند انقطاعی تعداد اور درمیانی تعداد پر افزائش کی مثالیں دیکھتے رہے ہیں۔ آئیں ان تینوں کو یکجا کرتے ہوئے اس کا بودا خط حاصل کریں۔

مثال 6.18: شکل 6.53 میں ٹرانزسٹر کا  $C_{b'e} = 2 \text{ pF}$  اور  $f_t = 200 \text{ MHz}$  ہے۔ اس ایمپلینگر کی پست اور بلند انقطاعی تعداد حاصل کریں۔ درمیانی تعداد پر افزائش حاصل کرتے ہوئے افزائش کے حقیقی قیمت کا مکمل بودا خط لکھنیں۔

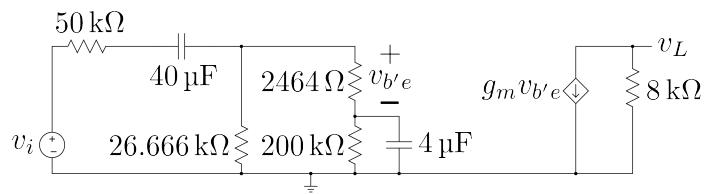
حل: یک سمی تجربی سے  $I_C = 0.507 \text{ mA}$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $R_B = 26.666 \Omega$  اور  $V_{BB} = 3 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں جس سے  $r_{b'e} = 2500 \Omega$  اور  $r_e = 50 \Omega$  ،  $g_m = 0.02 \text{ S}$  ہیں۔

مساوات 6.67 کی مدد سے  $f_T$  کو استعمال کرتے ہوئے  $C_{b'e}$  یوں حاصل ہوتا ہے

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'e} = \frac{0.02}{2\pi \times 200 \times 10^6} - 2 \times 10^{-12} = 14 \text{ pF}$$



شکل 6.53: مشترک ایشر کامپل تعددی رد عمل



شکل 6.54: مشترک ایشر کامپل تعددی پر مساوی دور

الباب 6. ایکلینیکر کا تحدی و دعسل اور فائزہ

شکل 6.54 میں کم تعداد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $\frac{C_E}{\beta+1} = 4 \mu F$  اور  $R_E = 200 k\Omega$  (  $\beta + 1$  ) استعمال کئے گئے۔ ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ پست انقطائی تعداد  $C_E$  سے حاصل کیا گیا ہے اور اس تعداد پر  $40 \mu F$  کے کپیسٹر کو قصر دور تصور کرتے ہیں۔ یوں پست انقطائی تعداد  $f_L$  کو  $4 \mu F$  اور اس کے متوازی کل مزاہت  $R$  سے حاصل کرتے ہیں۔ اگر  $2464 \Omega$  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 کیا گیا ہے۔ کپیسٹر کے متوازی کل مزاہت کو  $R$  کہتے ہوئے

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{2464}$$

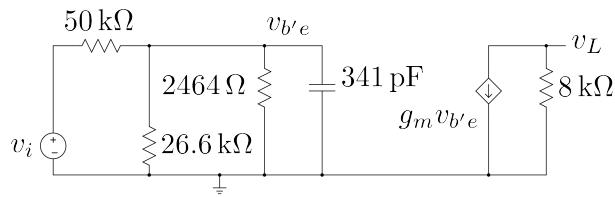
$$R = 2158 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطائی تعداد

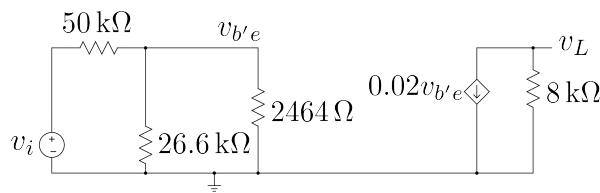
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 2158 \times 336 \times 10^{-12}} = 219 \text{ kHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

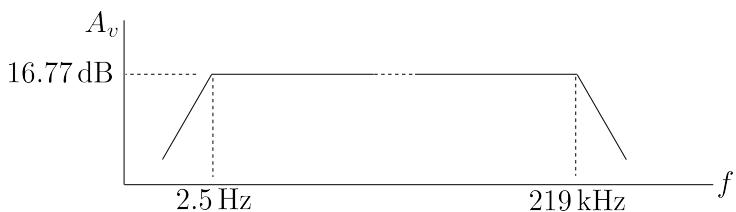
درمیانی تعداد پر شکل 6.56 حاصل ہوتا ہے جس میں متوازی جڑے  $26.666 k\Omega$  اور  $2.464 k\Omega$  کی کل مزاہت کو  $2.255 k\Omega$  لیتے ہوئے



شکل 6.55: مشترک ایمپ کا زیادہ تعدد پر مساوی دور



شکل 6.56: مشترک ایمپ کا در میانی تعدد پر مساوی دور



شکل 6.57: مشترک ایمپ کا کامل بودن خط

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -8000 \times 0.02 \times \frac{2255}{2255 + 50000} = -6.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان تمام معلومات کو شکل 6.57 کے بوڈا خط میں دکھایا گیا ہے۔

### 6.15 فلٹر یا چھلنی

ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعدد رکھنے والے اشارات کو گزرنے دے کو پئی گزار فلٹر<sup>42</sup> یا پئی گزار چھلنی کہتے ہیں۔ اس کے برعکس ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعدد رکھنے والے اشارات کو روک دے اور انہیں گزرنے نہ دے کو پئی روک فلٹر<sup>43</sup> یا پئی روک چھلنی کہتے ہیں۔ شکل 6.58 الف میں پئی گزار فلٹر، شکل ب میں پئی روک فلٹر، شکل پ میں پست گزار فلٹر جبکہ شکل ت میں بلند گزار فلٹر کی افزائش بالقابل تعدد کے خط دکھائے گئے ہیں۔ حقیقت میں ایسے کامل فلٹر نہیں پائے جاتے اور حقیقی پست گزار فلٹر $H(\omega)$  سے قدر بلند تعدد کے اشارات کو بھی گزارتا ہے۔ فلٹر ایسے قلیوں سے حاصل کیا جاتا ہے جس کا خط شکل 6.58 کے تریب ہو۔

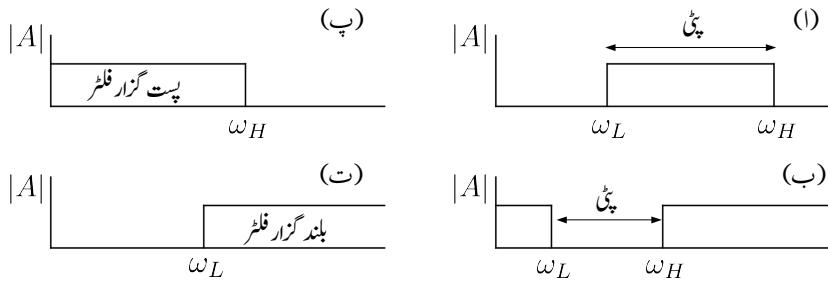
حسابی ایکلینیک استعمال کرتے ہوئے ہر قسم کے فلٹر تخلیق دئے جاتے ہیں۔ ایسے فلٹروں میں بڑا ورت فلٹر کا اپنا ایک مقام ہے۔ آئیں اس پر غور کرتے ہیں۔

### 6.16 بڑا ورت فلٹر (چھلنی)

کسی بھی  $n$  درجی تسلسل کو

$$s^n + c_{n-1}s^{n-1} + c_{n-2}s^{n-2} + \dots + c_2s^2 + c_1s + c_0$$

band pass filter<sup>42</sup>  
band stop filter<sup>43</sup>



شکل 6.58: فلٹر یا چھانی کے اقسام

کی صورت میں لکھا جا سکتا ہے جہاں  $s = \sigma + j\omega$  مخلوط تعدد جگہ  $c_1, c_2, c_3$  وغیرہ، تسلسل کے ضریبیہ مستقل ہیں۔ جفت  $n$  کی صورت میں یعنی  $n = 2, 4, 6, \dots$  کی صورت میں  $\left( s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2 \right)$  طرز کے دو درجی کلیات کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.115) \quad \left( s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2 \right) \left( s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2 \right) \dots$$

جہاں  $\zeta_m$  اور  $\omega_m$  دو درجی کلیات کے مستقل ہیں۔  $\zeta_m$  کو دھیما پن کا مستقل<sup>44</sup> اور  $\omega_m$  کو آزاد قدرتی تعدد<sup>45</sup> کہا جاتا ہے۔ طاقت  $n$  یعنی  $n = 1, 3, 5, \dots$  کی صورت میں  $\left( s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2 \right)^{\frac{n-1}{2}}$  دو درجی کلیات اور ایک عدد  $(s + \omega_0)$  کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.116) \quad (s + \omega_0) \left( s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2 \right) \left( s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2 \right) \dots$$

بڑورت تسلسل<sup>46</sup>  $B_n(s)$  میں مساوات 6.115 اور مساوات 6.116 میں تمام  $\omega_m$  برابر ہوتے ہیں۔ ایسی صورت میں تمام  $\omega_m$  کو یوں لکھتے ہوئے بڑورت تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(6.117) \quad \begin{aligned} B_n(s) &= \left( s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2 \right) \left( s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2 \right) \dots \\ B_n(s) &= (s + \omega_0) \left( s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2 \right) \left( s^2 + 2\zeta_2 \omega_0 s + \omega_0^2 \right) \dots \end{aligned}$$

damping 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۔

اسیں بڑورت تسلسل میں  $s$  کی وہ قیمتیں حاصل کریں جن پر  $B_n(s)$  کی قیمت صفر ہو جاتی ہے۔  $s$  کی یہ قیمتیں تسلسل کے صفر<sup>47</sup> کہلاتے ہیں۔

$s = -\omega_0$  سے  $s + \omega_0 = 0$  حاصل ہوتا ہے۔ شکل 6.59 الف میں مخلوط سطح<sup>48</sup> پر اس نقطے کو دکھایا گیا ہے۔ مخلوط سطح کے افقی محور پر حقیقی اعداد جبکہ اس کے عمودی محور پر خیالی اعداد پائے جاتے ہیں۔ یوں  $j\omega$  کو افقی جبکہ  $\omega$  کو عمودی محور پر رکھا جائے گا۔

### دو درجی قلیات

$$(6.118) \quad s^2 + 2\zeta_m \omega_0 s + \omega_0^2 = 0$$

س

$$(6.119) \quad \begin{aligned} s_1 &= s_m = -\zeta_m \omega_0 + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \\ s_2 &= s_m^* = -\zeta_m \omega_0 - j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \end{aligned}$$

صفر حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی درجی کلیا سے دو صفر حاصل ہوتے ہیں جو  $j\beta \mp \alpha$ - کے طرز کے ہوتے ہیں۔ اسی لئے انہیں  $s_m$  اور  $s_m^*$  لکھا گیا ہے۔ شکل 6.59 ب میں ان صفروں کو دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں صفر عمودی محور کے باہمی جانب پائے جاتے ہیں۔ ایک صفر افقی محور کے اوپر جانب جبکہ دوسرا صفر محور کے نیچے جانب پایا جاتا ہے۔ دونوں افقی محور سے برابر فاصلے پر پائے جاتے ہیں۔ یہ عمومی نتائج ہیں۔

اور  $s_m^*$  کی حقیقی قیمت  $s_m$

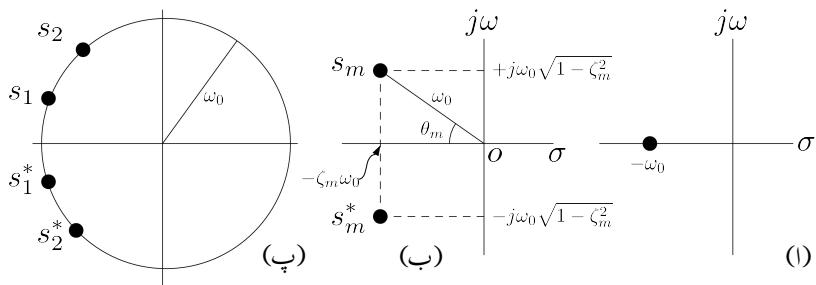
$$(6.120) \quad |s_m| = |s_m^*| = \omega_0$$

حاصل ہوتی ہے۔ کسی بھی مخلوط عدد کو حقیقی اور خیالی اجزاء کی صورت میں لکھا جا سکتا ہے۔ اسی مخلوط عدد کو حقیقی قیمت اور زاویے کی شکل میں بھی لکھا جا سکتا ہے۔ یوں  $s_m$  مخلوط عدد کو مثال بناتے ہوئے اسے دونوں طرح لکھتے ہیں۔

$$(6.121) \quad s_m = -\zeta_m \omega_0 + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} = |s_m| \angle \theta$$

---

zeros<sup>47</sup>  
complex plane<sup>48</sup>



شکل 6.59: مخلوط سطح پر بُرورت تسلسل کے صفر

جہاں

$$(6.122) \quad |s_m| = \sqrt{\zeta_m^2 \omega_0^2 + \omega_0^2 (1 - \zeta_m^2)} = \omega_0$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.59 ب میں نقطہ  $s_m$  کا فاصلہ  $|s_m|$  سے نقطہ  $o$  کا فاصلہ  $|s_m|$  یعنی اس کی حقیقی قیمت دکھلاتا ہے۔ اس شکل میں زاویہ  $\theta_m$  دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

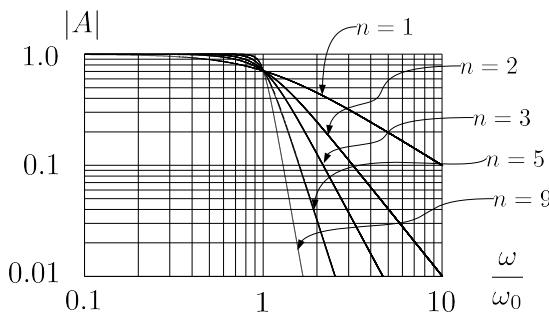
$$(6.123) \quad \cos \theta_m = \frac{\zeta_m \omega_0}{\omega_0} = \zeta_m$$

لکھا جا سکتا ہے۔

مساویات 6.122 کے تحت تمام صفروں کی حقیقی قیمت  $\omega_0$  کے برابر ہے۔ یوں مخلوط سطح پر تمام صفر  $\omega_0$  رہاں کے دائرے پر پائے جائیں گے۔ اس حقیقت کو شکل 6.59 پ میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $s_1$  اور  $s_1^*$  اور  $s_2$  میں افقی محور کے الٹ جانب برابر فاصلے پر ہیں۔ یہی کچھ  $s_2$  اور  $s_2^*$  کے لئے بھی درست ہے۔ بُرورت تسلسل کے تمام صفر اسی دائرے پر عمودی محور کے باکیں جانب پائے جائیں گے۔

بُرورت تسلسل کے کسی بھی دو درجی جزو کو

$$s^2 + s\zeta_m \omega_0 s + \omega_0^2 = \omega_0^2 \left[ \left( \frac{s}{\omega_0} \right)^2 + 2\zeta_m \left( \frac{s}{\omega_0} \right) + 1 \right]$$



شکل 6.60: بڑورت پست گزار چمانی

کی صورت میں لکھا جاسکتا ہے۔ اگر مساوات 6.118 میں  $1 = \omega_0$  رکھا جاتا تب شکل 6.59 پ میں دائرے کا رداں ایک کے برابر ہوتا جبکہ مساوات 6.123 اب بھی درست ثابت ہوتا۔ اکائی رداں کے اس دائرے کو بڑورت دائرہ<sup>49</sup> کہا جائے گا۔

بڑورت فلٹر<sup>50</sup> کا عمومی کلیہ

$$(6.124) \quad A(s) = \frac{A_0}{B_n(s)}$$

ہے۔ اس مساوات کی حتیٰ قیمت نہایت سادہ شکل رکھتی ہے۔

$$(6.125) \quad |A(s)| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}}$$

$|A_0|$  لیتے ہوئے  $|A(s)|$  کے خط کو  $n$  کی مختلف قیتوں کے لئے شکل 6.60 میں کھینچا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $n$  کی تمام قیتوں کے لئے  $|A|$  کی قیمت  $\omega_0$  تعداد پر 3dB گھٹ جاتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ یہ حقیقت بھی واضح ہے کہ  $n$  کی قیمت بڑھانے سے شکل 6.60 کی صورت شکل 6.58 پ کے قریب تر ہوتی جاتی ہے۔

$\omega_0 = 1$  کی صورت میں بڑورت کے تسلسل کو جدول 6.1 میں پیش کیا گیا ہے۔ طاق  $n$  کی صورت میں بڑورت تسلسل میں  $(s + 1)$  ضرور پایا جاتا ہے جبکہ بھت  $n$  کی صورت میں صرف دو 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: بڑوڑتے تسلیم

$n$	$B_n(s)$
1	$(s + 1)$
2	$(s^2 + 1.414s + 1)$
3	$(s + 1)(s^2 + s + 1)$
4	$(s^2 + 0.765s + 1)(s^2 + 1.848s + 1)$
5	$(s + 1)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)$
6	$(s^2 + 0.518s + 1)(s^2 + 1.414s + 1)(s^2 + 1.932s + 1)$

مثال 6.19: جدول 6.1 میں  $|B_n(s)|$  حاصل کرتے ہوئے مساوات 6.125 ثابت کریں۔

حل: جدول میں  $n = 1$  کے لئے  $\omega_0 = 2$  بڑوڑتے تسلیم

$$B_2(s) = s^2 + 1.414s + 1$$

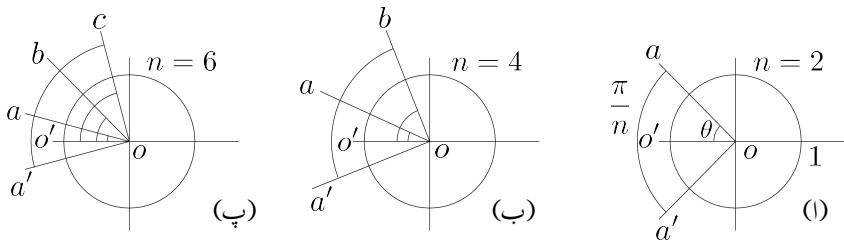
دیا گیا ہے۔  $s = j\omega$  استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} B_2(s) &= (j\omega)^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= -\omega^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= 1 - \omega^2 + j1.414\omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\begin{aligned} |B_2(s)| &= \sqrt{(1 - \omega^2)^2 + (1.414\omega)^2} \\ &= \sqrt{1 + \omega^4 - 2\omega^2 + 2\omega^2} \\ &= \sqrt{1 + \omega^4} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.61: جفت بُرورت دائرہ

بُرورت تسلسل میں  $\omega_0 = 1$  لیتے ہوئے دو درجی اجزاء کو  $(s^2 + 2\zeta s + 1)$  لکھا جاسکتا ہے جہاں  $\zeta$  کو بُرورت دائرے سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ شکل 6.61 میں بُرورت دائرے سے جفت  $n$  کی صورت میں  $\zeta$  کا حصول دکھایا گیا ہے۔ بُرورت 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  $\angle a'oo' = \angle a'oo$  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 بُرورت کیمیہ

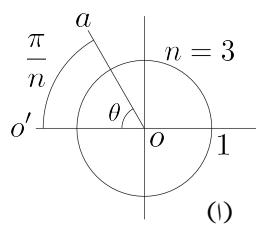
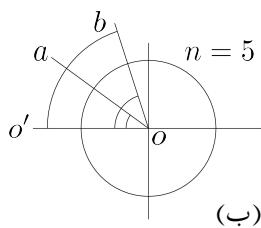
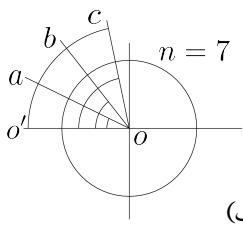
$$s^2 + 2\zeta s + 1 = s^2 + 1.4142s + 1$$

صورت اختیار کر لیگا جو جدول 6.1 کے میں مطابق ہے۔

شکل 6.61 ب میں  $n = 4$  ہے۔ یوں  $\angle aoo' = \angle a'oo' = \frac{\pi}{4} = 45^\circ$  ہو گا جہاں  $\angle aoo' / \angle a'oo'$  ہی رکھے گئے ہیں۔  $n = 4$  کی صورت میں بُرورت کیلے میں دو درجی اجزاء دو مرتبہ پائے جاتے ہیں۔ یوں ایک اضافی زاویہ  $\angle aob = 45^\circ$  بھی کھینچا جاتا ہے۔ یوں

$$\theta_1 = \angle aoo' = 22.5$$

$$\theta_2 = \angle boo' = 67.5$$



فیلٹر 6.62: طاق بُرورت دارہ

ہوں گے جن سے

$$\zeta_1 = \cos 22.5 = 0.9239$$

$$\zeta_2 = \cos 67.5 = 0.3827$$

حاصل ہوتے ہیں لمنا بُرورت کلیے

$$(s^2 + 2 \times 0.9239 \times s + 1) (s^2 + 2 \times 0.3827s + 1)$$

یعنی

$$(s^2 + 1.848s) (s^2 + 0.765s + 1)$$

ہو گا۔ شکل 6.62 میں طاق  $n$  کی صورت میں  $\theta$  کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل الف میں  $n = 3$  کے لئے حل کیا گیا ہے جہاں  $\angle aoo'$  کا زاویہ  $\frac{\pi}{n}$  یعنی  $60^\circ$  کا کھینچا گیا ہے۔  $\angle aoo'$  لیتے ہوئے

$$\zeta = \cos 60 = 0.5$$

حاصل ہوتا ہے۔ طاق بُرورت کلیے میں  $(s+1)$  کا اضافی جزو پایا جاتا ہے لمنا  $n = 3$  کی صورت میں بُرورت کلیے

$$(s+1) (s^2 + 2 \times 0.5 \times s + 1)$$

یعنی

$$(s+1) (s^2 + s + 1)$$

ہو گا۔  $n = 5$  کی صورت میں  $\angle aoo' = \frac{\pi}{5}$  یعنی  $36^\circ$  کھینچنے کے بعد  $\angle boo' = 36^\circ$  کھینچیں۔ یوں

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \angle aoo' \\ \theta_2 &= \angle boo' \end{aligned}$$

ہوں گے

جدول 6.1 میں  $\omega_0 \neq 1$  لیتے ہوئے پہلے درجے بڑورت فلٹر کے کلیے کو

$$(6.127) \quad \frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

جبکہ دو درجی بڑورت فلٹر کے کلیے کو

$$(6.128) \quad \frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2\zeta\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

لکھا جاسکتا ہے۔

### 6.16.1 بڑورت فلٹر کا دور

شکل 6.63 الف میں پہلے درجے کا پست گزار بڑورت فلٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کو دیکھتے ہوئے

$$v_k = \left( \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \right) v_i = \frac{v_i}{sRC + 1}$$

$$v_o = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_k$$

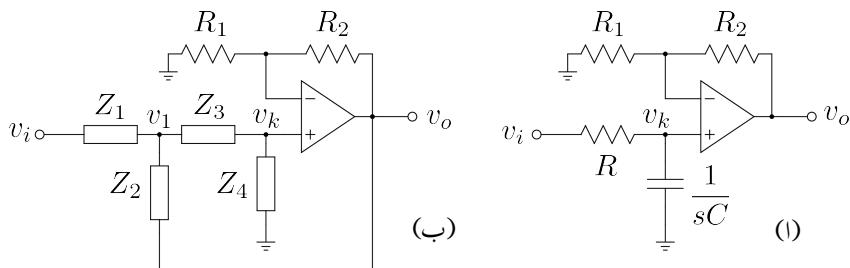
لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{1}{sRC + 1} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں

$$(6.129) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



شکل 6.63: بروت فلستر

لکھتے ہوئے

$$\frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کا مساوات 6.127 کے ساتھ سے موازنہ کریں جو پہلے درجے کی بڑی ورت فلٹر کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ شکل 6.63 الف پہلے درجے کا بڑی ورت فلٹر ہے۔ R اور C کی جگہیں آپس میں تبدیل کرنے سے پہلے درجے کا بلند گزار بڑی ورت فلٹر حاصل ہوتا ہے۔ ایک درجی بڑی ورت 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 دوسرے درجے کے بڑھ ورت فلٹر کو حل کریں۔ جوڑ ۱ پر کرنخوں کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

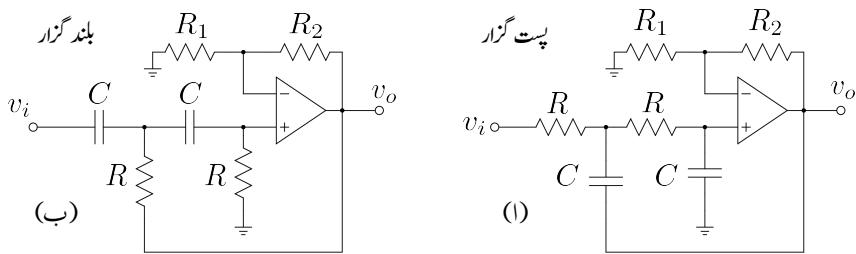
$$\frac{v_1 - v_i}{Z_1} + \frac{v_1}{Z_3 + Z_4} + \frac{v_1 - v_o}{Z_2} = 0$$

لکھا جاسکتا ہے جبکہ کرخوف کے قانون پرائے بر قی دیا و کی مدد سے

$$v_k = \left( \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right) v_1$$

لئے کھا سکتا ہے۔ ثابت ایمپلیفائر کے لئے

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_k = A_0 v_k$$



شکل 6.64: بٹرورت پست گزار اور بلند گزار فلٹر

لکھا جا سکتا ہے۔ ان تینوں مساوات کو حل کرنے سے

$$(6.130) \quad A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_0 Z_2 Z_4}{Z_2 (Z_1 + Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_3 + Z_1 Z_4 (1 - A_0)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پست گزار فلٹر کی صورت میں  $Z_1$  اور  $Z_3$  مزاحمت جبکہ  $Z_2$  اور  $Z_4$  کمپیٹر ہوتے ہیں۔ ایسا دور شکل 6.64 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کے بر عکس بلند گزار فلٹر میں  $Z_1$  اور  $Z_3$  کمپیٹر جبکہ  $Z_2$  اور  $Z_4$  مزاحمت ہوتے ہیں۔ شکل 6.64 ب میں بلند گزار فلٹر دکھایا گیا ہے۔

شکل 6.64 الف کے لئے مساوات 6.130

$$(6.131) \quad A(s) = \frac{A_0 \left( \frac{1}{RC} \right)^2}{s^2 + \left( \frac{3-A_0}{RC} \right) s + \left( \frac{1}{RC} \right)^2}$$

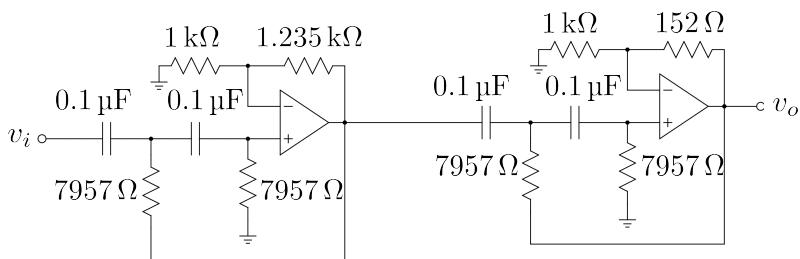
مساویات 6.131 کا مساوات 6.128 کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے

$$(6.132) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 3 - 2\zeta$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ان معلومات کے ساتھ اب ہم بٹرورت فلٹر تخلیق دے سکتے ہیں۔  $RC = \frac{1}{\omega_0}$  کو درکار کے برابر رکھا جاتا ہے جہاں پست گزار فلٹر کی صورت میں یہ  $\omega_H$  جبکہ بلند گزار فلٹر کی صورت میں  $\omega_L = \omega_0$  کے برابر ہو گا۔ جفت  $n$  کی صورت میں شکل 6.64 الف طرز کے  $\frac{n}{2}$  کڑیاں استعمال کرتے ہوئے زنجیری ایکلینیکر بنایا جاتا ہے۔ جدول 6.1



شکل 6.65: چار درجی بلند گزار بیرونی فلٹر

سے مطلوبہ دو درجی کلیات کے حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہر ح کے لئے ایک کڑی تخلیق دی جاتی ہے۔ طاق  $n$  کی صورت میں شکل 6.64 اف کے طرز پر  $\frac{n-1}{2}$  کڑیوں کے علاوہ شکل 6.63 اف کے طرز پر اضافی کڑی بھی استعمال کی جاتی ہے۔ اگرچہ یہ ضروری نہیں کہ تمام کڑیوں میں بالکل یکساں قیتوں کے مزاحمت اور سپیسٹر نسب کئے جائیں، حقیقت میں ایسا ہی کیا جاتا ہے اور یوں تمام کڑیاں بالکل یکساں دکھنی ہیں۔

مثال 6.20: ایسا چار درجی بلند گزار بیرونی فلٹر تخلیق دیں جس کی  $f_L = 200 \text{ Hz}$  ہو۔

حل: شکل 6.64 طرز کے دو کڑیاں زنجیری شکل میں جوڑ کر چار درجی بلند گزار فلٹر حاصل ہو گا۔ جدول 6.1 سے چار درجی فلٹر کے

$$\zeta_1 = \frac{0.765}{2} = 0.3825$$

$$\zeta_2 = \frac{1.848}{2} = 0.924$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح مساوات 6.132 سے

$$A_{v1} = 3 - 0.765 = 2.235$$

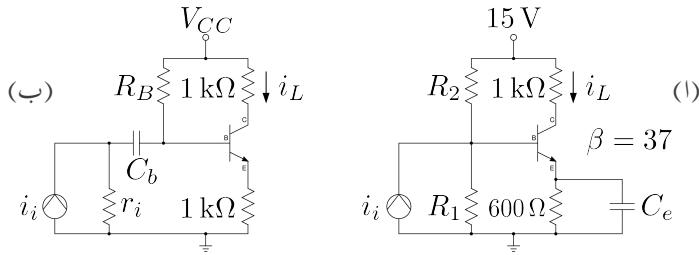
$$A_{v2} = 3 - 1.848 = 1.152$$

## الباب 6. ایمپلینیٹر کا تحدی و دعسل اور فلٹر

چونکہ ثبت ایمپلینیٹر کی افراکش  $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  کے برابر ہے لہذا پہلی کڑی کے لئے  $R_2 = 1.235 R_1$  رکھنا ہو گا۔ اگر  $R_1 = 1\text{ k}\Omega$  رکھا جائے تو  $R_2 = 1.235\text{ k}\Omega$  ہو گا۔ اسی طرح دوسری کڑی کے لئے اگر پہلی مزاحمت  $1\text{ k}\Omega$  رکھی جائے تو دوسری مزاحمت  $152\Omega$  رکھنا ہو گا۔

اسی طرح  $200\text{ Hz} = f_L$  حاصل کرنے کی خاطر اگر  $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$  رکھا جائے تو مساوات 6.132 سے 7957  $\Omega$  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

$R_2$  اور  $R_1$  کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ  $i_L$  کا جیٹہ زیادہ سے زیادہ ممکن ہو۔

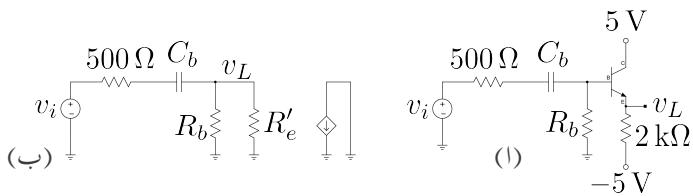
پست انقطائی نقطے 5 Hz پر رکھنے کے لئے درکار کپیسٹر  $C_e$  کی قیمت حاصل کریں۔

$A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں اور اس کے حقیقی قیمت کا بودا خط کھینچیں۔

جوابات:  $R_2 = 7.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 3.26 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{BB} = 4.5 \text{ V}$ ,  $R_B = 2.2 \text{ k}\Omega$ ,  $I_{CQ} = 5.77 \text{ mA}$ ,  $C_e = 548 \mu\text{F}$ ,  $r_e = 4.3 \Omega$

$$A_i = \left( \frac{\beta R_B}{R_B + r_{be}} \right) \frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{R_B + r_{be} + \beta R_E}{R_E C_E (R_B + r_{be})}} = 34.5 \left( \frac{s + 3.04}{s + 31.66} \right)$$

سوال 6.2: شکل 6.66 ب میں  $\beta = 137$  اور  $r_i = 40 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  کی قیمت کیا ہو گی؟  $C_b$  کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کے حقیقی قیمت کا بودا خط کھینچیں۔



شکل 6.67:

جوابات:  $R_B \parallel r_e$  کی بنا پر  $r_e$  کو نظر انداز کرتے ہوئے  $C_b = 21.8 \text{ nF}$  حاصل ہوتا ہے۔  $R'_B$  کو لکھتے ہوئے  $(r_{be} + (\beta + 1)R_E)$

$$A_i = \frac{r_i \parallel R'_B}{r_e + R_E} \left( \frac{s}{s + \frac{1}{(r_i + R'_B)C_b}} \right)$$

سوال 6.3: شکل 6.67 الف میں  $R_b$  کی ایسی قیمت حاصل کریں کہ  $\beta = 70$  لیتے ہوئے  $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$  حاصل ہو۔ پست نقطائی تعداد کو  $10 \text{ Hz}$  پر رکھنے کی خاطر درکار  $C_b$  حاصل کریں۔

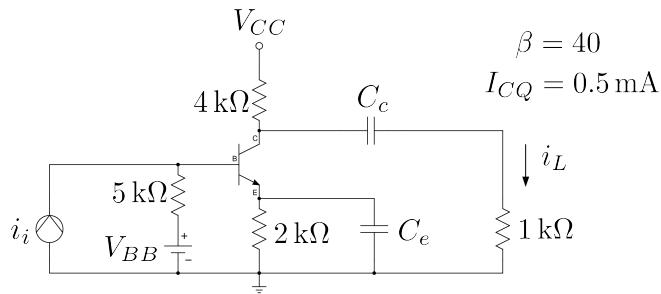
جوابات:  $R_b = 10.65 \text{ k}\Omega$  سے  $I_{CQ} = \frac{0 - V_{BE} + 5}{\frac{R_b}{\beta + 1} + R_E}$  مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $R_E$  کو  $(\beta + 1)$  سے ضرب دیتے ہوئے ٹرانزیستر کے میں جانب منتقل کر کے  $R'_E$  کہا گیا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہی  $\omega = \frac{1}{C_b(r_i + R_b \parallel R'_E)}$  لکھا جا سکتا ہے جس سے  $C_b = 1.529 \mu\text{F}$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 6.4: شکل 6.66 ب میں  $R_E$  کے متوازی  $100 \mu\text{F}$  کپیسٹر نسب کرتے ہوئے  $\frac{i_L}{i_i}$  کے حقیقی قیمت کا بوڈا خطي پھنسیں۔  $V_{CC} = 10 \text{ V}$  اور  $\beta = 99$ ،  $R_B = 400 \text{ k}\Omega$ ،  $r_i = 200 \text{ k}\Omega$ ،  $C_b = 10 \mu\text{F}$  میں۔

جواب:

$$A_i = \frac{-158s \left( 1 + \frac{s}{10} \right)}{\left( 1 + \frac{s}{0.355} \right) \left( 1 + \frac{s}{17.65} \right)}$$

سوال 6.5: شکل 6.68 میں



: 6.68

- $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  کی مساوات حاصل کریں۔  $r_{be}$  کو نظر انداز نہ کریں۔
- دونوں کپیسٹروں کی وہ قیمتیں دریافت کریں جن پر  $A_i$  کے دونوں قطب  $10 \text{ rad/s}$  پر پائے جائیں۔
- افزائش  $A_i$  کے حقیقی قیمت کا بودھ خط کھینچیں۔

جوابات:

$$A_i = \frac{-R_c r_i \beta}{(R_c + R_L)(r_i + r_{be})} \frac{s(s + w_s)}{(s + w_{q1})(s + w_{q2})}$$

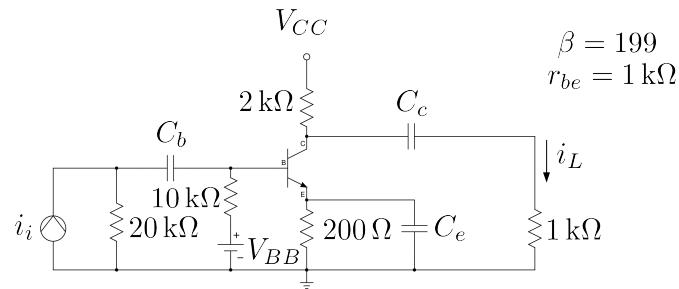
$$w_s = \frac{1}{R_e C_e}$$

$$w_{q1} = \frac{1}{(R_c + R_L) C_c}$$

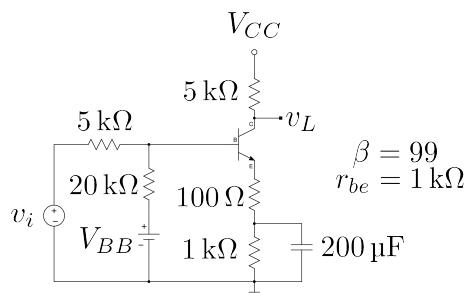
$$w_{q2} = \frac{1}{\left[ R_e \parallel \left( \frac{r_i + r_{be}}{\beta + 1} \right) \right] C_e}$$

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

$$C_e = 636 \mu\text{F}, C_c = 20 \mu\text{F}$$



شکل 6.69



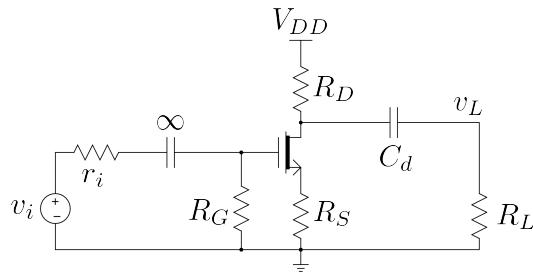
شکل 6.70

سوال 6.6: شکل 6.69 میں پست انقطائی تعدد 200 rad/s رکھنے کی خاطر درکار  $C_e$  کو مثال 6.8 کے طرز پر حاصل کریں۔ بقیا دونوں کپیسٹروں کے قطب 5 rad/s پر رکھتے ہوئے ان کی بھی قیمتیں حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کریں۔

جوابات:  $-138 \frac{A}{A}$ ,  $7.1 \mu F$ ,  $66.6 \mu F$ ,  $155 \mu F$

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۔  $g_m = 4 \text{ mS}$  ،  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$  ،  $R_D = 4.7 \text{ k}\Omega$  ،  $R_S = 1 \text{ k}\Omega$  ،  $r_o = 10 \text{ k}\Omega$  جبکہ  $f_L = 20 \text{ Hz}$  لیتے ہوئے ڈرین کپیسٹر  $C_d$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر  $v_L$  حاصل ہو۔

$$\text{جوابات: } C_d = 55 \text{ nF}$$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d \left[ R_L + \left( R_D \parallel r_o + (\mu + 1) R_S \right) \right]}$$

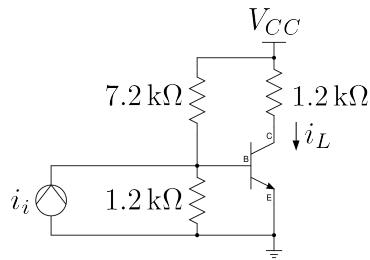
سوال 6.9: شکل 6.71 میں  $R_S$  کے متوازی لامدد کپیسٹر نسب کرتے ہوئے سوال 6.8 کو دوبارہ حل کریں۔

$$\text{جوابات: } C_d = 77 \text{ nF}$$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d (R_L + R_D \parallel r_o)}$$

مندرجہ بالا دونوں سوالات کے نتائج کا مثال 6.9 میں حاصل  $C_s$  کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی پست انقطائی تعداد کے حصول کے لئے درکار ٹرانزسٹر کی طرح ماسفیٹ کا بھی سورس کپیسٹر زیادہ قیمت رکھتا ہے۔

سوال 6.10: شکل 6.72 میں  $\frac{i_L}{i_i} = 34 \text{ dB}$  اور بلند انقطائی تعداد  $1.2 \text{ MHz}$  ناپا جاتا ہے۔ یک سمتی بر قی روکھر تھریوں کو صفر تصور کرتے ہوئے  $\beta$ ،  $f_T$  اور  $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$  حاصل کریں۔



شکل 6.72

جوابات:  $C_{b'e} = r_{b'e} = 1625 \Omega$ ,  $f_T = 155 \text{ MHz}$ ,  $\beta = 129$ ,  $r_e = 12.5 \Omega$ ,  $g_m = 0.08 \text{ S}$ ,  $82 \text{ pF}$

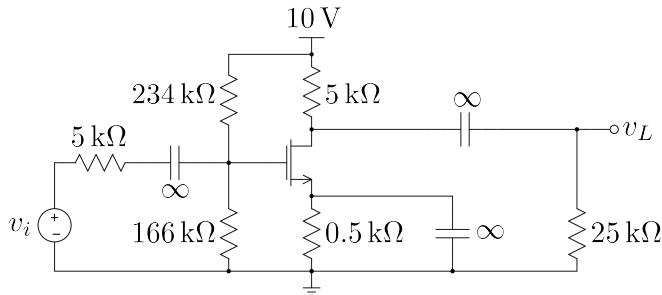
سوال 6.11: صفحہ 6.34 پر شکل 6.34 میں،  $R_2 = R'_L = R_C = 1.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_S = R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ ،  $f_T = 200 \text{ MHz}$ ،  $I_{CQ} = 10 \text{ mA}$  اور  $R_E = 100 \Omega$  ہے۔ ٹرانزسٹر کی  $r_{bb'} = 0$  ہے۔ درمیانی تعداد کی  $A_{vD} = \frac{v_o}{v_s} = 5 \text{ pF}$  اور بلند انقطعی تعداد  $\beta = 100$  حاصل کریں۔

جوابات:  $C_M = 1200 \text{ pF}$ ,  $C_{b'e} = 318 \text{ pF}$ ,  $R_{th} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $r_{b'e} = 253 \Omega$ ,  $g_m = 0.4 \text{ S}$ ,  $A_{vD} = -5.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ,  $414 \text{ kHz}$

سوال 6.12: سوال 6.11 میں،  $f_H = 4.9 \text{ MHz}$  تصور کرتے ہوئے اور  $A_{vD} = -1.47 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  دوبارہ حاصل کریں۔ بقیا تمام معلوم جوں کے توں ہیں۔

جوابات:  $R_{th} = 650 \Omega$  اور  $C_{b'e} = 32 \text{ pF}$ ,  $g_m = 0.04 \text{ S}$  ہے جو کہ  $r_{b'e} = 650 \Omega$  ہے۔  $f_H = 4.9 \text{ MHz}$  کے لئے مساوات 6.84 استعمال کیا جائے گا۔ یوں حاصل ہوتا ہے کہ نہیں لہذا  $A_{vD} = -1.47 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  ہے۔

سوال 6.13: ایک ماسنیٹ جس کا تحدی روڈ عسل اور فسٹر ہے۔ اس کی  $I_{DS} = 0.4 \text{ mA}$  ہیں اور  $V_t = 1 \text{ V}$ ،  $C_{gd} = 0.02 \text{ pF}$ ،  $C_{gs} = 0.25 \text{ pF}$ ،  $k_n = 0.4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $333 \text{ MHz}$  جواب:



6.73: شکل

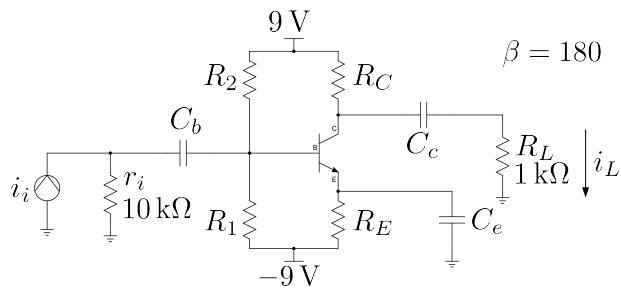
سوال 6.14: شکل 6.73 میں  $C_{gd} = 0.12 \text{ pF}$  اور  $C_{gs} = 1.2 \text{ pF}$  ،  $V_t = 2 \text{ V}$  ،  $k_n = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  میں مذکور ہے۔ ملکپسیٹر،  $f_T$  اور  $A_v$  کا  $f_H$  حاصل کریں۔

جوابات:  $f_T = 118 \text{ MHz}$  اور  $C_M = 0.895 \text{ pF}$  اور  $g_m = 1.55 \text{ mS}$ ،  $I_{DS} = 1.2 \text{ mA}$  اور  $f_H = 8.4 \text{ MHz}$  ہیں۔

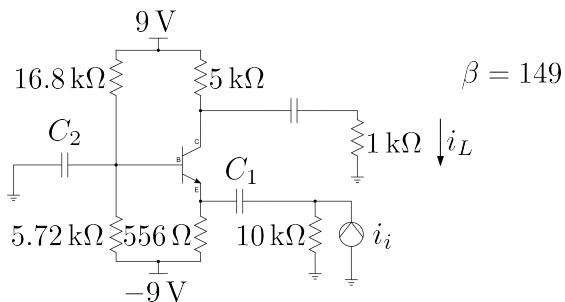
سوال 6.15: کیسکوڈ ایمپلینیگر کو شکل 6.49 میں دکھایا گیا ہے جس میں  $V_{CC} = 15 \text{ V}$  اور  $\beta = 149$  اور  $R_E = 2.5 \text{ k}\Omega$  رکھتے ہوئے  $R_1$  اور  $R_2$  یوں چنیں کہ  $I_{C1} = 0.5 \text{ mA}$  اور  $R'_2 = R'_1$  ہو۔  $R'_1$  یوں چنیں کہ  $V_{CE1} = 2 \text{ V}$  ہو۔  $R_{C2}$  یوں چنیں کہ  $V_{CE2} = 5 \text{ V}$  حاصل ہو۔ ان قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے درمیانی تعداد پر افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔

سوال 6.16: شکل 6.74 میں داخلی اشارے کی مزاجمت  $r_i = 10 \text{ k}\Omega$  جبکہ بوجھ کی مزاجمت  $1 \text{ k}\Omega$  ہے۔ زیادہ سے زیادہ  $A_i$  حاصل کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $i_i$  کا زیادہ سے زیادہ حصہ ٹرانزیٹر کے بیس میں سے گزرتے۔ اسی طرح خارجی جانب زیادہ سے زیادہ  $i_L$  تب حاصل ہو گا جب  $R_C \gg R_L$  ہو۔  $R_B = r_i$  اور  $R_C = 9R_E$  دونوں سے حاصل کونے  $2 \text{ Hz}$  پر پائے جائیں جبکہ  $C_e$  کو  $20 \text{ Hz}$  کے کونے کے لئے چنیں۔ درمیانی تعداد پر افزائش  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $V_{BB} = 1.69 \text{ V}$ ،  $I_C = 1.62 \text{ mA}$ ،  $R_C = 5 \text{ k}\Omega$ ،  $R_E = 556 \text{ }\Omega$ ،  $R_B = 10 \text{ k}\Omega$ ،  $C_e = 198 \mu\text{F}$ ،  $C_b = 15.9 \mu\text{F}$ ،  $C_c = 13.3 \mu\text{F}$ ،  $R_1 = 24.7 \text{ k}\Omega$ ،  $R_2 = 16.8 \text{ k}\Omega$ ،  $A_i = -96.4 \frac{\text{A}}{\text{A}}$  ہیں۔



شکل 6.74:

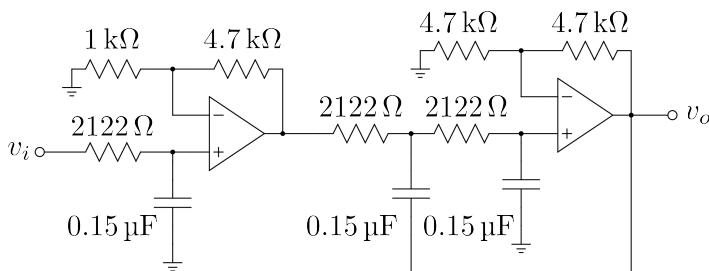


شکل 6.75:

سوال 6.17: سوال 6.16 میں استعمال شدہ ٹرانزسٹر کا  $C_{b'e} = 5 \text{ pF}$  اور  $f_T = 250 \text{ MHz}$  اور  $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$  ہیں۔ بلند انقطائی تعداد حاصل کرتے ہوئے مکمل بوداً خط کچھیں اور اس پر پست انقطائی تعداد، بلند انقطائی تعداد اور درمیانی تعداد کی افراش  $A_i$  واضح طور پر دکھائیں۔  $A_r = \frac{v_L}{i_L} \times \frac{i_L}{i_i} = \frac{v_L}{i_i}$  حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر یعنی  $\frac{v_L}{i_i} = \frac{v_L}{i_L} \times \frac{i_L}{i_i}$  لکھ کر حاصل کریں۔

$$A_r = -96.4 \frac{\text{kV}}{\text{A}}, f_H = 11.57 \text{ MHz}, C_{b'e} = 631 \text{ pF}$$

سوال 6.18: شکل 6.75 میں درمیانی تعداد پر  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کا  $C_{b'e} = 5 \text{ pF}$  اور  $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$  ہیں۔ بلند انقطائی تعداد بھی حاصل کریں۔ بیرونی کپسیلوں کی قیمت لا محدود تصور کریں۔  $f_T = 250 \text{ MHz}$



شکل 6.76: بڑورت فلٹر کا سوال

جوابات:  $f_{Hbc} = 32 \text{ MHz}$  ،  $f_{Hbe} = 46.7 \text{ MHz}$  ،  $C_{b'c} = 636 \text{ pF}$  ،  $A_i = 0.833 \frac{\text{A}}{\text{A}}$  ہیں۔  
یہ دونوں جوابات بہت قریب قریب ہیں تاہم ہم  $C_{b'c}$  سے پیدا 32 MHz کو بلند انقطائی تعداد لے سکتے ہیں۔

سوال 6.19: شکل 6.61 کی مدد سے  $n = 6$  کی صورت میں تینوں  $k$  حاصل کرتے ہوئے بڑورت کلیے لکھیں۔

جواب: جدول 6.1 میں جوابات دئے گئے ہیں۔

سوال 6.20: شکل 6.62 کی مدد سے  $n = 7$  کی صورت میں تینوں  $k$  حاصل کرتے ہوئے بڑورت کلیے لکھیں۔

جواب: جدول 6.1 میں جوابات دئے گئے ہیں۔

سوال 6.21: مساوات 6.130 حاصل کریں۔

سوال 6.22: مساوات 6.131 حاصل کریں۔

سوال 6.23:  $n = 3$  اور  $n = 4$  کے لئے مساوات 6.125 کو مثال 6.19 کے طرز پر ثابت کریں۔

سوال 6.24: شکل 6.76 میں بڑورت فلٹر کھایا گیا ہے۔ اس کی پیچان کرتے ہوئے اس کے مختلف متغیرات حاصل کریں۔ جوابات: یہ تین درجی  $f_H = 500 \text{ Hz}$  کا پست گزار فلٹر ہے۔ پہلی کڑی  $\frac{V}{V}$  5.7 کی افزائش بھی فراہم کرتی ہے۔



## الباب 7

### واپسی ادوار

عموماً نظام کے مستقبل کی کارکردگی اس کے موجودہ نتائج پر منحصر ہوتی ہے۔ ایسے نظام جو اپنی موجودہ کارکردگی کے نتائج کو دیکھتے ہوئے مستقبل کی کارروائی کا فیصلہ کرتے ہیں کو واپسی 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 مابین کتنا فاصلہ رہ گیا ہے۔ اس معلومات کو مد نظر رکھتے ہوئے آپ اپنے ہاتھ کو مزید آگے بڑھاتے ہیں حتیٰ کہ آپ کا ہاتھ قلم تک پہنچ جائے۔ اس پورے عمل میں ہر لمحہ ہاتھ کے موجودہ مقام کی خبر آپ کو ملتی رہی جس کو مد نظر رکھتے ہوئے ہاتھ کے اگلے لمحہ کی حرکت کا فیصلہ کیا گیا۔ کسی بھی واپسی نظام میں موجودہ نتائج حاصل کرنے کے ایک سے زیادہ ذرائع ممکن ہیں۔ اگر ہاتھ کے حرکت کی دوبارہ بات کی جائے تو قلم کو ایک مرتبہ دیکھنے کے بعد آپ آنکھیں بند کر کے بھی قلم کو اٹھا سکتے ہیں۔ ایسا کرنا یوں ممکن ہوتا ہے کہ بازو کا اعصابی نظام ہر لمحہ ہاتھ کے مختلف جوڑوں کے زاویوں کو ناپتا ہے۔ ذہن اس معلومات کو استعمال کرتے ہوئے یہ بتلا سکتا ہے کہ ہاتھ کس مقام پر موجود ہے۔ کسی بھی واپسی نظام میں موجودہ نتائج کی خبر حاصل کرنے کی صلاحیت اور اس معلومات کو استعمال کرتے ہوئے اپنی مستقبل کی کارروائی کو تبدیل کرنے کی صلاحیت ہونا ضروری ہے۔

برقیات کے میدان میں واپسی ادوار نہیں اہم ہیں۔ ایسے ادوار نا صرف مہیا کردہ داخلی اشارہ بلکہ دور کے اپنے خارجی اشارے کو بھی مد نظر رکھتے ہوئے اگلے لمحہ کا خارجی اشارہ تعین کرتے ہیں۔ خارجی اشارے کے خبر

feedback system<sup>1</sup>

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 ایکلینیفارٹ کی جماعت بندی

ایکلینیفارٹ کا داخلی اشارہ برقی دباؤ یا برقی رو ہو سکتا ہے۔ اسی طرح اس کا خارجی اشارہ برقی دباؤ یا برقی رو ہو سکتا ہے۔ یوں ایکلینیفارٹ کو چار ممکنہ جماعتوں میں تقسیم کیا جاسکتا ہے جنہیں جدول 7.1 میں دکھایا گیا ہے۔

جدول 7.1: ایکلینیفارٹ کی جماعت بندی

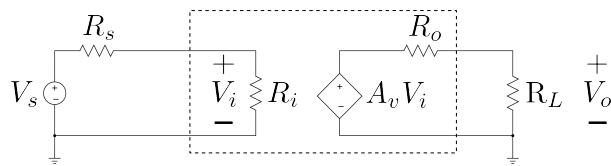
داخلی اشارہ	خارجی اشارہ	ایکلینیفارٹ کی جماعت	افراٹش
$A_v$	برقی دباؤ	برقی دباؤ ایکلینیفارٹ	
$A_i$	برقی رو	برقی رو ایکلینیفارٹ	
$A_g$	برقی رو	موصل نمائیکلینیفارٹ	
$A_r$	برقی دباؤ	مزاحت نمائیکلینیفارٹ	

ہم برقی دباؤ ایکلینیفارٹ سے توقع کرتے ہیں کہ یہ داخلی برقی دباؤ کو  $A_v$  گناہ بڑھا کر خارج کرے گا۔ یوں اگر اس ایکلینیفارٹ پر خارجی جانب  $R_{L1}$  بوجھ لادا جائے اور ایکلینیفارٹ کو  $V_s$  اشارہ داخلی جانب مہیا کیا جائے تو ہم توقع کریں گے کہ بوجھ پر خارجی برقی دباؤ پایا جائے گا۔ اب اگر بوجھ کو تبدیل کرتے ہوئے  $R_{L2}$  کر دیا جائے ہم تب بھی توقع کریں گے کہ خارجی برقی دباؤ  $A_v V_s$  ہی رہے گا۔ اسی طرح اگر داخلی اشارے کی مزاحت  $R_s$  کر دیا جائے تو ہم توقع کرتے ہیں کہ اس کا خارجی برقی دباؤ پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس تمام کا مطلب ہے کہ  $A_v$  پر  $R_s$  اور  $R_{L1}$  کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔ ہم بقیا تین قسم کے ایکلینیفارٹ سے بھی توقع کرتے ہیں کہ ان کی افراٹش پر بھی  $R_s$  اور  $R_{L1}$  کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔

feedback signal<sup>2</sup>  
oscillator<sup>3</sup>

<sup>4</sup> اور بیات میں واپسی ادوار پر غور کرتے ہوئے اشارات کو بڑے حروف تہجی سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ اس باب میں ہم بھی ایسا ہی کریں گے

## تھیون مساوی دور



شکل 7.1: برقی دباؤ ایکلیفیٹر کا مساوی تھیون دور

## 7.1.1 برقی دباؤ ایکلیفیٹر

برقی دباؤ ایکلیفیٹر کا مساوی تھیون دور شکل 7.1 میں نقطہ دار لکیر میں بند دکھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارہ  $V_s$  مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بوجھ  $R_L$  لادا گیا ہے۔ داخلی اشارہ کی مراجعت  $R_s$  ہے۔ داخلی جانب برقی رو کو  $I_i$  لکھتے ہوئے کر خوف کا قانون برائے برقی دباؤ استعمال کرتے ہیں۔

$$V_s = I_i R_s + I_i R_i$$

$$I_i = \frac{V_s}{R_s + R_i}$$

اور یوں

$$(7.1) \quad V_i = I_i R_i = V_s \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب برقی رو کو  $I_o$  لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$A_v V_i = I_o R_o + I_o R_L$$

$$I_o = \frac{A_v V_i}{R_o + R_L}$$

$$(7.2) \quad V_o = I_o R_L = A_v V_i \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right)$$

اس مساوات میں  $V_i$  کی قیمت استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$(7.3) \quad V_o = A_v V_s \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = A_v \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

اس مساوات کے تحت افراکش کی قیمت اشارے کے مزاجمت  $R_s$  اور بوجھ کے مزاجمت  $R_L$  پر منحصر ہے جب کہ ایسا نہیں ہونا چاہیے۔ آئیں دیکھیں کہ  $R_s$  اور  $R_L$  کے اثر کو کیسے ختم یا کم سے کم کیا جا سکتا ہے۔

برقی دباو ایکلیفائر میں اگر

$$(7.4) \quad \begin{aligned} R_i &\rightarrow \infty \\ R_o &\rightarrow 0 \end{aligned}$$

ہوں تو مساوات 7.3 سے

$$(7.5) \quad A_V = A_v$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا ایکلیفائر جس کی کل افراکش  $A_V$  کا دارومند اشارے کی مزاجمت  $R_s$  اور بوجھ کے مزاجمت  $R_L$  پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے  $A_V$  کی قیمت اٹل ہو کو برقی دباو ایکلیفائر کہتے ہیں۔ شکل 7.1 میں دکھایا، مساوات 7.4 پر پورا اترتادور کامل برقی دباو ایکلیفائر کا دور ہے۔

حقیقی برقی دباو ایکلیفائر مساوات 7.4 کی بجائے مساوات 7.6 پر پورا اترتاتا ہے۔

$$(7.6) \quad \begin{aligned} R_i &\gg R_s \\ R_0 &\ll R_L \end{aligned}$$

جس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

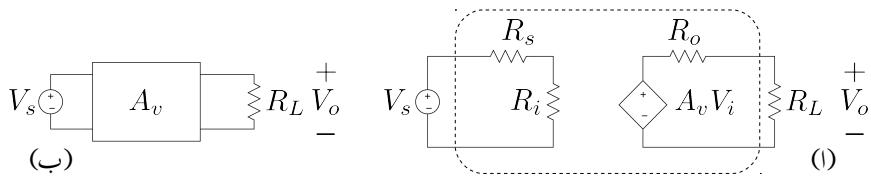
$$(7.7) \quad A_V \approx A_v$$

مساوات 7.2 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ لامحدود  $R_L$  پر  $\frac{V_o}{V_i}$  کی قیمت  $A_v$  کے برابر ہے یعنی

$$(7.8) \quad A_v = \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty}$$

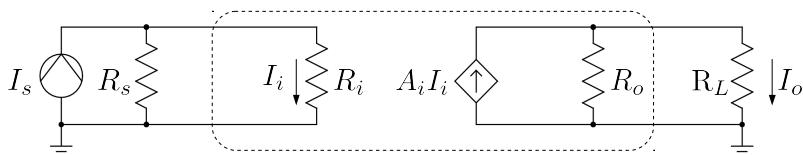
المذا  $A_v$  کو ایکلیفائر کی لامحدود بوجھ کے مزاجمت پر افراکش برقی دباو پکارا جاتا ہے۔ اسے بے بوجھ ایکلیفائر کی افراکش برقی دباو بھی پکارا جا سکتا ہے۔

شکل 7.2 الف میں برقی دباو ایکلیفائر میں داخلی اشارے کی مزاجمت  $R_s$  کو بھی ایکلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا سادہ ڈبہ نما شکل دکھایا گیا ہے۔



فہل 7.2: برقی دباؤ ایکلیپسیاٹر کا سادہ ڈبہ نمائش

نارٹن مساوی دور



فہل 7.3: برقی رو ایکلیپسیاٹر کا مساوی نارٹن دور

## برقی رو ایکلیپسیاٹر 7.1.2

برقی رو ایکلیپسیاٹر کا مساوی نارٹن دور فہل 7.3 میں نقطہ دار کلیر میں بند کھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارہ  $I_s$  مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بو جھ  $R_L$  لادا گیا ہے۔ منع داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s$  ہے۔ داخلی جانب تقسیم برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.9) \quad I_i = I_s \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

اسی طرح خارجی جانب تقسیم برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.10) \quad I_o = A_i I_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.11) \quad I_o = A_i I_s \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

جس سے کل افزائش بر قی رو  $A_I$  یوں حاصل ہوتی ہے

$$(7.12) \quad A_I = \frac{I_o}{I_s} = A_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

مساوات 7.12 میں اگر

$$(7.13) \quad \begin{aligned} R_i &\ll R_s \\ R_o &\gg R_L \end{aligned}$$

ہوں تو اسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(7.14) \quad A_I \approx A_i$$

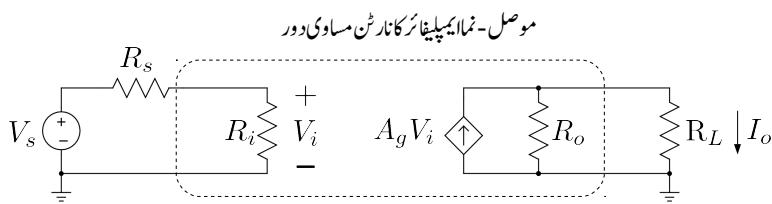
ایسا ایکلینیفار جس کی افزائش  $A_I$  کا دار و مدار داخلی یہودی مزاحمت  $R_s$  اور خارجی یہودی مزاحمت  $R_L$  پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے  $A_I$  کی قیمت اٹل ہو کو برق رو ایکلینیفار کہتے ہیں۔ بر قی رو ایکلینیفار مساوات 7.13 کے تحت ہی تخلیق دئے جاتے ہیں تاکہ ان کی افزائش زیادہ سے زیادہ ہو اور اس کی قیمت خارجی مزاحمت پر منحصر نہ ہو۔ کامل بر قی رو ایکلینیفار میں  $0 = R_i = R_o = \infty$  اور  $R_L = 0$  کی صورت میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ

$$(7.15) \quad \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{R_L=0} = A_i$$

حاصل ہوتا ہے، لہذا  $A_i$  کو صفر بوجہ کے مزاحمت پر ایکلینیفار کی افزائش بر قی رو پکارا جائے گا۔

### 7.1.3 موصل نما ایکلینیفار

آپ نے بر قی دباؤ اور بر قی رو ایکلینیفار کے مساوی دور دیکھے۔ دباؤ ایکلینیفار کا تھوونن مساوی جبکہ رو ایکلینیفار کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ یہاں اس بات کا سمجھنا ضروری ہے کہ جہاں بر قی دباؤ کی بات کی جائے وہاں تھوونن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے اور جہاں بر قی رو کی بات کی جائے وہاں نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ بر قی دباؤ ایکلینیفار داخلی بر قی دباؤ کو بڑھاتا ہے لہذا داخلی جانب اشارہ منبع کا تھوونن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ اسی طرح چونکہ یہ ایکلینیفار بر قی دباؤ ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب ایکلینیفار کا تھوونن مساوی دور ہی استعمال کیا گیا۔



شکل 7.4: موصل نما ایمپلیناٹر کا مساوی دور

برقی رو ایمپلیناٹر کا داخلی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا داخلی جانب اشارہ منبع کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ اسی طرح یہ ایمپلیناٹر برقی رو ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب بھی نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔

موصل نما ایمپلیناٹر کا داخلی اشارہ برقی دباؤ جبکہ اس کا خارجی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہذا اس کا تجزیہ کرتے وقت داخلی جانب اشارہ منبع کا تھوڑن جبکہ اس کے خارجی جانب نارٹن مساوی دور استعمال کیا جائے گا۔ شکل 7.4 میں موصل نما ایمپلیناٹر کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ موصل نما ایمپلیناٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.16) \quad \begin{aligned} V_i &= V_s \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \\ I_o &= A_g V_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ I_o &= A_g V_s \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

لہذا

$$(7.17) \quad A_G = \frac{I_o}{V_s} = A_g \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

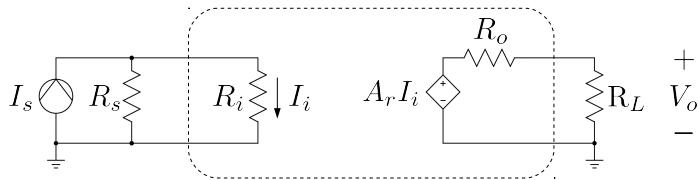
مساوات 7.16 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_L = 0$  کی صورت میں  $\frac{I_o}{V_i}$  کی قیمت  $A_g$  کے برابر ہے یعنی

$$(7.18) \quad \left. \frac{I_o}{V_i} \right|_{R_L=0} = A_g$$

اسی طرح

$$(7.19) \quad \begin{aligned} R_i &\gg R_s \\ R_o &\gg R_L \end{aligned}$$

مزاحمت - نما ایکلینیٹر کا تھیوں مساوی دور



شکل 7.5: مزاحمت نما ایکلینیٹر کا مساوی دور

کی صورت میں مساوات 7.17 سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.20) \quad A_G \approx A_g$$

ایسا ایکلینیٹر جس کی افزائش  $A_G$  کا دارو مدار  $R_s$  اور مزاحمت  $R_L$  پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے  $A_G$  کی قیمت اٹل ہو کو موصل نہ ایکلینیٹر کہتے ہیں۔

#### 7.1.4 مزاحمت نما ایکلینیٹر

شکل 7.5 میں مزاحمت نما ایکلینیٹر دکھایا گیا ہے جس کا داخلی اشارہ برقی رو  $I_i$  اور خارجی اشارہ برقی دباؤ  $V_o$  ہے۔ اس کو یوں حل کیا جائے گا۔

$$(7.21) \quad \begin{aligned} I_i &= I_s \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \\ V_o &= A_r I_i \left( \frac{R_L}{R_L + R_o} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات سے ہم دیکھتے ہیں کہ  $R_L = \infty$  کی صورت میں  $\frac{V_o}{I_i} = A_r$  کی قیمت  $A_r$  کے برابر ہو گی یعنی

$$(7.22) \quad \left. \frac{V_o}{I_i} \right|_{R_L=\infty} = A_r$$

المذا  $A_r$  کو لامدد مزاحمت پر ایکلینیٹر کی مزاحمت نما افزائش کہتے ہیں۔ کل مزاحمت نما افزائش  $A_R$  مساوات 7.21 سے حاصل کرتے ہیں۔

$$(7.23) \quad A_R = \frac{V_o}{I_s} = A_r \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_L}{R_L + R_o} \right)$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ

$$(7.24) \quad R_i \ll R_s \\ R_o \ll R_L$$

کی صورت میں مساوات 7.23 کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(7.25) \quad A_R \approx A_r$$

لیعنی اس صورت ایکپلینیٹر کی مزاحمت نما افزائش کا درود مدار  $R_s$  اور  $R_L$  پر نہیں۔

مثال 7.1: شکل 7.1 میں بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  میں برقی رو کی قیمت  $\frac{V_o}{R_L}$  کے برابر ہے۔  $\frac{I_o}{V_s}$  کی شرح کو موصل نما افزائش تصور کرتے ہوئے ثابت کریں کہ اسے موصل نما ایکپلینیٹر تصور نہیں کیا جا سکتا۔

حل:

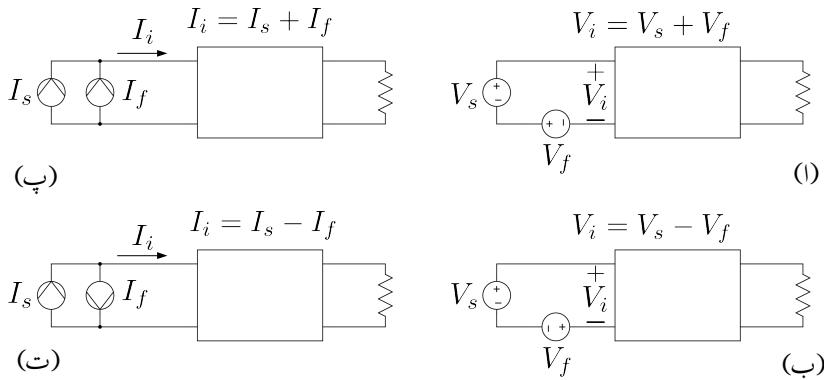
$$A_G = \frac{I_o}{V_s} = \frac{I_o}{V_o} \times \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{R_L} \times A_V$$

اس مساوات کے تحت  $A_G$  کی قیمت بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  کے قیمت پر منحصر ہے۔ ایکپلینیٹر کی افزائش کی قیمت بوجھ کے مزاحمت کے قیمت پر منحصر نہیں ہو سکتی لہذا اسے موصل نما ایکپلینیٹر تصور نہیں کیا جا سکتا۔

## 7.2 واپسی اشارہ

مندرجہ بالا حصے میں ہم نے چار اقسام کے ایکپلینیٹر دیکھے۔ اس حصے میں ان میں واپسی اشارہ شامل کرنے کی ترکیب دکھائی جائے گی۔ واپسی اشارے کو ایکپلینیٹر کے داخلی اشارے کے ساتھ جمع یا اس سے منفی کیا جاتا ہے۔

شکل 7.6 الف میں واپسی اشارے  $V_f$  کو برقی دباو اشارے  $V_s$  کے ساتھ جمع کرنا دکھایا گیا ہے جبکہ شکل 7.6 ب میں  $V_s$  کو  $V_f$  سے منفی کرنا دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں واپسی اشارے  $I_f$  کو برقی رو اشارے  $I_s$  کے ساتھ جمع



حکم 7.6: اشارات کو آپس میں جمع اور منفی کرنے کے طریقے

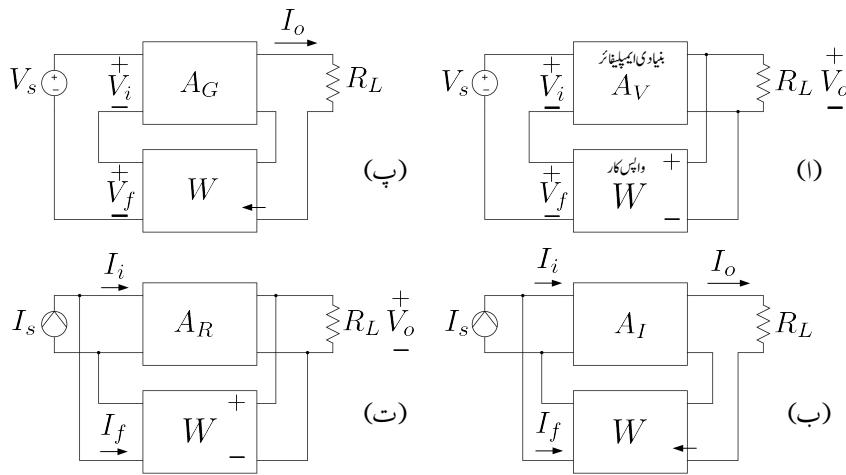
کرنا دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ت میں  $I_f$  کو منفی کرنا دکھایا گیا ہے۔ بر قی دباؤ اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں سلسلہ وار جوڑا جاتا ہے جبکہ بر قی رو اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں متوازی جوڑا جاتا ہے۔ بر قی دباؤ اشارے کو کسی صورت بر قی رو اشارے کے ساتھ جمع یا منفی نہیں کیا جاسکتا۔<sup>5</sup>

شکل 7.6 ب میں دکھائے بر قی دباؤ ایمپلیفائر کو مثال بناتے ہیں۔ بر قی دباؤ ایمپلیفائر داخلي جانب اشارات کو بر قی دباؤ کی صورت میں حاصل کرتا ہے لہذا اس کے داخلی جانب وابی اشارہ بھی بر قی دباؤ کی صورت میں ہو گا۔ وابی اشارے کو ایمپلیفائر کے خارجی اشارے سے حاصل کیا جاتا ہے۔  $V_o$  سے  $V_f$  حاصل کرنے والے دور، جس کو واپس 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 واپس کار ہے۔ واپس کار کا داخلی اشارہ  $V_o$  ہے جبکہ اس کا خارجی وابی اشارہ  $V_f$  ہے۔ واپس کار کا داخلی اشارہ بنیادی ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے متوازی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ  $V_s$  کو  $V_f$  کے ساتھ سلسلہ وار جوڑا گیا ہے۔

اس شکل میں وابی اشارے  $V_s$  کو اشارہ  $V_f$  سے منفی کیا گیا ہے اور یوں اس ایمپلیفائر کو منفی واپسی برق دباؤ ایمپلیفائر<sup>7</sup> کہا جائے گا۔ اگر  $V_s$  کو  $V_f$  کے ساتھ جمع کیا جاتا ہے تو اسے جمع واپسی برق دباؤ ایمپلیفائر<sup>8</sup> کہا جاتا ہے۔ اس باب میں منفی واپسی ایمپلیفائر پر ہی بحث کی جائے گی۔ اگلے باب میں جمع واپسی ادوار کا استعمال کیا جائے گا۔

<sup>5</sup> اپ جانتے ہیں کہ آلوار ٹیکڑا کو آپس میں جمع یا منفی نہیں کیا جاسکتا۔ اسی طرح بر قی دباؤ کو صرف اور صرف بر قی دباؤ کے ساتھ ہی جمع یا اس سے منفی کیا جاسکتا ہے۔

<sup>6</sup> feedback circuit  
<sup>7</sup> negative feedback voltage amplifier  
<sup>8</sup> positive feedback voltage amplifier



شکل 7.7: واپسی ایکپلینیائز کے اقسام

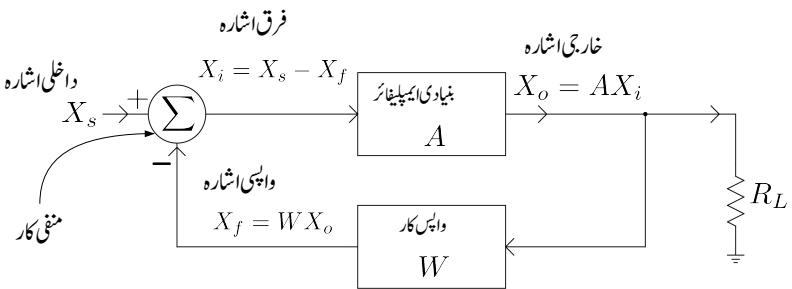
شکل 7.7 ب میں برقی رو ایکپلینیائز میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے۔ بنیادی ایکپلینیائز کے داخلی جانب  $I_s$  سے منفی کیا گیا ہے۔ یوں اس مکمل دور کو منفی واپسی برق رو ایکپلینیائز<sup>9</sup> کہا جائے گا۔ واپسی اشارے کو خارجی اشارہ  $I_o$  سے حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکپلینیائز 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 ایکپلینیائز کے خارجی جانب متوازی جوڑا جاتا ہے جبکہ خارجی برقی رو  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتے وقت واپس کار کا داخلی جانب اور بنیادی ایکپلینیائز 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 ایکپلینیائز میں واپسی اشارہ شامل کرنا دکھایا گیا ہے۔ یہاں بنیادی ایکپلینیائز کا خارجی اشارہ برقی رو  $I_o$  ہے جس سے واپسی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے لہذا واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکپلینیائز 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 ایکپلینیائز 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 وابی ایکلینیفار

جہاں متن سے واضح ہو وہاں ان ایکلینیفار کے پورے نام کی جگہ صرف وابی ایکلینیفار کا نام استعمال کیا جائے گا۔

### 7.3 بنیادی کارکردگی

ٹرانزسٹر ایکلینیفار کے دور میں ٹرانزسٹر کا ریاضی نمودرمند کرتے ہوئے انہیں کرخوف کے قوانین سے حل کرنے سے آپ بخوبی واقف ہیں۔ وابی ایکلینیفار کو بھی اسی طرح حل کرنا ممکن ہے البتہ انہیں یوں حل کرنے سے وابی عمل کی وضاحت نہیں ہوتی۔ اس حصے میں ہم وابی ایکلینیفار کو اس طرح حل کریں گے کہ ان میں وابی اشارے کا کردار اجاگر ہو۔

وابی ادوار کے تین جزو ہیں۔ پہلا جزو بنیادی ایکلینیفار، دوسرا جزو جمع کار (یا منفی کار) اور تیسرا جزو وابس کار۔ شکل 7.8 میں ان تینوں اجزاء کو دکھایا گیا ہے۔

یہاں بنیادی ایکلینیفار سے مراد حصہ 7.1 میں دکھائے چار قسم کے ایکلینیفار میں سے کوئی بھی ہو سکتا ہے۔ اشارے کی مزاحمت  $R_s$  کو یہاں بنیادی ایکلینیفار کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں شکل 7.8 میں  $A$  سے مراد  $A_G, A_I, A_V$  یا  $A_R$  ہو سکتا ہے۔ یہاں  $R_L$  کے علاوہ وابس کار کا داخلی جانب بھی ایکلینیفار کے خارجی جانب نسب ہے اور  $A$  وابس کار کے بوجھ کو بھی شامل کرتے حاصل کیا جاتا ہے۔ اس کی وضاحت حصہ 7.8 میں کی جائے گی۔ ایکلینیفار کے داخلی

اشارے  $X_f$  کو  $X_s$  یا  $I_s$  کو جکہ اس کے خارجی اشارے  $V_0$  یا  $I_0$  کو اسی طرح واپسی اشارے  $V_f$  یا  $I_f$  کو لکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ یوں اس شکل میں بنیادی ایکپلینیٹر اشارہ  $X_i$  کو بڑھا کر بطور  $X_0$  خارج کرتا ہے یعنی

$$(7.26) \quad X_o = AX_i$$

اس مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے

$$(7.27) \quad A = \frac{X_o}{X_i}$$

واپس کار عموماً غیر عامل پر زہ جات یعنی مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ سے تخلیق دیا جاتا ہے۔ یہ خارجی اشارے کا کچھ حصہ داخلی جانب تک پہنچتا ہے۔ شکل سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ واپس کار  $X_0$  کا کچھ حصہ منفی کار کو بطور واپسی اشارہ  $X_f$  پیش کرتا ہے جہاں

$$(7.28) \quad X_f = WX_o$$

ہے۔  $W$  سے مراد واپس کار کے خارجی اور داخلی اشاروں کی شرح یعنی  $\frac{X_f}{X_o}$  ہے۔  $W$  کو واپس کار کا 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  $i$  خارج کرتا ہے یعنی

$$(7.29) \quad X_i = X_s - X_f$$

اس میں مساوات 7.28 استعمال کرتے

$$(7.30) \quad X_i = X_s - WX_o$$

ملتا ہے جس میں مساوات 7.27 کے استعمال سے

$$\frac{X_o}{A} = X_s - WX_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کو  $X_0$  کے لئے حل کرتے ہیں

$$X_o = A(X_s - WX_o)$$

$$X_o(1 + WA) = AX_s$$

$$X_o = \left( \frac{A}{1 + WA} \right) X_s$$

یوں پورے دور کے داخلی اشارے کو  $X_s$  اور اس کا خارجی اشارے کو  $X_o$  لینے ہوئے واپسی دور کے کل افزائش  $A_f$  کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(7.31) \quad A_f = \frac{X_o}{X_s} = \frac{A}{1 + WA}$$

منفی واپسی ایکسپلیفارر میں  $|A| < |A_f| > |A|$  ہوتا ہے جبکہ ثابت واپسی ایکسپلیفارر میں ہوتا ہے۔

مثال 7.2: ایک ایکسپلیفارر جس کا  $A = 99$  ہے میں واپسی اشارے کی شمولیت سے واپسی ایکسپلیفارر تخلیق دیا جاتا ہے۔  $W = 0.01$  اور  $W = 0.1$  پر واپسی ایکسپلیفارر کی افزائش  $A_f$  حاصل کریں۔

حل:

مساوات 7.31 کی مدد سے  $W = 0.01$  پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.01 \times 99} = 49.749$$

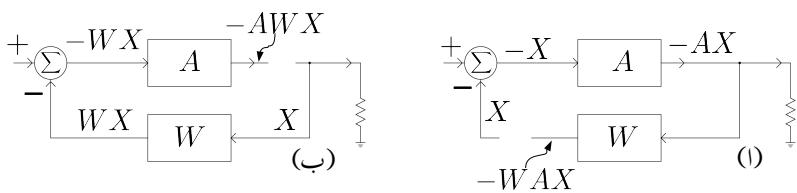
جبکہ  $W = 0.1$  پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.1 \times 99} = 9.0826$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی واپسی ایکسپلیفارر کی افزائش واضح طور کم ہوئی ہے۔

### 7.3.1 افزائشی دائرہ

واپسی ایکسپلیفارر میں بنیادی ایکسپلیفارر اور واپسی دور بند دائرے کی شکل میں آپس میں جوڑے جاتے ہیں۔ شکل 7.9 اف میں اس دائرے کو واپسی دور کے خارجی نقطے پر کھلے سرے کر دیا گیا ہے جبکہ داخلی اشارے کو منقطع کر دیا گیا



شکل 7.9: بنیادی و اپسی ایمپلینیٹر کا شرح دائرہ

ہے۔ فرض کریں کہ اس نقطے کے باہمی جانب اشارہ  $X$  پایا جاتا ہے۔ اس نقطے سے دائرے میں گھڑی کے سمت چلتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اشارہ  $X$  پہلے  $-1$  سے ضرب ہو کر  $-X$  ہوتا ہے۔ اس کے بعد ایمپلینیٹر سے گزرتے ہوئے  $A$  سے ضرب ہو کر  $AX$  ہو جاتا ہے اور آخر کار واپسی دور سے گزرتے ہوئے  $W$  سے ضرب کھا کر  $-WAX$  ہو جاتا ہے۔ یوں یہ اشارہ پورے دائرے سے گزرتے ہوئے  $-WA$  سے ضرب ہوتا ہے جسے واپسی ایمپلینیٹر کا افراشی دائرہ<sup>11</sup> کہا جائے گا۔ شکل ب میں دائرے کو ایک اور جگہ سے کھلے سرے کرتے ہوئے یہی عمل دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دائرے کو کہیں سے بھی کھلے سرے کرتے ہوئے اس نقطے سے گھڑی کی سمت پورا چکر کاٹتے ہوئے اشارہ  $-WA$  سے ہی ضرب ہوتا ہے۔

### 7.3.2 بنیادی مفروضے

واپسی ایمپلینیٹر پر بات کرتے ہوئے مندرجہ ذیل مفروضے تصور کئے جائیں گے۔

1. واپس کار کے مستقل  $W$  کی قیمت پر بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  اور اشارے کے مزاحمت  $R_s$  کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔

2. بنیادی ایمپلینیٹر کی افزائش  $A$  کے قیمت پر بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔

3. داخلی اشارہ صرف اور صرف بنیادی ایمپلینیٹر سے گزرتے ہوئے خارجی جانب پہنچتا ہے۔ اس کا مطلب ہے کہ اگر  $A$  کی قیمت صفر کر دی جائے تو  $X_0$  کی قیمت بھی صفر ہو جائے گی۔ (بنیادی ایمپلینیٹر میں ٹرانزستر کا  $g_m$  یا صفر کرنے سے  $A$  کی قیمت صفر کی جاسکتی ہے۔)

loop gain<sup>11</sup>

اس مفروضے کے تحت واپس کار میں اشارہ صرف اور صرف واپسی ایکسپلیفاٹر کے خارجی جانب سے داخلی جانب گزر سکتا ہے۔ حقیقت میں واپس کار عموماً مزاحمت، کمپیٹر وغیرہ سے بنا ہوتا ہے اور اس میں اشارہ دونوں جانب گزر سکتا ہے۔ ہم دیکھیں گے کہ اس کے باوجود حقیقی ایکسپلیفاٹر میں پھر بھی اس مفروضے پر چلتے ہوئے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں۔

4. خارجی اشارہ صرف اور صرف واپس کار سے گزرتے ہوئے داخلی جانب پہنچ سکتا ہے۔

اس مفروضے کے تحت اشارہ بنیادی ایکسپلیفاٹر میں گزرتے ہوئے خارجی جانب سے داخلی جانب نہیں پہنچ سکتا۔ اس کا مطلب ہے کہ اگر واپس کار کے مستقل  $W$  کی قیمت صفر کر دی جائے تو واپسی اشارے کی قیمت بھی صفر ہو جائے گی۔

## 7.4 واپسی ایکسپلیفاٹر کی خوبیاں

منفی واپسی ایکسپلیفاٹر افزائش گھٹاتا ہے جبکہ ایکسپلیفاٹر کا بنیادی مقصد ہی اس کی افزائش ہے۔ اس کے باوجود منفی واپسی ایکسپلیفاٹر کا استعمال عام ہے۔ منفی واپسی ایکسپلیفاٹر افزائش گھٹاتے ہوئے ایکسپلیفاٹر کی متعدد اہم خوبیوں کو بہتر کرتا ہے۔ اس حصے میں انہیں پر غور کیا جائے گا۔

### 7.4.1 متعلق افزائش

درجہ حرارت میں تبدیلی، عمر سیدگی یا ٹرانزسٹر وغیرہ کی تبدیلی سے کسی بھی ایکسپلیفاٹر کی افزائش متاثر ہوتی ہے۔ آئیں ایک مثال سے دیکھیں کہ واپسی ایکسپلیفاٹر میں افزائش کے تبدیلی کو کس طرح گھٹایا جاتا ہے۔

مثال 7.3: ایک بنیادی ایکسپلیفاٹر جس کی اصل افزائش  $A = 50$  ہے میں ٹرانزسٹر تبدیل کیا جاتا ہے جس کے بعد اس کی نئی افزائش  $A_1 = 45$  ہو جاتی ہے۔ افزائش میں تبدیلی کی فی صد شرح حاصل کریں۔ اس ایکسپلیفاٹر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے جہاں  $W = 0.1$  ہے۔ ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد واپسی ایکسپلیفاٹر کی افزائش حاصل کریں اور ان میں تبدیلی کی فی صد شرح حاصل کریں۔

حل:

بنیادی ایکپلینیاٹ میں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{45 - 50}{45} \right| \times 100 = 11.11\%$$

ہے۔ واپسی ایکپلینیاٹ میں ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے  $A_f$  اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد  $A_{f1}$  مندرجہ ذیل ہیں

$$A_f = \frac{50}{1 + 0.1 \times 50} = 8.3333$$

$$A_{f1} = \frac{45}{1 + 0.1 \times 45} = 8.1818$$

یوں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{8.1818 - 8.3333}{8.3333} \right| \times 100 = 1.818\%$$

ہے۔

آپ نے دیکھا کہ بنیادی ایکپلینیاٹ میں 11.11 فی صد تبدیلی آئی جبکہ واپسی ایکپلینیاٹ میں صرف 1.818 فی صد تبدیلی آئی۔ یوں ایکپلینیاٹ میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش مستحکم ہوئی۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاتا ہے کہ واپسی اشارے سے افزائش

$$\frac{11.1111}{1.818} = 6.1117$$

یعنی تقریباً چھ گنا مستحکم ہوئی۔

آئیں اس تمام کو حسابی شکل دیں۔ مساوات 7.31 میں  $A_f$  کا ساتھ تفرق لیتے ہیں۔

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{(1 + WA)^2}$$

اس کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$dA_f = \frac{dA}{(1 + WA)^2}$$

اس مساوات کو مساوات 7.31 سے تقسیم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \frac{dA_f}{A_f} &= \left( \frac{dA}{(1 + WA)^2} \right) \times \left( \frac{1 + WA}{A} \right) \\ &= \left( \frac{dA}{A} \right) \left( \frac{1}{1 + WA} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات سے افزائش کا مستحکم  $M$  ہونا یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.32) \quad M = \frac{\left| \frac{dA}{A} \right|}{\left| \frac{dA_f}{A_f} \right|} = 1 + WA$$

مساوات 7.31 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے

$$(7.33) \quad A_f = \frac{A}{M}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے آپ کیجے سکتے ہیں کہ وابی ایکلینیاٹر میں کل افزائش  $M$  گناہگتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کل افزائش  $M$  گناہگتی ہے۔ یوں ایکلینیاٹر تخلیق دیتے وقت آپ افزائش گھٹاتے ہوئے اسے زیادہ مستحکم بن سکتے ہیں یا اس کے بر عکس افزائش کو کم مستحکم کرتے ہوئے اس کی قیمت بڑھا سکتے ہیں۔

اگر

$$(7.34) \quad |WA| \gg 1$$

ہو تو مساوات 7.31 مندرجہ ذیل سادہ صورت اختیار کر لیتے ہے۔

$$(7.35) \quad A_f = \frac{A}{1 + WA} \approx \frac{A}{WA} = \frac{1}{W}$$

مساوات 7.35 انتہائی اہم مساوات ہے جس کے تحت  $1 \gg WA$  کی صورت میں وابی ایکلینیاٹر کی افزائش صرف اور صرف واپس کار کے  $W$  پر مختص ہوتی ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر ہوا، واپس کار کو عموماً مزاحمت وغیرہ سے بنایا

جاتا ہے۔ بر قیتی پر راجات میں ٹرانزسٹر، ماسفیٹ اور ڈائیوڈ وغیرہ کی کارکردگی درجہ حرارت یا وقت کے ساتھ تبدیل ہوتی ہے۔ ان کے بر عکس مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ میں ایسی تبدیلیاں نہایت کم ہوتی ہیں۔ یوں درجہ حرارت یا وقت کے ساتھ واپس کار کی  $W$  کے تبدیل کو رد کیا جا سکتا ہے جس سے واپسی ایکلینیکر کی افزائش نہایت مستحکم ہو جاتی ہے۔

مستحکم ایکلینیکر تخلیق دینے کا طریقہ ایک مثال کی مدد سے سمجھتے ہیں۔

---

مثال 7.4: موصل نما ایکلینیکر تخلیق دیتے وقت درجہ حرارت کے تبدیلی سے توقع کی جاتی ہے کہ بغیر واپسی اشارے کے ایکلینیکر کی افزائش میں 5% تبدیلی رونما ہو گی جو کہ قابل قبول نہیں۔ زیادہ سے زیادہ 0.4% تبدیلی قابل برداشت ہے۔ ایک عدد موصل نما واپسی ایکلینیکر تخلیق دیں جس کی افزائش  $V/45^A$  ہو اور اس میں تبدیلی 0.4% سے تجاوز نہ کرے۔

حل:

ایسی صورت میں بنیادی ایکلینیکر کی افزائش  $A$  کو ضرورت سے  $M$  گنازیادہ رکھ کر اسے تخلیق دیا جاتا ہے۔ اس ایکلینیکر کے افزائش میں درجہ حرارت کے تبدیلی سے 5% تبدیلی پیدا ہو گی۔ اس کے بعد اس میں واپسی اشارے کی شمولیت کی جاتی ہے جس سے ایکلینیکر کی واپسی افزائش  $M$  گناہم ہونے کے ساتھ ساتھ  $M$  گنا مستحکم بھی ہو جاتی ہے۔

موجودہ صورت میں تمام معلومات فی صد کی صورت میں دی گئی ہیں۔ مساوات 7.32 کو استعمال کرتے ہوئے اگر بنیادی ایکلینیکر کی افزائش میں تبدیلی یعنی  $dA$  کی قیمت پانچ فی صد ہے تو  $A$  کی قیمت سونی صد ہو گی۔ اسی طرح اگر  $dA_f$  کی قیمت آدھانی صد ہو تو  $A_f$  کو سونی صد تصور کیا جائے گا۔ یوں

$$\begin{aligned}\frac{dA}{A} &= M \left( \frac{dA_f}{A_f} \right) \\ \frac{5}{100} &= M \left( \frac{0.5}{100} \right) \\ M &= 10\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس ایکلینیکر کو دس گنا مستحکم کرنے کی ضرورت ہے۔

لہذا ہم ایسا یکپلینیاٹر تخلیق دیں گے جس کی واپسی اشارہ شامل کرنے سے پہلے افزائش درکار قیمت سے  $M$  گنا زیادہ ہو لینے  $A$  کی قیمت  $450 = 45 \times 10$  ہو گی۔ اس میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش کو دس گنا مختکم 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 میں  $A_f = -1000$  اور  $A = -100 : 7.5$  کی صورت میں  $W$  حاصل کریں۔

حل:

$$-100 = \frac{-1000}{1 - 1000W}$$

سے  $W = -0.009$  حاصل ہوتا ہے۔

---

مساوات 7.35 میں  $A_f$  سے مراد واپسی ایکپلینیاٹر کی افزائش ہے جو کہ برقی دباؤ واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں  $A_{vf}$ ، برقی رو واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں  $A_{if}$ ، موصل نما واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں  $A_{gf}$  اور مزاحمت نما واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں  $A_{rf}$  کو ظاہر کرتا ہے۔

### 7.4.2 تعددی بگاڑ

مساوات 7.35 کے تحت  $1 \gg WA$  کی صورت میں واپسی ایکلینیکر کی افزائش صرف اور صرف  $W$  پر منحصر ہوتی ہے۔ اگر واپس کار کی خاصیت تعدد پر منحصر نہ ہو تو واپسی ایکلینیکر کی کار کردگی بھی تعدد پر منحصر نہیں ہو گی۔ واپس کار میں صرف مزاحمت استعمال کرتے ہوئے اس کے کار کردگی کو تعدد سے پاک بنایا جا سکتا ہے۔

اگر واپس کار میں کپسٹر اور امالہ استعمال کئے جائیں تب اس کی کار کردگی تعدد پر منحصر ہو گی۔ ایسی صورت میں واپسی ایکلینیکر کی کار کردگی بھی تعدد پر منحصر ہو گی۔ یوں اگر کسی خاص تعدد  $\omega_0$  پر  $W$  کی قیمت کم ہو جکہ اس تعداد سے کم یا اس سے زیادہ تعدد پر  $W$  کی قیمت زیادہ ہو تو  $A_f$  کی قیمت  $\omega_0$  پر زیادہ ہو گی جکہ  $\omega_0$  سے کم یا زیادہ تعدد 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 جا سکتے ہیں۔

### 7.4.3 دائرہ کار کردگی کے پٹی میں وسعت

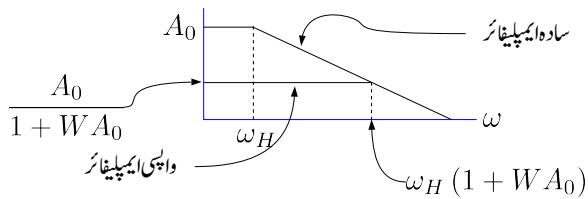
فرض کریں کہ بنیادی ایکلینیکر کے افزائش میں ایک عدد قطب پایا جاتا ہے یعنی

$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}$$

اس مساوات میں  $A_0$  سے مراد درمیانی تعدد کی افزائش اور  $\omega_H$  اس کی بلند انقطاعی تعدد ہے۔ واپسی اشارے کی شمولیت کے بعد

$$\begin{aligned} A_f &= \frac{A}{1 + WA} \\ &= \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}}{1 + \frac{WA_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}} \\ &= \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H} + WA_0} \\ &= \frac{\frac{A_0}{1 + WA_0}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H(1 + WA_0)}} \end{aligned}$$

band pass filter<sup>12</sup>  
band stop filter<sup>13</sup>



شکل 7.10: دائرہ کار کردگی بالتفاصل افزائش

اس مساوات سے واپسی ایکلینیٹر کی درمیانی تعداد پر افزائش

$$(7.36) \quad A_{f0} = \frac{A_0}{1 + WA_0}$$

ہے جبکہ اس کی بلند انقطاعی تعداد

$$(7.37) \quad \omega'_H = \omega_H (1 + WA_0)$$

ہے۔ واپسی ایکلینیٹر کے درمیانی تعداد کی افزائش اور اس کی بلند انقطاعی تعداد کو ضرب کرتے ہوئے

$$(7.38) \quad \frac{A_0}{1 + WA_0} \times \omega_H (1 + WA_0) = A_0 \omega_H$$

ماتا ہے جو سادہ ایکلینیٹر کے درمیانی تعداد کی افزائش ضرب اس کی بلند انقطاعی تعداد ہے۔ یوں افزائش کو کم کرتے ہوئے بلند انقطاعی تعداد کو بڑھایا جاسکتا ہے یا پھر بلند انقطاعی تعداد کو کم کرتے ہوئے افزائش کو بڑھایا جاسکتا ہے۔ شکل 7.10 اس حقیقت کو 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 Hz ہے۔ اس میں واپسی اشارہ شامل کرتے ہوئے واپسی ایکلینیٹر حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر واپسی کار کا مستقل  $W = 0.01$  ہو توب واپسی ایکلینیٹر کی درمیانی تعداد کی افزائش اور بلند انقطاعی تعداد کیا ہوں گے۔

حل:

$$A_{f0} = \frac{3000}{1 + 3000 \times 0.01} = 96.77 \frac{V}{V}$$

$$f_H = 500 \times (1 + 3000 \times 0.01) = 15.5 \text{ kHz}$$

## 7.5 داخی مزاحمت

ہم نے دیکھا کہ منفی واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش  $M$  گناہ گھٹتی ہے۔ اس حصے میں داخی مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

### 7.5.1 واپسی بر قی دباؤ ایپلیفائر کا داخی مزاحمت

شکل 7.1 میں داخی جانب منفی واپسی اشارہ  $V_f$  شامل کرتے ہوئے شکل 7.11 حاصل ہوتا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ موجودہ شکل میں  $R_s$  کو ایپلیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے اور

$$(7.39) \quad A'_v = A_v \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right)$$

رکھا گیا ہے۔ یوں اشارے کی مزاحمت  $R_s$  کو ایپلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے افزائش بر قی دباؤ کو  $A'_v$  لکھا گیا ہے۔ اس دور میں

$$\begin{aligned} V_o &= A'_v V'_i \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_v V'_i \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{V_o}{V'_i} &= A_v \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.39 اور مساوات 7.3 کے ساتھ موازنہ کرنے سے اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.40) \quad \frac{V_o}{V'_i} = A'_v \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) = A_V$$

اس مساوات میں  $\infty \rightarrow R_L$  کی صورت میں

$$(7.41) \quad A_V \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = A'_v$$

حاصل ہوتا ہے۔

وابی اشارے کی عدم موجودگی میں

$$(7.42) \quad V_s = V'_i = I_i (R_i + R_s)$$

$$R'_i = \frac{V_s}{I_i} = R_i + R_s$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ  $R_s$  کو شامل کرتے ہوئے برقی دباؤ ایمپلینیٹر کی کل داخلی مزاحمت  $R'_i$  ہے۔ آئیں اب وابی اشارے کی شمولیت کے بعد  $\frac{V_s}{I_i}$  حاصل کریں۔

$$V_s - V_f = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s - WV_o = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s - WA_V V'_i = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s - WA_V I_i (R_s + R_i) = I_i (R_s + R_i)$$

$$V_s = (1 + WA_V) (R_s + R_i) I_i$$

اس مساوات میں تیرے قدم پر مساوات 7.40 اور چوتھے قدم پر مساوات 7.42 کا استعمال کیا گیا۔ اس سے حاصل ہوتا ہے

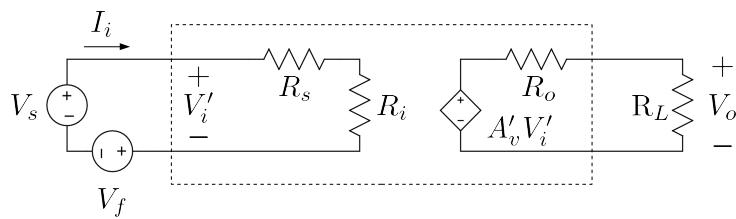
$$(7.43) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i}$$

$$= (1 + WA_V) (R_s + R_i)$$

$$= (1 + WA_V) R'_i$$

اس مساوات کے مطابق منفی وابی اشارے کی شمولیت سے داخلی مزاحمت  $M$  گناہ بڑھ جاتا ہے۔

اس نتیجے کو یوں سمجھا جا سکتا ہے کہ وابی اشارے کی عدم موجودگی میں اشارہ  $V_s$  لاغو کرنے سے داخلی جانب برقی رو گزرتی ہے۔ ان دونوں کی شرح کو داخلی مزاحمت کہتے ہیں۔ منفی وابی اشارے کے موجودگی میں داخلی جانب کل برقی دباؤ کم ہو کر  $(V_s - V_f)$  رہ جاتا ہے جس سے داخلی جانب برقی رو کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں



شکل 7.11: واپسی برقی دباؤ ایکلیپسیناٹر کی داخلي مزاحمت

\$V\_s\$ اور داخلي برقی رو کی شرح بڑھ جاتی ہے، جس سے داخلي مزاحمت بھی بڑھ جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ برقی دباؤ کا واپسی اشارہ چاہے خارجی برقی دباؤ یا خارجی برقی رو سے حاصل کیا جائے، یہ ہر صورت داخلي مزاحمت کو بڑھانے گا۔

مساوات 7.43 میں 0 پر کرتے ہوئے

$$(7.44) \quad R_{if} = (1 + WA_V) R_i$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلي مزاحمت کو \$R\_{if}\$ لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں \$0 = R\_s\$ لیا گیا ہے۔

### 7.5.2 واپسی برقی روایکلیپسیناٹر کا داخلي مزاحمت

شکل 7.3 میں دکھائے برقی روایکلیپسیناٹر میں داخلي جانب منقی واپسی اشارہ \$I\_f\$ شامل کرتے ہوئے اسے یہاں شکل 7.12 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ یہاں \$R\_s\$ کو ایکلیپسیناٹر کا حصہ تصور کیا گیا ہے اور

$$(7.45) \quad A'_i = A_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

رکھا گیا ہے۔ اس دور میں

$$(7.46) \quad I'_i = I_s - I_f$$

کے برابر ہے۔

وابکی اشارے کی عدم موجودگی (یعنی  $I_f = 0$ ) کی صورت میں اشارہ  $I_s$  لاگو کرنے سے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.47) \quad \begin{aligned} I'_i &= I_s \\ V_i &= I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) = I_s \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R'_i &= \frac{V_i}{I_s} = \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \end{aligned}$$

جہاں  $R_s$  کو شامل کرتے ہوئے،  $R'_i$  بغیر وابکی ایکلینیفار کی کل داخلی مزاحمت ہے۔ اسی طرح شکل 7.12 میں

$$\begin{aligned} I_o &= A'_i I'_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_i I'_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ I'_o &= A_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.45 کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس مساوات کے دائیں جانب کا مساوات 7.12 کے ساتھ موازنہ کرنے سے حاصل ہوتا ہے

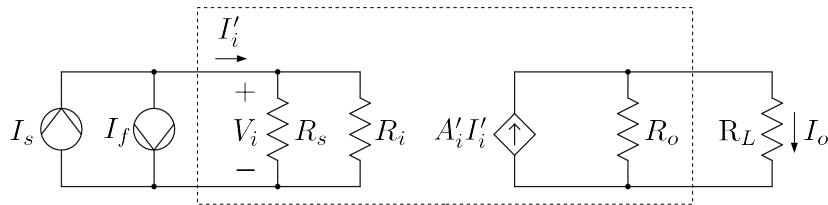
$$(7.48) \quad A_I = \frac{I_o}{I'_i}$$

وابکی اشارے کے موجودگی میں داخلی مزاحمت یوں حاصل ہو گا

$$\begin{aligned} I'_i &= I_s - I_f \\ &= I_s - W I_o \\ &= I_s - W A_I I'_i \\ I'_i &= \frac{I_s}{1 + W A_I} \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر مساوات 7.48 کا استعمال کیا گیا۔ اس صورت میں داخلی برقی دباؤ

$$\begin{aligned} V_i &= I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I'_i R'_i \\ &= \left( \frac{I_s}{1 + W A_I} \right) R'_i \end{aligned}$$



شکل 7.12: واپسی برقی رو ایکلینیفار کے داخلی مزاحمت

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(7.49) \quad R'_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{R'_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت واپسی برقی رو ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  غیر واپسی ایکلینیفار کے داخلی مزاحمت  $R'_i$  سے گناہم ہوتا ہے۔

اس حقیقت کو یوں سمجھا جا سکتا ہے کہ واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں  $I_s$  داخلی مزاحمت  $R'_i$  سے گزرتے ہوئے  $V_i$  کو جنم دیتا ہے۔ اور  $I_s$  کی شرح کو داخلی مزاحمت کہتے ہیں۔ واپسی اشارے کے موجودگی میں مزاحمت  $R'_i$  سے گزرتی برقی رو کی قیمت کم ہو کر  $I_f - I_s$  ہو جاتی ہے لہذا  $V_i$  کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں  $V_i$  کی شرح بھی کم ہو جاتی ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $I_f$  چاہے خارجی برقی دباؤ  $V_o$  یا خارجی برقی رو  $I_o$  سے حاصل کیا جائے، اس کا داخلی کل مزاحمت پر ایک جیسا اثر ہوتا ہے یعنی کل داخلی مزاحمت کم ہوتا ہے۔

مساوات 7.49 میں  $R_s = 0$  پُر کرتے ہوئے

$$(7.50) \quad R_{if} = \frac{R_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو  $R_{if}$  لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

### 7.5.3 واپسی موصل نما ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت

شکل 7.4 میں واپسی اشارہ  $V_f$  کی شمولیت اور

$$(7.51) \quad A'_g = A_g \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل 7.13 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں  $R_s$  کو ایک پلینافر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_o &= A'_g V'_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_g V'_i \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{I_o}{V'_i} &= A_g \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.51 کا استعمال کیا گیا۔ مساوات 7.17 کے ساتھ موازنہ سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.52) \quad \frac{I_o}{V'_i} = A_G$$

وابکی اشارہ  $V_f$  کے عدم موجودگی میں ہم  $R_s$  کو شامل کرتے ہوئے کل داخلی مزاحمت  $R'_i$  حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V'_i &= V_s = I_i (R_s + R_i) \\ R'_i &= \frac{V_s}{I_i} = R_s + R_i \end{aligned}$$

آنئیں اب وابکی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  حاصل کریں۔

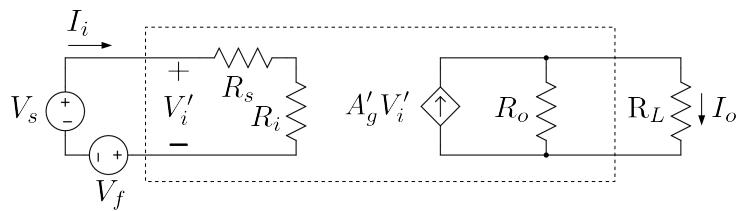
$$\begin{aligned} (7.53) \quad V'_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - WI_o \\ &= V_s - WA_G V'_i \\ V'_i &= \frac{V_s}{1 + WA_G} \end{aligned}$$

تیرے قدم پر مساوات 7.52 کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات کو

$$(7.54) \quad V'_i = I_i (R_s + R_i)$$

میں ڈالنے میں

$$\frac{V_s}{1 + WA_G} = I_i (R_s + R_i)$$



شکل 7.13: واپسی موصل نمای پلینیاٹر کی داخلی مزاحمت

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.55) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i} = (R_s + R_i)(1 + WA_G) \\ = R'_i(1 + WA_G)$$

اس مساوات کے مطابق واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  کی قیمت واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R_i$  کے  $M$  گناہ ہے۔

مساوات 7.55 میں  $R_s = 0$  پُر کرتے ہوئے

$$(7.56) \quad R_{if} = R_i(1 + WA_G)$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو  $R_{if}$  لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

#### 7.5.4 واپسی مزاحمت نمای پلینیاٹر کا داخلی مزاحمت

شکل 7.5 میں واپسی اشارہ  $V_f$  کی شمولیت اور

$$(7.57) \quad A'_r = A_r \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل 7.14 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں  $R_s$  کو ایک پلینافر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_o &= A'_r I'_i \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_r I'_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{V_o}{I'_i} &= A_r \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.57 کا استعمال کیا گیا ہے۔ مساوات 7.23 کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.58) \quad \frac{V_o}{I'_i} = A_R$$

وابی اشارے کے عدم موجودگی میں  $I'_i = I_s$  ہوتا ہے لہذا خالی مزاحمت  $R'_i$  یوں حاصل ہوتا ہے

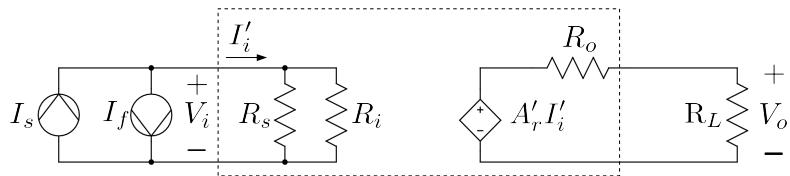
$$\begin{aligned} (7.59) \quad V_i &= I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I_s \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R'_i &= \frac{V_i}{I_s} = \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \end{aligned}$$

وابی اشارے کے موجودگی میں

$$\begin{aligned} I'_i &= I_s - I_f \\ &= I_s - WV_o \\ &= I_s - WA_R I'_i \\ I'_i &= \frac{I_s}{1 + WA_R} \end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$V_i = I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right)$$



شکل 7.14: واپسی مزاحمت نمایمپلیناٹر کی داخلی مزاحمت

میں استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$V_i = \left( \frac{I_s}{1 + WA_R} \right) \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right)$$

جس سے واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.60) \quad R'_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \left( \frac{1}{1 + WA_R} \right) \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ = \frac{R'_i}{1 + WA_R}$$

اس مساوات کے تحت واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  کی قیمت واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_i$  سے  $M$  گناہم ہوتا ہے۔

مساوات 7.60 میں  $R_s = 0$  پُر کرتے ہوئے

$$(7.61) \quad R_{if} = \frac{R_i}{1 + WA_R}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو  $R_{if}$  لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

## 7.6 خارجی مزاحمت

اس حصے میں خارجی مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

## 7.6.1 وائپی بر قی دباؤ ایکلینیکا خارجی مزاحمت

شکل 7.11 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $V_s = 0$  رکھ 14 کر خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں۔ اور  $I_t$  کی شرح اس ایکلینیکا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.15 میں ایسا دھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_t &= \frac{V_t - A'_v V_i}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_v V_f}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_v W V_t}{R_o} \end{aligned}$$

اور یوں وائپی اشارے کے موجودگی میں خارجی مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(7.62) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + WA'_v}$$

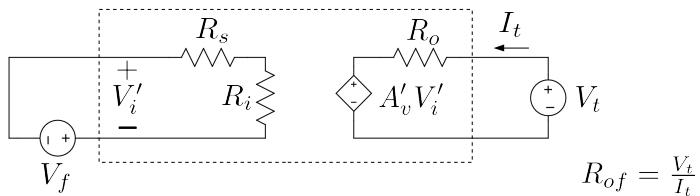
اگر  $R_L$  کو بھی شامل کیا جائے تب چونکہ  $R_L$  اور  $R_{of}$  متوازی جڑے ہیں لہذا اس صورت کل خارجی مزاحمت' یوں حاصل ہو گی

$$\begin{aligned} R_{of'} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) R_L}{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) + R_L} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{1+WA'_v}}{\frac{R_o + R_L(1+WA'_v)}{1+WA'_v}} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L (1 + WA'_v)} \\ &= \frac{R_o R_L}{R_o + R_L + WA'_v R_L} = \frac{R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}\right)} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}}{1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}} \end{aligned}$$

در اصل  $A_V$  اور  $R_o$  کا مساوی متوازی مزاحمت ہے جسے  $R'_o$  لکھتے ہوئے اور  $R'_o$  لکھتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.63) \quad R_{of'} = \frac{R'_o}{1 + WA_V}$$

<sup>14</sup> بر قی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر درکیا جاتا ہے



شکل 7.15: واپسی برقی دباؤ ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت

مزید لا محدود مزاحمتی بوجھ یعنی  $\infty \rightarrow R_L$  پر

$$(7.64) \quad R'_{of} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = R_{of}$$

ہی حاصل ہوتا ہے

### 7.6.2 واپسی برقی روایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.12 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $I_s = 0$  کر خارجی جانب برقی دباؤ  $V_t$  لا گو کرتے ہیں۔ اور  $I_t$  کی شرح اس ایکلینیاٹر کا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.16 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_t &= (I_t + A'_i I'_f) R_o \\ &= (I_t - A'_i I_f) R_o \\ &= (I_t - A'_i W I_o) R_o \end{aligned}$$

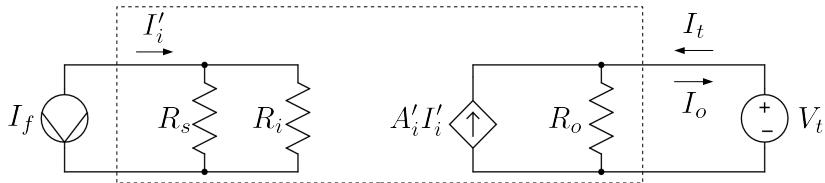
جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے  $I_t = -I_o$  ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$V_t = (I_t + A'_i W I_t) R_o$$

جس سے یوں حاصل ہوتا ہے

$$(7.65) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o (1 + W A'_i)$$

<sup>15</sup> برقی رکو صفر کرنے کی غاطر اسے کھلے دور کیا جاتا ہے



نکل 7.16: دامی بر قی را که پلینا رکارڈ مزاحمت

مزاحمت بوجھ  $R_L$  مزاحمت  $R_{of}$  کے متوازی جڑا ہے لہذا اس کے شمولیت سے کل خارجی مزاحمت  $R'_{of}$  یوں حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 R'_{of} &= \frac{R_{of}R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o(1 + WA'_i)R_L}{R_o(1 + WA'_i) + R_L} \\
 &= \frac{(1 + WA'_i)R_oR_L}{R_o + WA'_iR_o + R_L} = \frac{(1 + WA'_i)R_oR_L}{R_o + R_L + WA'_iR_o} \\
 &= \frac{(1 + WA'_i)R_oR_L}{(R_o + R_L) + WA'_iR_o} = \frac{(1 + WA'_i)R_oR_L}{(R_o + R_L)\left(1 + \frac{WA'_iR_o}{R_o + R_L}\right)} \\
 &= \left(\frac{R_oR_L}{R_o + R_L}\right) \frac{(1 + WA'_i)}{\left(1 + W\frac{A'_iR_o}{R_o + R_L}\right)}
 \end{aligned}$$

اور  $R_L$  متوازی جوڑنے سے  $A_I$  کو  $\frac{A'_iR_o}{R_o + R_L}$  حاصل ہو گا۔ اس کو  $R'_o$  اور  $\frac{R_oR_L}{R_o + R_L}$  حاصل کھٹتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$(7.66) \quad R'_{of} = R'_o \frac{(1 + WA'_i)}{(1 + WA_I)}$$

## 7.6.3 واپسی موصل نما ایکلیفائر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.13 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $V_s = 0$  رکھ<sup>16</sup> کر خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں۔ اور  $I_t$  کی شرح اس ایکلیفائر کا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.17 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_t &= \left( I_t + A'_g V'_i \right) R_o \\ &= \left( I_t - A'_g V_f \right) R_o \\ &= \left( I_t - A'_g W I_o \right) R_o \\ &= \left( I_t + A'_g W I_t \right) R_o \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر قدم  $-V_f = -I_t$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت  $R_{of}$  کی قیمت یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(7.67) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o \left( 1 + WA'_g \right)$$

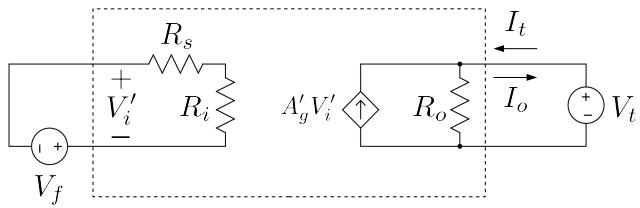
اگر  $R_L$  کو بھی شامل کی جائے تب کل خارجی مزاحمت کو لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_{of} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{R_o \left( 1 + WA'_g \right) + R_L} \\ &= \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{R_o + R_o WA'_g + R_L} = \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{\left( R_o + R_L \right) \left( 1 + \frac{R_o WA'_g}{R_o + R_L} \right)} \\ &= \left( \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \right) \left( \frac{1 + WA'_g}{1 + \frac{R_o A'_g W}{R_o + R_L}} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات میں  $A_G$  کو  $\frac{R_o A'_g}{R_o + R_L}$  کو لکھتے ہوئے اور  $R'_o$  کو  $\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$  حاصل ہوتا ہے

$$(7.68) \quad R'_{of} = R'_o \left( \frac{1 + WA'_g}{1 + WA_G} \right)$$

<sup>16</sup> بر قی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر دور کیا جاتا ہے



شکل 7.17: واپسی موصل نمایمپلینگر کا خارجی مزاحمت

## 7.6.4 واپسی مزاحمت نمایمپلینگر کا خارجی مزاحمت

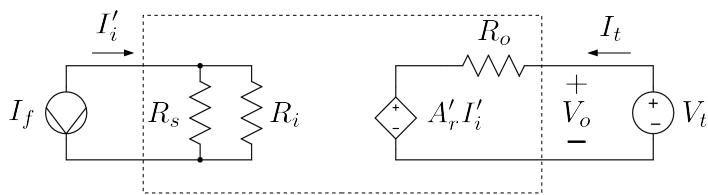
شکل 7.14 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $0 = I_s = R_s$ <sup>17</sup> کر خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں اور  $I_t$  کی شرح اس ایمپلینگر کا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.18 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_t &= \frac{V_t - A'_r I'_i}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r I_f}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_o}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_t}{R_o} \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر استعمال اور چوتھے قدم پر  $V_o = V_t$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت  $R_{of}$  کو یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$(7.69) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + WA'_r}$$

<sup>17</sup> بر قی دو کو صفر کرنے کی خاطر اس کلے دور کیا جاتا ہے



شکل 7.18: دباؤی مزاحمت نما ایکلینیفار کا خارجی مزاحمت

اگر  $R_L$  کو بھی شامل کیا جائے تب کل خارجی مزاحمت  $R'_{of}$  کو یوں حاصل کیا جائے گا۔

$$\begin{aligned}
 R'_{of} &= \frac{R_{of}R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_oR_L}{1+WA'_r}\right)}{\left(\frac{R_o}{1+WA'_r} + R_L\right)} \\
 &= \frac{\left(\frac{R_oR_L}{1+WA'_r}\right)}{\left(\frac{R_o + R_L(1+WA'_r)}{1+WA'_r}\right)} = \frac{R_oR_L}{R_o + R_L(1+WA'_r)} \\
 &= \frac{R_oR_L}{R_o + R_L + WA'_rR_L} = \frac{R_oR_L}{(R_o + R_L)\left(1 + \frac{WA'_rR_L}{R_o + R_L}\right)} \\
 &= \left(\frac{R_oR_L}{R_o + R_L}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{WA'_rR_L}{R_o + R_L}}\right)
 \end{aligned}$$

اس مساوات میں  $A_R$  کو  $\frac{A'_rR_L}{R_o + R_L}$  لکھتے ہوئے اور  $R'_{of}$  کو  $\frac{R_oR_L}{R_o + R_L}$  حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.70) \quad R'_{of} = \frac{R'_o}{1 + WA_R}$$

جدول 7.2 میں ان نتائج کو پیش کیا گیا ہے۔

برقی دباؤ ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت زیادہ سے زیادہ جبکہ اس کا خارجی مزاحمت کم سے کم درکار ہوتا ہے۔ اس جدول سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ واپسی اشارے کی شمولیت سے برقی دباؤ ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت بڑھتا ہے جبکہ اس کا خارجی مزاحمت گھٹتا ہے۔ جہاں ایکلینیفار کا داخلی اشارہ برقی دباؤ ہو وہاں زیادہ سے زیادہ داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔

جدول 7.2: واچی ایمپلیفائر کے داخلی اور خارجی مزاحمت

ایمپلیفائر کی قسم	داخلی مزاحمت	خارجی مزاحمت
برقی دباد	$R'_{if} = R'_i (1 + WA_V)$	$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA_v}$
برقی رو	$R'_{if} = \frac{R'_i}{1 + WA_I}$	$R_{of} = R_o (1 + WA'_i)$
موصل نما	$R'_{if} = R'_i (1 + WA_G)$	$R_{of} = R_o (1 + WA'_g)$
مزاحمت نما	$R'_{if} = \frac{R'_i}{1 + WA_R}$	$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA'_r}$

جبکہ اس کے برعکس جہاں داخلی اشارة برقی رو ہو دباد کم سے کم داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔ اسی طرح جہاں خارجی اشارة دباد کا ہو دباد کم سے کم خارجی مزاحمت درکار ہوتا ہے جبکہ خارجی اشارة برقی رو ہونے کی صورت میں زیادہ سے زیادہ خارجی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔ جدول سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تمام صورتوں میں واپسی اشارے کی شمولیت سے داخلی اور خارجی مزاحمت بہتر ہوتے ہیں۔ سوال 7.3 تا سوال 7.6 انہیں حقائق کو اجاگر کرتے ہیں۔ ان سوالات میں آپ یہ بھی دیکھیں گے کہ  $WA \gg 1$  کی صورت میں  $A_f \approx \frac{1}{W}$  لیا جا سکتا ہے۔

## 7.7 واپسی ایمپلیفائر کے جماعت بندی کی مثالیں

کسی بھی واپسی ایمپلیفائر کے جماعت بندی اس کے داخلی جانب مساوات 7.30 کے طرز کے مساوات سے کی جاتی ہے۔ ایسے مساوات میں  $X_0$  اور  $X_s$  سے جدول 7.1 کے تحت ایمپلیفائر کی جماعت اخذ کی جاتی ہے اور اگر دیا گیا ایمپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہو تب  $W$  استعمال کرتے ہوئے مساوات 7.35 سے اس کی افزائش لکھی جاسکتی ہے۔ واپسی ایمپلیفائر عموماً مساوات 7.34 پر پورا اترتے ہیں۔

اس حصے میں مساوات 7.30 کے طرز کی مساوات کا حصول دکھایا جائے گا۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کیا جائے گا کہ ایمپلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے لہذا افزائش کے لئے مساوات 7.35 استعمال کیا جائے گا۔

حسابی ایکلینیکر کی افزائش نہیں زیادہ ہوتی ہے۔ یوں اس پر مبنی واپسی دور مساوات 7.34 پر پورا اترتا ہے اور اس کی داخلی مساوات ہو بہو مساوات 7.30 کی طرح ہوتا ہے۔ یوں حسابی ایکلینیکر استعمال کرتے ہوئے کامل واپسی اور بناتے جاتے ہیں۔

ٹرانزسٹر ایکلینیکر کی افزائش عموماً بہت زیادہ نہیں ہوتی۔ یوں ٹرانزسٹر دور مساوات 7.34 پر پوری طرح پورا نہیں اترتا۔ اس کا داخلی مساوات اگرچہ مساوات 7.30 کی طرح ہوتا ہے مگر اس میں کئی غیر ضروری جزو بھی پائے جاتے ہیں۔ ان غیر ضروری اجزاء کی قیمت جتنی کم ہو اتنا بہتر واپسی ایکلینیکر بنتا ہے۔

### 7.7.1 داپچی برقی دباؤ ایکلینیکر

ثبت حسابی ایکلینیکر کو شکل 7.19 الف میں دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں اسی کو قدر مختلف طرز پر دبادہ بنایا گیا ہے جہاں اس میں واپسی اشارے کی بیچان آسانی سے ممکن ہے۔ شکل ب میں داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$(7.71) \quad V_i = V_s - V_f$$

لکھا جاسکتا ہے جہاں

$$(7.72) \quad V_f = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o = WV_o$$

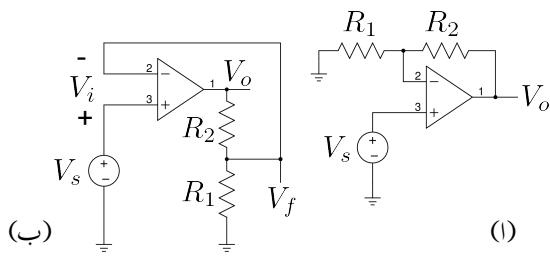
ہے۔ یوں

$$(7.73) \quad W = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 7.72 سے صاف ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی دباؤ کی صورت میں پایا جاتا ہے اور اس کو خارجی برقی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ اسی طرح مساوات 7.71 سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو برقی دباؤ کے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہے ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ ثبت حسابی ایکلینیکر واپسی برقی دباؤ ایکلینیکر کی قسم ہے۔ مزید یہ کہ مساوات 7.72 سے صاف ظاہر ہے کہ  $R_1$  اور  $R_2$  مل کر واپس کار کا کردار ادا کرتے ہیں۔ اس حصے میں اپنی پوری توجہ واپس کار بیچانے پر رکھیں۔

$$\begin{aligned}
 V_i &= V_s - V_f \\
 V_f &= \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o \\
 &= W V_o \\
 W &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\
 A_V &= \frac{1}{W} \\
 &= 1 + \frac{R_2}{R_1}
 \end{aligned}$$



شکل 7.19: ثابت حسابی ایمپلینیٹر ایک واپسی بر قی دباؤ ایمپلینیٹر ہے

حسابی ایمپلینیٹر کی افزائش  $A_v$  نہایت زیادہ ہوتی ہے لہذا ثابت ایمپلینیٹر مساوات 7.34 پر پورا اترتتا ہے اور یوں مساوات 7.35 کے تحت

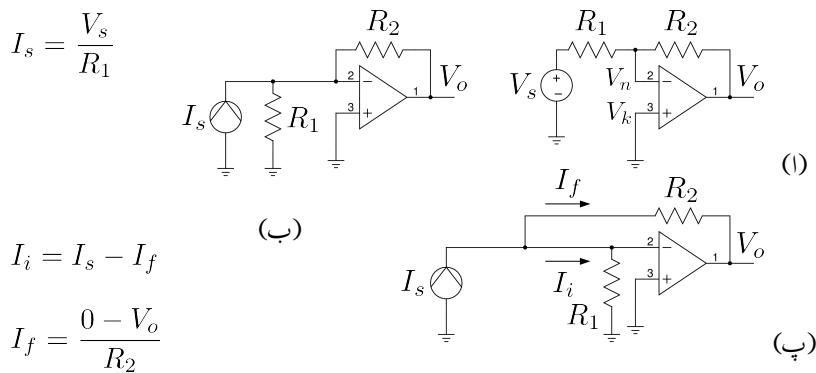
$$(7.74) \quad A_{vf} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ ہم جانتے ہیں کہ درست جواب ہے۔

حسابی ایمپلینیٹر کا ایک منفی داخلی سوا جبکہ دوسرا مثبت داخلی سوا ہے۔ اس حصے میں واپسی ایمپلینیٹر میں داخلی اشارہ  $V_s$  کو ثابت داخلی سرے پر مہیا کیا گیا جبکہ واپسی اشارہ  $V_f$  کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو دو مختلف داخلی سروں پر مہیا کیا جائے، انہیں سلسلہ وار جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف بر قی دباؤ کے اشارات کو ہی سلسلہ وار جوڑا جاسکتا ہے لہذا اسکی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو بر قی دباؤ اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھوین شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو بر قی دباؤ (معنی  $V_f$ ) کی صورت میں حاصل کریں۔  $V_f$  کے مساوات سے یہ بتانا ممکن ہو گا کہ آیا  $V_o$  یا  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایمپلینیٹر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

### 7.7.2 واپسی مزاحمت نما ایمپلینیٹر

شکل 7.20 الف میں منفی حسابی ایمپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی اشارے کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں



شکل 7.20: منفی حسابی ایکلینیاٹر ایک واپسی مزاجت نما ایکلینیاٹر ہے

$$(7.75) \quad I_s = \frac{V_s}{R_1}$$

ہو گا۔ شکل پ کے داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے مساوات 7.29 کے طرز پر

$$(7.76) \quad I_i = I_s - I_f$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں قانون اہم کی مدد سے

$$(7.77) \quad I_f = \frac{V_n - V_o}{R_2} = \frac{0 - V_o}{R_2} = WV_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات لکھتے ہوئے یاد رہے کہ حسابی ایکلینیاٹر کے منفی اور ثابت داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ رہتا ہے۔ چونکہ یہاں ثبت داخلی سرا برقی زمین پر ہے لہذا  $V_k = 0$  ہو گا اور اس طرح  $0 = V_n = 0$  حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.77 سے ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی رو کی صورت میں ہے اور اس کو خارجی برقی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ مساوات 7.76 سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو برقی رو کے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہے ہے۔ یوں ان دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ منفی حسابی ایکلینیاٹر دراصل واپسی مزاجت نما ایکلینیاٹر کی قسم ہے۔ مندرجہ بالا مساوات سے

$$(7.78) \quad W = -\frac{1}{R_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_2$  ہی واپس کار ہے۔

حسابی ایکلیفائر کی افراکش نہایت زیادہ ہوتی ہے لہذا منفی ایکلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتتا ہے اور یوں مساوات کے تحت 7.35

$$(7.79) \quad A_{rf} = \frac{V_o}{I_s} \approx \frac{1}{W} = -R_2$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.75 کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(7.80) \quad \frac{V_o}{\left(\frac{V_s}{R_1}\right)} = -R_2$$

$$(7.81) \quad \frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}$$

جو کہ منفی حسابی ایکلیفائر کی جانی پہچانی مساوات ہے۔

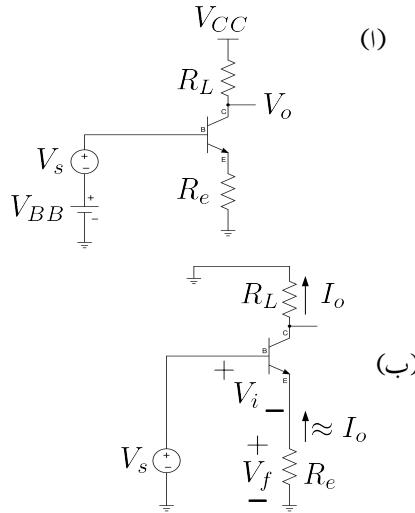
اس حصے میں واپسی مزاجمت نما ایکلیفائر میں داخلی اشارے کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا۔ اسی طرح واپسی اشارے کو بھی منفی داخلی سرے پر ہی مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو ایک ہی داخلی سرے پر مہیا کیا جائے، انہیں متوازی جٹا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی رو کے اشارات کو ہی متوازی جوڑا جا سکتا ہے لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی رو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو نارٹن شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو برقی رو (یعنی  $I_f$ ) کی صورت میں حاصل کریں۔  $I_f$  کے مساوات سے یہ بتانا ممکن ہو گا کہ آیا خارجی برقی دباؤ یا خارجی برقی رو سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایکلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

### 7.7.3 واپسی موصل نما ایکلیفائر

شکل 7.21 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ  $R_L$  ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں ہاریک اشاراتی تجزیے کی غرض سے  $V_{BB} = 0$  اور  $V_{CC} = 0$  لئے گئے ہیں۔ مزید ٹرانزسٹر کے  $V_i$  کو  $V_{be}$  کھٹھے ہوئے

$$\begin{aligned} V_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - (-I_o R_e) \\ &= V_s - W I_o \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_i &= V_s - V_f \\V_f &= -I_o R_e \\W &= -R_e \\A_{gf} &\approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e}\end{aligned}$$



شکل 7.21: براز ستر کا واپسی موصل نما ایکلینیاٹ

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کا ( $X_i = X_s - WX_o$ ) کے ساتھ موازنہ کرنے سے

$$(7.82) \quad W = -R_e$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ یہ واپسی موصل نما ایکلینیاٹ ہے اور یوں

$$(7.83) \quad A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} \approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔

حصہ 7.3.2 میں چند بنیادی مفروضے بیان کئے گئے جس کے پہلی شق کے مطابق  $W$  کے قیمت پر بوجھ  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں ہو سکتا یوں  $W$  کی قیمت یا اس کی مساوات حاصل کرتے وقت یہ خیال رہے کہ اس پر بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔ اگر  $I_o = \frac{V_o}{R_L}$  لکھا جائے تو  $V_f = -\frac{R_e}{R_L}V_o$  لکھا جا سکتا ہے جس سے  $W = -\frac{R_e}{R_L}$  حاصل ہو گا۔ حاصل  $W$  کی قیمت  $R_L$  پر تمحیر ہے جو قابل قبول نہیں۔ اسی لئے اس کو غلط جواب تصور کرتے ہوئے رد کیا جاتا ہے۔

حاصل کردہ  $A_{gf}$  کے استعمال سے  $\frac{V_o}{V_s}$  یعنی  $A_{vf}$  حاصل کرتے ہیں۔ چونکہ  $I_o R_L = V_o$  ہے لذا

$$(7.84) \quad A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o R_L}{V_s} = \left( \frac{I_o}{V_s} \right) R_L = A_{gf} R_L = -\frac{R_L}{R_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مساوات کے مطابق  $\frac{V_o}{V_s}$  کی قیمت  $R_L$  سے منسلک ہے۔ اس لئے اگرچہ اسے بر قی دباؤ کا جیٹ بڑھانے کی خاطر استعمال کیا جا سکتا ہے مگر یہ ہرگز بر قی دباؤ ایمپلینیٹر نہیں ہے اور جب بھی بوجھ  $R_L$  تبدیل کی جائے اس ایمپلینیٹر کی شرح تبدیل ہو جائے گی۔ اس کے بر عکس مساوات 7.83 کے تحت  $\frac{I_o}{V_s}$  کے قیمت پر  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں لدا اس ایمپلینیٹر کو واپسی موصل نما ایمپلینیٹر تصور کیا جائے گا۔

شکل پ میں  $R_s$  بھی شامل کیا گیا ہے۔ یہاں  $R_s$  کو ایمپلینیٹر کا اندر ونی حصہ تصور کرتے ہوئے  $V_i = V_s - V_f$  لکھا جا سکتا ہے۔ یوں مندرجہ بالا تمام تبصرہ اس شکل کے لئے بھی درست ہے۔

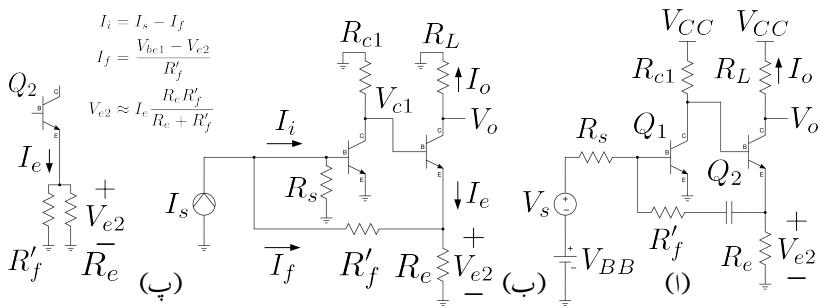
ٹرانزسٹر کے  $B$  اور  $E$  کو دو علیحدہ داخلی سرے تصور کیا جا سکتا ہے<sup>18</sup>۔ یوں اس حصے میں واپسی موصل نما ایمپلینیٹر میں داخلی اشارے کو  $B$  پر مہیا کیا گیا جبکہ واپسی اشارے کو  $E$  پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو دو مختلف داخلی سروں پر مہیا کیا جائے، انہیں سلسلہ وار جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف بر قی دباؤ اشارات ہی سلسلہ وار جوڑے جاسکتے ہیں لذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو بر قی دباؤ اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھوڑن شکل دیں جبکہ واپسی اشارے کی مساوات کو بر قی دباؤ (یعنی  $V_f$ ) کی صورت میں حاصل کریں۔

واپسی اشارے کی مساوات سے یہ بتانا ممکن ہو گا کہ آیا  $V_o$  یا  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایمپلینیٹر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔ اس صورت میں  $B$  اور  $E$  کے مابین بر قی دباؤ کو  $V_i$  لکھا جائے گا۔

#### 7.7.4 واپسی بر قی روایمپلینیٹر

شکل 7.22 اف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ  $R_L$  ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے گلگھ پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی تجربے کی غرض سے کپسٹر کو قصر دور اور  $0 = V_{CC} = V_{BB}$  لیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کا نادرٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے اور  $R_s$  کو ایمپلینیٹر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے بر قی روکی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

<sup>18</sup> ایس کرتے ہوئے  $B$  کو منفی جبکہ  $E$  کو مشتمل داخلی سر تصور کریں



شکل 7.22: ٹرانزسٹر کا واپسی بر قی روایپلینفائر

$$I_i = I_s - I_f$$

جہاں

$$I_f = \frac{V_{be1} - V_{e2}}{R'_f}$$

کے برابر ہے۔ کامل واپسی ادوار میں واپسی اشارے کی مساوات  $X_f = WX_o$  ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر واپسی ادوار کامل ادوار نہیں ہوتے۔ مندرجہ بالا مساوات میں  $\frac{V_{be1}}{R'_f}$  کا واپسی اشارہ پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں چونکہ  $V_{be1}$  داخلی جانب کا متغیر ہے ناکہ خارجی جانب کا۔ یوں مندرجہ بالا مساوات میں  $\frac{V_{be1}}{R'_f}$  غیر ضروری جزو ہے۔ یہ جزو اس لئے پایا گیا ہے کہ ٹرانزسٹر ادوار کامل واپسی ادوار نہیں ہوتے۔ اس غیر ضروری جزو کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$I_f \approx -\frac{V_{e2}}{R'_f}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح جیسے شکل پ میں دکھایا گیا ہے،  $V_{be1}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے (یعنی  $0 = V_{be1}$  لیتے ہوئے) اور  $R'_f$  اور  $R_e$  کو متوالی تصور کیا جا سکتا ہے اور یوں

$$\begin{aligned}
 V_{e2} &\approx I_e \left( \frac{R_e R'_f}{R_e + R'_f} \right) \\
 &= -I_o \left( \frac{R_e R'_f}{R_e + R'_f} \right)
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں  $I_o - I_e \approx$  کے برابر لیا گیا ہے۔ اس طرح

$$I_f \approx -\frac{V_{e2}}{R'_f} = \left( \frac{R_e}{R_e + R'_f} \right) I_o$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$W = \frac{R_e}{R_e + R'_f}$$

حاصل ہوتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ واپسی بر قی رو ایکلینیفار ہے اور یوں

$$(7.85) \quad A_{if} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R'_f}{R_e}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

اس ایکلینیفار کا  $\frac{V_o}{V_s}$  یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$(7.86) \quad A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o R_L}{I_s R_s} = \left( \frac{I_o}{I_s} \right) \left( \frac{R_L}{R_s} \right)$$

$$= A_{if} \left( \frac{R_L}{R_s} \right) = \left( 1 + \frac{R'_f}{R_e} \right) \left( \frac{R_L}{R_s} \right)$$

اس حصے میں داخلی اور واپسی دونوں اشارات کو ٹرانزسٹر کے B پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی ان دو اشارات کو ایک ہی داخلی سرے پر مہیا کیا جائے، انہیں متوازنی جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف بر قی رو اشارات ہی متوازنی جوڑے جا سکتے ہیں لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو بر قی رو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو نارٹن شکل دیں جبکہ واپسی اشارے کی مساوات کو بر قی رو (یعنی  $I_f$ ) کی صورت میں حاصل کریں۔ واپسی اشارے کی مساوات سے یہ بتلانا ممکن ہو گا کہ آیا  $V_o$  یا  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایکلینیفار کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

جس داخلی سرے پر داخلی اشارہ جڑا ہو اگر اسی نقطے پر مزاحمت (یا کپیسٹر وغیرہ) کا ایک سرا جڑا ہو جبکہ اس مزاحمت (یا کپیسٹر) کا دوسرا سرا ایکلینیفار کے خارجی جانب جڑا ہو تو ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات متوازنی جڑے ہوتے ہیں۔

## 7.7.5 داپی مزاحمت نما ایکلینیٹر

شکل 7.23 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ  $R_L$  ٹرانزسٹر کے  $E$  پر لکایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشارتی تجزیے کی غرض سے کپیسٹر کو قصر دور کیا گیا ہے اور  $V_{CC} = V_{BB} = 0$  لیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے اور  $R_s$  کو ایکلینیٹر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.87) \quad I_i = I_s - I_f$$

جہاں  $I_s = \frac{V_s}{R_s}$  اور

$$\begin{aligned} I_f &= \frac{V_{be} - V_o}{R_f} \\ &= \frac{V_{be}}{R_f} - \frac{V_o}{R_f} \end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ اس مساوات میں  $\frac{V_{be}}{R_f}$  کا واپسی اشارہ پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں البتہ  $\frac{V_o}{R_f}$  — خارجی برتنی دباؤ پر مخصر واپسی اشارہ ہے یوں مساوات کے پہلے جزو کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_f &\approx -\frac{V_o}{R_f} \\ &= WV_o \\ W &= -\frac{1}{R_f} \end{aligned}$$

اور یوں مساوات 7.87 کو ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_i &\approx I_s - \left( -\frac{V_o}{R_f} \right) \\ &= I_s - WV_o \end{aligned}$$

جس سے ہم کہہ سکتے ہیں کہ یہ مزاحمت نما واپسی ایکلینیٹر ہے اور یوں

$$(7.88) \quad A_{rf} \approx \frac{1}{W} = -R_f$$

ہو گا۔

$$\begin{aligned}
 I_i &= I_s - I_f \\
 I_f &= \frac{V_{be} - V_o}{R_f} \approx -\frac{V_o}{R_f} \\
 &= WV_o \\
 W &= \frac{1}{R_f} \\
 A_{rf} &= \frac{1}{W} = -R_f \quad (\text{ب})
 \end{aligned}
 \quad
 \begin{array}{c}
 \text{Circuit Diagram:} \\
 \text{Input: } I_i \rightarrow R_f \rightarrow V_o \\
 \text{Bias: } I_s \rightarrow V_{be} \rightarrow R_s \rightarrow V_o \\
 \text{Output: } V_o \rightarrow R_L \rightarrow V_{CC}
 \end{array}
 \quad (0)$$

شکل 7.23: ٹرانزسٹر کا وابی مزاحمت نمایمپلیفیاٹر

اسی ایمپلیفیاٹر کا  $A_{vf}$  یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$(7.89) \quad A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_s R_s} = \left( \frac{V_o}{I_s} \right) \frac{1}{R_s} = \frac{A_{rf}}{R_s} = -\frac{R_f}{R_s}$$

اسی طرح یوں حاصل ہو گا

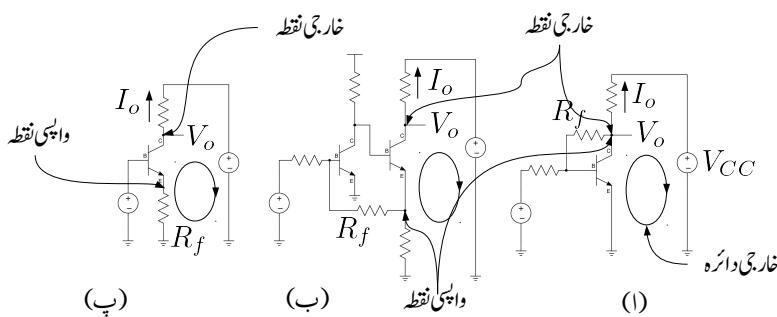
$$(7.90) \quad A_{if} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s} = \left( \frac{V_o}{I_s} \right) \frac{1}{R_L} = \frac{A_{rf}}{R_L} = -\frac{R_f}{R_L}$$

اور  $\frac{I_o}{V_s}$  کو یوں

$$(7.91) \quad A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s R_s} = \left( \frac{V_o}{I_s} \right) \frac{R_s}{R_L} = A_{rf} \frac{R_s}{R_L} = -\frac{R_f R_s}{R_L}$$

شکل 7.24 الف، ب اور پ میں شکل 7.22 اور شکل 7.23 دو بارہ دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف پر غور کریں۔ اس میں خارجی دائرے کی نشاندہی کی گئی ہے۔ خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_0$  اور بر قی رو  $I_0$  کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ ٹرانزسٹر کے C جہاں سے  $V_0$  یا (اور)  $I_0$  حاصل کیا گیا ہے کو خارجی نقطے قرار دیا گیا ہے۔ بوجھ  $R_L$  کو خارجی نقطے پر جوڑا جاتا ہے۔ اسی طرح وابی نقطے کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ یہ وہ نقطہ ہے جہاں سے واپس کار اشارہ حاصل کرتا ہے۔ بیہاں  $R_f$  بطور واپس کار کردار ادا کر رہا ہے۔ اس شکل میں واپسی نقطہ اور خارجی نقطہ دونوں ایک ہی جوڑ پر پائے جاتے ہیں۔ ایسی صورت جہاں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ ایک ہی جوڑ پر پائے جائیں میں واپس کار خارجی بر قی دباؤ  $V_0$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 ب میں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ دو علیحدہ علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں۔ یوں واپسی اشارے کو اس جوڑ سے حاصل نہیں کیا گیا جہاں سے  $V_0$  یا  $I_0$  حاصل کیا گیا ہے۔ البتہ واپسی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا



شکل 7.24: واپسی نقطہ

گیا ہے۔ خارجی دائرہ وہ دائرہ ہے جس میں خارجی برقی رو  $I_o$  کا بہاؤ ہوتا ہے۔ ایسی صورت چہاں خارجی نقطے اور واپسی نقطے دو علیحدہ جوڑ پر پائے جائیں میں واپس کار خارجی برقی رو  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 پ میں مزاحمت  $R_e$  کو  $R_f$  لکھا گیا ہے۔ یہاں بھی خارجی اور واپسی نقطے دو علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں لہذا یہاں بھی واپس کار خارجی برقی رو  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

## 7.8 واپسی ایکلینیاٹر کا تفصیلی تجزیہ

اب تک مساوات 7.34 پر پورا اترتے واپسی ایکلینیاٹروں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں ان واپسی ایکلینیاٹر پر غور کیا جائے گا جو اس مساوات پر پورا نہیں اترتے ایسا کرتے وقت ایکلینیاٹر کو دو حصوں یعنی بنیادی ایکلینیاٹر A اور واپس کار W میں تقسیم کیا جاتا ہے۔ واپسی ایکلینیاٹر میں واپسی اشارے کو صفر کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کو شامل کرتے ہوئے بنیادی ایکلینیاٹر حاصل کیا جاتا ہے۔ مندرجہ ذیل اقسام کی مدد سے ایسا کیا جاتا ہے۔

بنیادی ایکلینیاٹر کا داخلی حصہ حاصل کرنے کی خاطر خارجی اشارہ  $X_o$  کی قیمت کو صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

- اگر خارجی برقی دباؤ  $V_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہو (یعنی  $X_o = W X_f$ ) تو خارجی برقی دباؤ کو قصر دور کر کے  $V_o = 0$  کر دیا جاتا ہے جس سے  $X_f$  بھی صفر ہو جاتا ہے۔

- اس کے برعکس اگر واپسی اشارة کو  $I_0$  سے حاصل کیا گیا ہو تو خارجی دائرے کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔ یوں  $0 = I_0$  ہو جاتا ہے جس سے  $X_f$  بھی صفر ہو جاتا ہے۔

بنیادی ایمپلینیٹر کا خارجی حصہ حاصل کرنے کی خاطر کل داخلی اشارہ  $X_i$  کی قیمت صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

- اگر داخلی اور واپسی اشارات متوازی جڑے ہوں تب یہ دونوں برقی رو اشارات ہوں گے۔ انہیں قصر دور کرنے سے  $0 = I_i$  کیا جاتا ہے۔

- اس کے برعکس اگر داخلی اور واپسی اشارات سلسلہ وار جڑے ہوں تب یہ دونوں برقی دباؤ اشارات ہوں گے۔ داخلی دائرے کو کھلے سرے کرنے سے  $0 = V_i$  کیا جاتا ہے۔

اس ترکیب سے واپسی اشارہ کے اثرات کو ختم کر دیا جاتا ہے جبکہ بنیادی ایمپلینیٹر پر واپس کار کے بوجھ کے اثرات برقرار رہنے دئے جاتے ہیں۔ اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایمپلینیٹر حل کرنے کے مکمل اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

- پہلے یہ فیصلہ کریں کہ  $X_f$  برقی دباؤ یا برقی رو کا اشارہ ہے۔ اگر  $X_f$  داخلی اشارہ  $X_s$  کے ساتھ سلسلہ وار جڑا ہو تو  $X_f$  برقی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر یہ  $X_s$  کے ساتھ متوازی جڑا ہو تو  $X_f$  برقی رو اشارہ ہو گا۔ اسی طرح فیصلہ کریں کہ  $X_0$  برقی دباؤ یا برقی رو اشارہ ہے۔ اگر  $X_f$  کو  $X_0$  جوڑ سے حاصل کیا گیا ہو تو  $X_0$  برقی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر  $X_f$  خارجی دائرہ سے حاصل کیا گیا ہو تو  $X_0$  برقی رو اشارہ ہو گا۔

- واپسی ایمپلینیٹر کی جماعت دریافت کریں۔ اگر  $X_s$  اور  $X_f$  سلسلہ وار جڑے ہوں تب  $X_f$  برقی دباؤ اشارہ یعنی  $V_f$  ہو گا اور اگر یہ دونوں متوازی جڑے ہوں تب  $X_f$  برقی رو اشارہ یعنی  $I_f$  ہو گا۔ اسی طرح اگر واپسی اشارے کو خارجی نقطے سے حاصل کیا گیا ہو تو واپسی اشارة کو  $V_0$  سے حاصل کیا ہو گا اور خارجی اشارے کو  $V_0$  تصور کیا جائے گا۔ اس کے برعکس اگر واپسی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا گیا ہو تو خارجی اشارہ  $I_0$  تصور کیا جائے گا۔

- واپسی اشارے کا اثر ختم کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کے اثر کو برقرار رکھتے ہوئے مندرجہ بالا قوانین کی مدد سے بنیادی ایمپلینیٹر کا دور حاصل کریں۔ اگر  $X_s$  اور  $X_f$  سلسلہ وار جڑے ہوں تب داخلی اشارہ  $X_s$  کا تھوین مساوی دور استعمال کریں۔ اس کے برعکس اگر  $X_f$  اور  $X_s$  متوازی جڑے ہوں تب داخلی اشارہ  $X_s$  کا نادرٹن مساوی دور استعمال کریں۔

• بنیادی ایکلینیفار میں ٹرانزسٹر کا ریاضی عمومہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور حاصل کریں اور اس میں  $X_f$  اور  $X_0$  کی نشاندہی کریں۔

• واپسی اشارے  $X_f = WX_0$  کی مساوات حاصل کریں جس سے  $W$  کی قیمت حاصل ہو گی۔

• کرخوف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے بنیادی ایکلینیفار سے انفرائش  $A$ ، داخلی مزاحمت  $i$   $R_i$  اور خارجی مزاحمت  $R_0$  حاصل کریں۔

• مندرجہ بالا حاصل کردہ معلومات سے  $A_f$ ،  $R_{of}$  اور  $R'_{if}$  حاصل کریں۔

آئیں اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایکلینیفار حل کریں۔

## 7.9 واپسی بر قی دباؤ ایکلینیفار

شکل 7.25 الف میں واپسی بر قی دباؤ ایکلینیفار دکھایا گیا ہے۔ نقطہ مائل حاصل کرنے کی خاطر  $V_s$  کے ساتھ  $V_{BB}$  سلسلہ وار تصور کریں جس کو شکل میں نہیں دکھایا گیا تاکہ اصل مضمون پر توجہ رکھنی آسان ہو۔ اس دور کو قدم با قدم حل کرتے ہیں۔

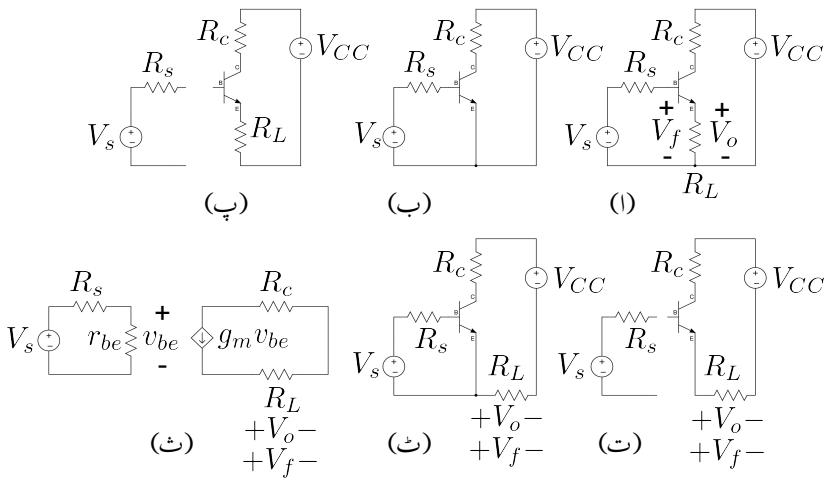
پہلے قدم پر اس کی جماعت جانا ضروری ہے۔ اس دور پر تفصیلی بحث ہو چکی ہے۔ یہ واپسی بر قی دباؤ ایکلینیفار ہے۔

چونکہ  $V_0$  سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے لہذا، بنیادی ایکلینیفار کا داخلی مساوی دور حاصل کرنے کی خاطر  $V_0$  کو قصر دور کرتے ہیں۔ ایسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں صرف داخلی دائے پر نظر رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.92) \quad V_s = I_s R_s + V_{be}$$

چونکہ داخلی جانب  $V_s$  اور  $V_0$  سلسلہ وار جڑے ہیں لہذا بنیادی ایکلینیفار کا خارجی مساوی دور حاصل کرنے کی خاطر داخلی دائے کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔ ایسا شکل پ میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں صرف خارجی دائے پر نظر رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.93) \quad V_{CC} = I_c R_c + V_{ce} + I_c R_L$$



شکل 7.25: بنیادی ایکپیٹیاگر کا حصول

شکل پ کو قدر مختلف طرز پر شکل ت میں دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں  $V_o$  اور  $V_f$  کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ آپ تسلی کر لیں کہ اس شکل کے خارجی دائروں کی مساوات بھی مندرجہ بالا مساوات ہی ہے۔ شکل ب کے داخلی مساوی دور اور شکل ت کے خارجی مساوی دور کو ملا کر شکل ت حاصل ہوتا ہے۔ شکل ت کے داخلی اور خارجی مساوات یوں حاصل ہوں گے۔

$$(7.94) \quad V_s = I_s R_s + V_{be}$$

$$(7.95) \quad V_{CC} = I_c R_c + V_{ce} + I_c R_L$$

یہ بالکل مساوات 7.92 اور مساوات 7.93 ہی ہیں۔

شکل ت میں ٹرانزسٹر کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ت کا باریک اشاراتی دور حاصل کیا گیا ہے۔ اس سے

$$(7.96) \quad A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_c} \times \frac{I_c}{V_{be}} \times \frac{V_{be}}{V_s} = \frac{R_L g_m r_{be}}{R_s + r_{be}} = \frac{\beta R_L}{R_s + r_{be}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں مساوات 3.188 کے تحت  $g_m r_{be} = \beta$  ہے۔ شکل ت سے  $V_o = V_f = V_o$  ہے۔ اس طرح

$$(7.97) \quad M = 1 + W A_V = 1 + \frac{\beta R_L}{R_s + r_{be}} = \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}}$$

- ہے

بنیادی ایمپلیگنر کا داخلی مزاجمت

$$(7.98) \quad R'_i = R_s + r_{be}$$

کے برابر ہے اور یوں

$$(7.99) \quad R'_{if} = MR'_i = (R_s + r_{be}) \times \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}} = R_s + r_{be} + \beta R_L$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 7.41 کے تحت  $A'_v = A_V|_{R_L \rightarrow \infty}$  ہے۔ یوں مساوات 7.96 میں  $\infty$  کے استعمال سے  $R_L \rightarrow \infty$  حاصل ہوتا ہے۔ خارجی مزاجمت  $R_o$  حاصل کرتے وقت بوجھ  $R_L$  کو ایمپلیگنر کا حصہ تصور نہیں کیا جاتا اور یوں شکل ٹسے  $\infty = R_o$  حاصل ہوتا ہے جس سے

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + WA'_v} = \frac{\infty}{\infty}$$

حاصل ہوتا ہے جس کا کوئی مطلب نہیں۔

مساوات 7.100 سے خارجی مزاجمت حاصل کرنا ممکن نہیں۔  $R_{of}$  حاصل کرنے کی خاطر دور سے پہلے حاصل کریں اور پھر مساوات 7.64 کی مدد سے  $R_o$  حاصل کریں۔

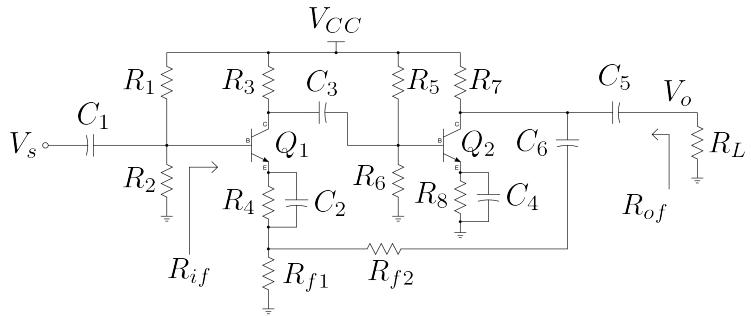
$R_L$  کی شمولیت سے  $R'_o$  کی قیمت  $R_L$  کے برابر ہے۔ اس طرح

$$(7.100) \quad R'_{of} = \frac{R'_o}{M} = \frac{R_L(R_s + r_{be})}{R_s + r_{be} + \beta R_L}$$

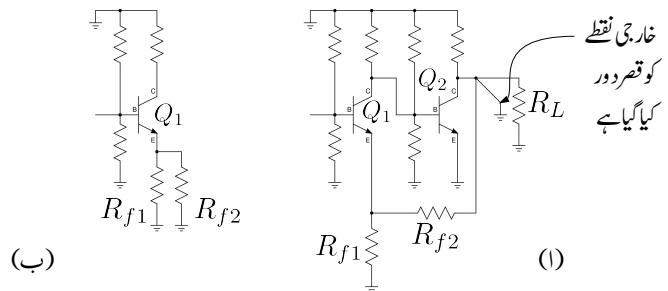
اور

$$(7.101) \quad R_{of} = R'_{of} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{R_s + r_{be}}{\beta}$$

حاصل ہوتا ہے۔



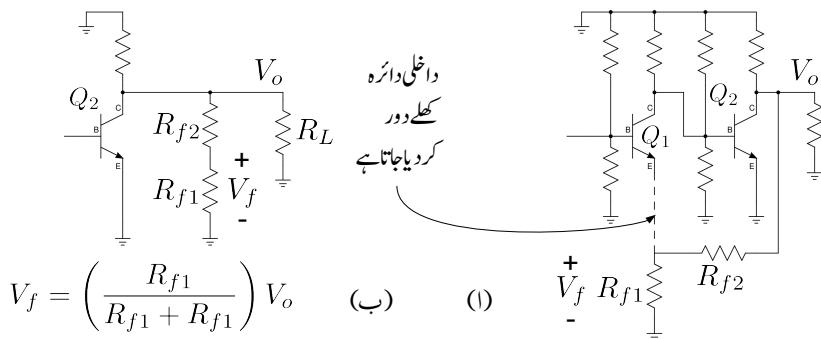
شکل 7.26: دو درجہ زنجیری وابی برقی دباؤ ایمپلیفیاٹر



شکل 7.27: دو درجہ زنجیری وابی برقی دباؤ ایمپلیفیاٹر کے داخلی حصے کا حصول

### 7.10 وابی برقی دباؤ زنجیری ایمپلیفیاٹر

شکل 7.26 میں دو کڑی زنجیری ایمپلیفیاٹر دکھایا گیا ہے۔ درکار تعداد پر تمام کپسیٹروں کو قصر دور تصور کریں۔ اس ایمپلیفیاٹر میں خارجی برقی دباؤ  $V_o$  سے وابی اشارہ  $V_f$  حاصل کیا گیا ہے لہذا بنیادی ایمپلیفیاٹر کے داخلی جانب کا دور حاصل کرتے وقت خارجی نقطے کو قصر دور کیا جائے گا۔ چونکہ  $V_o$  کو  $R_L$  پر ناپا جاتا ہے لہذا خارجی نقطے کو قصر دور کرنے سے مراد اس نقطے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑنا ہے۔ شکل 7.27 الف میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے  $R_{f1}$  اور  $R_{f2}$  متوatzی جڑ جاتے ہیں۔ اس ایمپلیفیاٹر میں  $V_f$  اور  $V_s$  سلسلہ وار جڑے ہیں لہذا بنیادی ایمپلیفیاٹر کے خارجی جانب کا دور حاصل کرتے وقت داخلی دائرے کو کھلے دور کیا جائے گا۔ اس دائرة

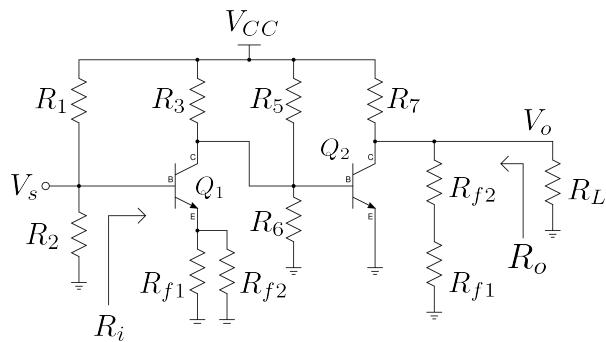


شکل 7.28: دو درجہ زنجیری وابپی برقی دبادز خجیری کے خارجی حصے کا حصول

کو  $Q_1$  کے بیس یا اس کے ایمپلیناٹر پر کھلے دور کیا جاسکتا ہے۔ شکل 7.28 اف میں داخلی دائرة کو  $Q_1$  کے ایمپلیناٹر پر کھلے دور کیا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے  $R_{f1}$  اور  $R_{f2}$  خارجی جانب سلسلہ وار ہر جاتے ہیں۔ شکل 7.29 کو زنجیری ضرب سے با آسانی حل کرتے ہوئے  $A_v$  حاصل کی جاسکتی ہے۔ اسی طرح اس بنیادی ایمپلیناٹر کا  $R_o$  اور  $R_o'$  بھی حاصل کیا جاسکتا ہے۔ شکل سے والپس کار کا  $W$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.102) \quad W = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}}$$

ان تمام معلومات سے  $R_{o'}$  اور  $A_{vf}$  حاصل کیا جاسکتا ہے۔



شکل 7.29: دو درجہ زنجیری وابی برقی دباؤ ایپلیفائر کا بنیادی ایپلیفائر

## سوالات

سوال 7.1: ایک سادہ ایپلیفائر کی افزائش میں مختلف وجوہات کی بنا پر 7% کے فرق پیدا ہوتا ہے۔ اس ایپلیفائر میں وابی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ یوں حاصل وابی ایپلیفائر کی افزائش میں انہیں وجوہات کی بنا پر صرف 1% کا فرق پیدا ہوتا ہے۔  $M$  کی قیمت حاصل کریں۔ اگر سادہ ایپلیفائر کی افزائش  $\frac{V_o}{V_s} = 245$  تھی تب وابی ایپلیفائر کے افزائش اور وابی 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 ایپلیفائر کا بلند انقطاعی تعدد  $200 \text{ kHz}$  ہو تو وابی ایپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد کیا ہو گی۔

$$\text{جواب: } 1.4 \text{ MHz}$$

سوال 7.3: ایک وابی برقی دباؤ ایپلیفائر کے  $\frac{V_o}{V_s} = 2000$ ،  $A'_v = 500 \Omega$  اور  $R_i = 2 \text{ k}\Omega$  اور  $R_o = 500 \Omega$  ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s = 1 \text{ k}\Omega$  جبکہ برقی بوجھ  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  ہیں۔ اس ایپلیفائر میں وابی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ وابی کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{V}{V}$  ہے۔ وابی ایپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 24 \Omega, R'_{if} = 60 \text{ k}\Omega, A_{vf} = 95 \frac{V}{V}$$

سوال 7.4: ایک واپسی بر قی روا ایمپلیفائر کے  $\frac{A}{A}$  کے  $A_i = 2000 \Omega$  اور  $R_o = 5 k\Omega$  ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s = 5 k\Omega$  جبکہ بر قی بوجھ  $R_L = 1 k\Omega$  ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپسی کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{A}{A}$  ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 96 k\Omega, R'_{if} = 28 \Omega, A_{if} = 94 \frac{A}{A}$$

سوال 7.5: ایک موصل نما ایمپلیفائر کے  $\frac{A}{V}$  کے  $A_g = 2000 \Omega$  اور  $R_o = 500 \Omega$  اور  $R_i = 5 k\Omega$  جبکہ بر قی بوجھ  $R_s = 500 \Omega$  ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپسی کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{V}{A}$  ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 9.59 k\Omega, R'_{if} = 39 k\Omega, A_{gf} = 86 \frac{A}{V}$$

سوال 7.6: ایک مزاحمت نما ایمپلیفائر کے  $\frac{V}{A}$  کے  $A_r = 2000 \Omega$  اور  $R_o = 5 k\Omega$  ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s = 5 k\Omega$  جبکہ بر قی بوجھ  $R_L = 10 k\Omega$  ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپسی کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{A}{V}$  ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } R_{of} = 238 \Omega, R'_{if} = 32 \Omega, A_{rf} = 93 \frac{V}{A}$$

سوال 7.7: آپ کے پاس  $\frac{V}{V}$  کا بر قی دباؤ ایمپلیفائر موجود ہے جس کا داخلی مزاحمت  $5 k\Omega$  اور خارجی مزاحمت  $500 \Omega$  ہیں۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے واپسی بر قی دباؤ کا ایمپلیفائر تخلیق دیں جس کی افزائش  $12.5 \frac{V}{V}$  ہو۔ داخلی اشارے کی مزاحمت  $1 k\Omega$  اور بر قی بوجھ  $1.5 k\Omega$  متوقع ہیں۔  $R_{of}$  اور  $R'_{if}$  بھی حاصل کریں۔

جوابات:  $A_{vf} = 12.5 \frac{V}{V}$  اور  $R_{of} = 4.95 \Omega$  اور  $R'_{if} = 606 k\Omega$  دو کار ہے۔  $W = 0.08 \frac{V}{V}$

سوال 7.8: سوال 7.7 میں تخلیق کئے گئے واپسی ایمپلیفائر پر اگر  $3 k\Omega$  کا بوجھ لادا جائے تو اس کی  $A_{vf}$  کیا حاصل ہو گی۔

جواب: 12.4  $\frac{V}{V}$  بوجھ کی مزاحمت آدمی کرنے سے واپسی افراش میں صرف 0.8% کی تبدیلی آئی۔ واپسی ایکلیفائر یقیناً مُحکم ہے۔

سوال 7.9: سوال 7.7 میں تحقیق کردہ واپسی ایکلیفائر میں بنیادی ایکلیفائر کو تبدیل کرتے ہوئے  $\frac{V}{V}$  1500 کا ایکلیفائر نسب کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے  $A_{vf}$  کی نئی قیمت کیا حاصل ہو گی؟

جواب: 12.33  $\frac{V}{V}$  بنیادی ایکلیفائر کے افراش میں 25% تبدیل سے واپسی ایکلیفائر کے افراش میں صرف 1.36% کی تبدیلی پیدا ہوئی۔ واپسی ایکلیفائر کے مُحکم ہونے کی یہ ایک اچھی مثال ہے۔

سوال 7.10: ایک واپسی برقی دباؤ ایکلیفائر میں  $V_o = 12 \text{ V}$ ،  $V_s = 150 \text{ mV}$ ،  $V_f = 148 \text{ mV}$  اور  $R_o = R'_i = 2 \text{ k}\Omega$  اور  $R_{of} = 1950 \text{ }\Omega$  پائے جاتے ہیں۔ اس ایکلیفائر کے  $W$ ،  $A_V$  اور  $A_{vf}$  حاصل کریں۔ اگر بنیادی ایکلیفائر کا  $R_{of}'$  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 ایکلیفائر کی افراش  $\frac{A}{A}$  3000 جبکہ اسی سے حاصل واپسی ایکلیفائر کی افراش  $\frac{A}{A}$  15 ہے۔  $R_o = 15 \text{ k}\Omega$  اور  $R'_i = 20 \text{ k}\Omega$  اور  $R_{of} = 3 \text{ M}\Omega$  اور  $R'_{if} = 100 \text{ }\Omega$  حاصل کریں۔

جوابات:  $R_{of} = 3 \text{ M}\Omega$  اور  $R'_{if} = 100 \text{ }\Omega$

سوال 7.12: شکل 7.25 اف میں  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$  اور  $R_s = 2 \text{ k}\Omega$ ،  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ،  $\beta = 100$  اور  $R_{of} = R'_{if}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $R_{of} = R'_{if} = 103.5 \text{ k}\Omega$ ،  $A_{vf} = 0.957 \frac{V}{V}$ ،  $A_V = 22.22 \frac{V}{V}$ ،  $r_{be} = 2.5 \text{ k}\Omega$ ،  $35 \Omega$

سوال 7.13: سوال 7.12 میں کی قیمت 200 جبکہ  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$  ہی رکھتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔  $A_{vf}$  میں کتنے فی صد تبدیلی رو نما ہوئی۔

جوابات:  $R_{of} = 22.5 \text{ }\Omega$ ،  $R'_{if} = 204.5 \text{ k}\Omega$ ،  $A_{vf} = 0.978 \frac{V}{V}$  اور تبدیلی تقریباً 2% ہے۔

سوال 7.14: شکل 7.26 میں زنجیری ایکلیفائر دکھایا گیا ہے جبکہ مساوات 7.102 میں اس کے واپس کار کا مستقل  $W$  حاصل کیا گیا ہے۔  $A_{vf}$  حاصل کریں۔

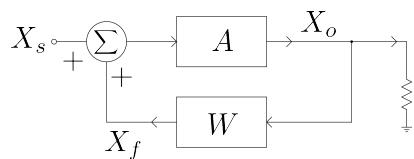
جواب:  $A_{vf} = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}}$

## الباب 8

### مرتعش

گزشتہ باب میں منفی واپسی ادوار پر غور کیا گیا۔ اس باب میں 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 دے بغیر اس سے ارتعاش کرتا خارجی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے۔ آئین مرتعش کی بنیادی کارکردگی شکل 8.1 کی مدد سے سمجھیں۔ تصور کریں کہ ایک لمحے کے لئے اس دور کو ارتعاش کرتا داخلی اشارہ  $X_s$  فراہم کرنے کے بعد  $X_s = 0$  کر دیا جاتا ہے۔ اس طرح ایک لمحے کے لئے اس دور میں ارتعاش کرتا خارجی اشارہ  $X_o$  نمودار ہو گا۔ واپسی دور  $X_o$  سے  $X_f = WX_o$  پیدا کرے گا جو کہ بنیادی ایکلیپسیٹر کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے۔ بنیادی ایکلیپسیٹر  $X$  سے خارجی اشارہ  $X_o = AX_f = WAX_o$  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  $WAX_o$  ہو گی۔ یہ اشارہ بھی جب واپسی دور اور بنیادی ایکلیپسیٹر میں ایک چکر کا ہے تو اس کی نئی قیمت

oscillator<sup>1</sup>



شکل 8.1: مثبت واپسی دور

$(WA)^2 X_0$  ہو جائے گی۔ اسی طرح  $n$  چکر کے بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ  $X_0$  کا  $WA = 1$  ہوتا ہے جبکہ بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ  $X_0 = 1^n X_0$  ہی ہو گا۔ اس طرح اگرچہ اس دور کو کوئی داخلی اشارہ نہیں دیا جا رہا یہ پھر بھی ارتقاش کرتا اشارہ  $X_0$  خارج کرتا رہے گا۔ ایسی خوبی رکھنے والے دور کو مرتعش کہتے ہیں۔

اس کے بر عکس اگر  $WA$  کی قیمت ایک (1) سے کم ہو، مثلاً  $0.9 = WA$  ہو، تب پہلی مرتبہ نمودار ہونے والا اشارہ  $X_0$  ایک چکر کے بعد کم ہو کر  $0.9 X_0$  رہ جائے گا۔ دو چکر کے بعد اس کی قیمت مزید کم ہو کر  $0.9^2 X_0 = 0.81 X_0$  رہ جائے گی اور یوں ہر چکر کے بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ کم ہوتے ہوتے آخر کار صفر قیمت اختیار کر لے گا۔

اسی طرح اگر  $WA$  کی قیمت ایک (1) سے زیادہ ہو، مثلاً  $1.1 = WA$  ہو، تب پہلی مرتبہ نمودار ہونے والا اشارہ  $X_0$  ایک چکر کے بعد بڑھ کر  $1.1 X_0$  ہو جائے گا۔ دو چکر کے بعد اس کی قیمت مزید بڑھ کر  $1.1^2 X_0 = 1.21 X_0$  ہو جائے گی اور یوں ہر چکر کے بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ بڑھتا رہے گا۔ خارجی اشارہ بڑھتے بڑھتے اس مقام تک پہنچ جائے گا جہاں بنیادی ایمپلیفائر غیر خطی خطی میں داخل ہونا شروع ہو جائے گا۔ غیر خطی خطی میں داخل ہوتے ہوئے بنیادی ایمپلیفائر کے افراکش کی قیمت گھٹھنا شروع ہو جائے گی اور یوں خارجی اشارے کے حیطے کا بڑھنا پہلے کم اور آخر کار اس کا بڑھنا مکمل طور ک جائے گا۔ جہاں ٹرانزسٹر کی افراکش سے اشارے کا حیطہ بڑھنا اور اشارے کا حیطہ بڑھنے سے ٹرانزسٹر کی افراکش کم ہونے کے اعمال توازن اختیار کر لیں، وہیں ارتقاشی اشارے کا حیطہ برقرار رہتا ہے۔ یہ اعمال غیر خطی نوعیت کے ہوتے ہیں جنہیں قلم و کاغذ سے حل کرتے ہوئے مرتعش کے خارجی اشارے کے حیطے کا حساب لگانا نہایت مشکل ہوتا ہے۔

کسی بھی مرتعش میں زیادہ دیر  $1 = WA$  رکھنا ممکن نہیں ہوتا۔ درجہ حرارت میں تبدیلی، وقت کے ساتھ بر قیانی پر زہ جات میں تبدیلی اور ایسے دیگر وجوہات کی بنا پر مرتعش چالو کرتے ہی  $1 \neq WA$  ہو جائے گا۔ اگر  $1 < WA$  ہو جائے تو ایسی صورت میں مرتعش رکھ جائے گا۔ اس کے بر عکس اگر  $WA$  کی قیمت 1 سے قدر زیادہ ہو جائے تو ایسی صورت میں مرتعش برقرار ارتقاشی اشارہ خارج کرتا ہے۔

مرتعش کے اس بنیادی اصول جسے مساوات 8.1 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے کو برکھازن کا اصول<sup>2</sup> کہتے ہیں۔<sup>3</sup>

(8.1)

$$WA = 1$$

---

Barkhausen criteria<sup>2</sup>  
<sup>3</sup> جمنی کے عالم طبیعت ہائزرج برکھازن نے اس اصول کو پیش کیا

اس مساوات کے دو پہلو ہیں۔ اس مساوات کے تحت  $1 = |WA|$  اور ساتھ ہی ساتھ  $2m\pi = /WA$  ہونا ضروری ہے جہاں  $m = 0, 1, 2 \dots$  ہو سکتا ہے۔ یوں اسے یوں لکھنا زیادہ بہتر ہے۔

$$(8.2) \quad |WA| = 1$$

$$(8.3) \quad /WA = 2m\pi$$

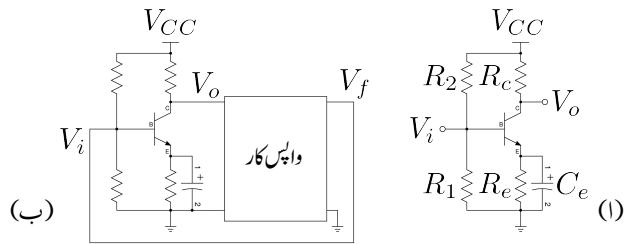
آپ دیکھ سکتے ہیں کہ حقیقت میں کسی بھی مرتعش کو برقرار کام کرتے رکھنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $|WA| > 1$  رکھا جائے۔ حقیقت میں  $|WA| > 1.05$  رکھا جاتا ہے۔

مندرجہ بالا تذکرے میں تصور کیا گیا کہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر ایک لمحے کے لئے  $X_0$  فراہم کیا گیا۔ حقیقت میں مرتعش کو چالو کرتے وقت اسے عموماً کسی قسم کا ارتعاش کرتا اشارہ نہیں مہیا کیا جاتا۔ کسی بھی دور جسے برقی طاقت مہیا نہیں کیا گیا ہو غیر چالو رہتا ہے اور ایسی صورت میں اس کے تمام اشارات صفر وولٹ (صفر ایمپیئر) ہوتے ہیں۔ اس طرح جب مرتعش کو برقی طاقت مہیا کر کے غیر چالو حالت سے چالو کیا جائے تو اس کے مختلف حصے چند ہی لمحوں میں غیر چالو صورت سے یک سمیٰ مائل کردہ صورت اختیار کر لیتے ہیں۔ یوں ان لمحات کے دوران مرتعش پر پائے جانے والے تمام اشارات تغیر پذیر ہوتے ہیں جنہیں ہم چالو کرتے وقت کی برقی شور تصور کر سکتے ہیں۔ مرتعش عموماً اسی برقی شور سے چالو ہو کر ارتعاش پذیر ہوتا ہے۔ البتہ اگر کہیں ایسی صورت پائی جائے کہ مرتعش چالو ہوتے وقت از خود ارتعاش پذیر نہیں ہو پاتا ہو یا اگر برقی شور کا سہارا لیتے ہوئے مرتعش کو چالو کرنا قابل قبول نہ ہو تو مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر بیرونی اشارہ چند لمحات کے لئے مہیا کیا جاتا ہے۔<sup>4</sup>

اب تک کی گنگلو میں خارجی اشارے کی شکل پر کسی قسم کی بحث نہیں کی گئی۔ حقیقت میں مرتعش کے خارجی اشارے کی شکل کچھ بھی ہو سکتی ہے البتہ اس باب میں صرف سائنس نما خارجی اشارہ پیدا کرنے والے مرتعش پر غور کیا جائے گا جن میں ٹرانزیستر ایمپلینیٹر استعمال کرتے ہوئے واپسی اشارے کو مزاحمت، کپیستر، المال، ٹرانسفارمر وغیرہ کی مدد سے حاصل کیا جاتا ہے۔

واپسی دور میں کپیستر اور المال (یعنی برقی رکاوٹ) کے استعمال سے واپس کار کے مستقل کی قیمت از خود تعدد  $\omega$  پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں اس کو  $(\omega)W$  لکھنا زیادہ درست ہو گا۔ ایسی صورت میں برکھازن کا اصول  $1 = |W(\omega)A(\omega)|$  عموماً کسی ایک ہی تعداد پر پورا اترے گا۔ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی غیر سائن نما لہر کو فوریئر تسلسل<sup>5</sup> کی مدد سے لکھا جا سکتا ہے۔ فوریئر تسلسل میں  $\omega_0, 2\omega_0, 3\omega_0, \dots$  تعداد پر لامحدود اجزاء پائے جاتے ہیں۔ چالو کرتے وقت کے برقی شور کی بھی فوریئر تسلسل لکھی جا سکتی ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ اس میں بھی تمام تعداد پائے جاتے ہیں۔ مرتعش ان میں سے صرف اس تعداد پر ارتعاش کرے گا جو برکھازن کیے اصول پر پورا اترتا ہو۔

<sup>4</sup> مجھے گزشتہ بیچیں سالوں میں صرف ایک مرتبہ مرتعش کو چالو کرنے کی خاطر اشارہ مہیا کرنا پڑا ہے۔ Fourier series<sup>5</sup>



شکل 8.2: مرتعش کی تحقیق

## 8.1 مرتعش کی تحقیق

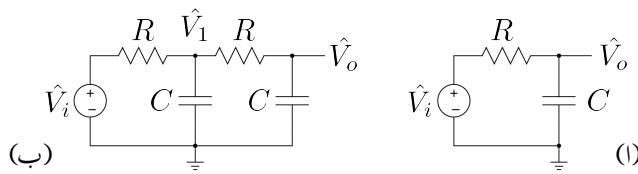
شکل 8.2 میں نیادی ایکپلیغائر دکھایا گیا ہے۔ اس کے خارجی اشارے  $V_o$  اور داخلی اشارے  $V_i$  کے مابین 180 کا زاویہ ہے۔ اگر اسے استعمال کرتے ہوئے مرتعش تحقیق دینا ہو تو واپس کار کو مزید 180 کا زاویہ پیدا کرنا ہو گا۔ شکل ب میں واپس کار کو ڈبے کی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ یوں  $V_o$  اور  $V_f$  کے درمیان 180 کا زاویہ درکار ہے۔ ٹرانزسٹر کو  $V_f$  بطر داخلی اشارہ مہیا کرنے سے مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ ذیل مثال میں اشارات کے مابین زاویہ پیدا کرنے کا ایک طریقہ دکھایا گیا ہے۔

مثال 8.1: شکل 8.3 میں  $\hat{V}_o$  اور  $\hat{V}_i$  کے درمیان زاویہ کی مساوات حاصل کریں۔

- لیتے ہوئے اس زاویہ کی قیمت حاصل کریں۔  $R = 1 \text{ k}\Omega$  اور  $C = 0.1 \mu\text{F}$  پر  $10 \text{ kHz}$  مزاجمت  $R$  کی قیمت حاصل کریں جس پر یہ زاویہ  $60^\circ$  ہو گا۔

حل:  $\hat{V}_i = V_{\angle 0}$  لیتے ہوئے، دائرے میں برقی روٹ لکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے حاصل ہوتا ہے

$$\hat{I} = \frac{V_{\angle 0}}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$



شکل 8.3: مزاحمت۔ کپیسٹر کی مدد سے اشارات کے زاویہ میں تبدیلی

اور یوں

$$\hat{V}_0 = \hat{I} \times \left( \frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{V_0}{1 + j\omega RC}$$

$$= \frac{V}{\sqrt{1 + R^2 \omega^2 C^2}} / -\tan^{-1}(\omega RC)$$

جس سے داخلی اور خارجی اشارات کے ما بین زاویہ

$$\angle \theta = -\tan^{-1}(\omega RC)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\angle \theta = -\tan^{-1} \left( -2 \times \pi \times 10000 \times 1000 \times 0.1 \times 10^{-6} \right) = -81^\circ$$

•

$$-\tan^{-1} \left( 2 \times \pi \times 10000 \times R \times 0.1 \times 10^{-6} \right) = -60^\circ$$

$$R = 276 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

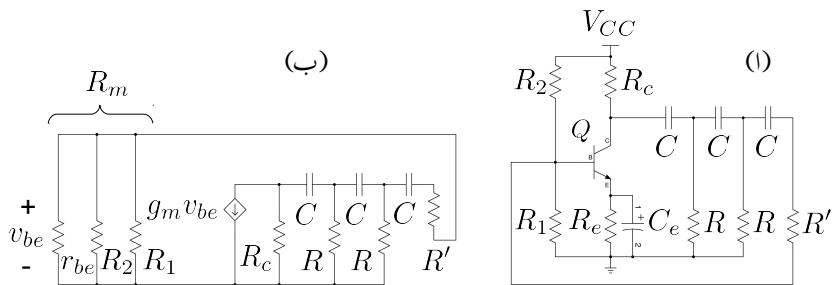
مندرجہ بالا مثال کو دیکھتے ہوئے ایسا معلوم ہوتا ہے کہ مزاحمت۔ کپیسٹر کے دو کڑیاں استعمال کرتے ہوئے دگنا زاویہ حاصل کیا جاسکتا ہے۔ یہ بات درست ثابت ہوتی ہے، البتہ جبکہ آپ سوال 8.1 میں دیکھیں گے، دو کڑی  $RC$  کا زاویہ حاصل کرتے وقت نسبتاً لمبی مساوات حل کرنی ہو گی۔

اور  $C$  کے ضرب  $RC$  کو بڑھا کر زیادہ زاویہ حاصل کیا جاتا ہے۔ لامدد  $RC = \infty$  پر 90 حاصل ہوتا ہے۔ حقیقت میں لامدد  $RC$  استعمال کرنا ممکن نہیں ہوتا لہذا ایک عدد مزاحمت اور ایک عدد کپیسٹر استعمال کرتے ہوئے 90 حاصل کرنا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں  $RC$  کے دو کڑیوں سے 180 حاصل نہیں کیا جا سکتا۔ حقیقت میں کم از کم تین  $RC$  کڑیاں استعمال کرتے ہوئے 180 حاصل کیا جاتا ہے۔ مندرجہ ذیل حصے میں مزاحمت-کپیسٹر مرتعش میں ایسا ہی کیا گیا ہے۔

## 8.2 مزاحمت-کپیسٹر $RC$ مرتعش

شکل 8.4 الف میں ٹرانزسٹر ایکلیفائر پر مبنی مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں کلکٹر پر پائے جانے والے اشارے  $X_0$  سے واپس کار  $X_0$  پیدا کرتا ہے۔ ٹرانزسٹر اپنے بیس پر پائے جانے والے اشارے کے حیطے کو بڑھا کر جبکہ اس کے زاویہ میں 180 کے تبدیلی کے ساتھ اسے کلکٹر پر خارج کرتا ہے۔ یوں بنیادی ایکلیفائر اور واپس کار کے دائے میں ایک چکر کے بعد کل زاویہ میں تبدیلی کو 0 رکھنے کی خاطر واپس کار کو کبھی 180 کی تبدیلی پیدا کرنا ہو گی۔ جیسا اور مثال میں دکھایا گیا، مزاحمت-کپیسٹر  $RC$  کے کڑیاں استعمال کرتے ہوئے ایسا کرنا ممکن ہے۔ شکل 8.4 الف میں مزاحمت اور کپیسٹر کو شکل 8.3 الف سے قدر مختلف طرز پر جوڑا گیا ہے۔

بنیادی ایکلیفائر  $Q, R_1, R_2, R_c, R_e, C_e$  اور  $R_m$  پر مشتمل ہے۔ مرتعش کے خارجی تعداد پر کپیسٹر  $C_e$  بطور قصر دور کام کرتا ہے۔ بنیادی ایکلیفائر 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 دکھایا گیا ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں  $r_{be}$  اور  $R_2$  متوازی جڑے ہیں۔ ان متوازی جڑے مزاحمت کی کل قیمت کو  $R_m$  لکھا گیا ہے۔ یوں  $R_m$  اور  $R'$  سلسلہ دار جڑے ہیں۔ حقیقت میں  $r_{be}$  کی قیمت  $R_1$  اور  $R_2$  کے قیمتوں سے نہیت کم ہوتی ہے اور یوں  $R_m$  کی قیمت تقریباً  $r_{be}$  کے ہی برابر ہوتی ہے لیکن  $r_{be} \approx R_m$  ہوتا ہے۔ اگر  $R'$  کی قیمت یوں منتخب کی جائے کہ  $R = R' + R_m$  ہو تو ہم دیکھتے ہیں کہ واپسی دور تین یکساں  $RC$  حصوں پر مشتمل ہوتا ہے اگرچہ واپسی دور کے تین کپیسٹروں کی قیمت آپس میں برابر یا تین مزاحموں کی قیمت آپس میں برابر رکھنا لازم نہیں، البتہ ایسا رکھنے سے مرتعش پر ترسیلی غور نسبتاً آسان ہو جاتا ہے۔ ہم ایسا ہی کرتے ہیں۔ شکل 8.5 پر نظر رکھیں جہاں  $r_{be} \approx R_m$  ہے اور  $R' + r_{be}$  کو  $R$  کے برابر رکھا



کل 8.4: مذہبی RC مرنٹش

گیا ہے۔ یوں

$$V_1 = I_0 \left( R + \frac{1}{j\omega C} \right)$$

ہو گا جسے استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$I_1 = \frac{V_1}{R} = I_0 \left( 1 + \frac{1}{j\omega CR} \right)$$

اس طرح

$$I_2 = I_1 + I_0 = I_0 \left( 2 + \frac{1}{j\omega CR} \right)$$

ہو گا۔ چونکہ  $V_2 - V_1 = \frac{I_2}{j\omega C}$  برابر ہے لہذا

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{I_2}{j\omega C} \\ &= I_0 \left( R + \frac{1}{j\omega C} \right) + \frac{I_0}{j\omega C} \left( 2 + \frac{1}{j\omega CR} \right) \\ &= I_0 \left[ R + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{(j\omega C)^2 R} \right] \end{aligned}$$

پڑھو

$$I_3 = \frac{V_2}{R} = I_0 \left[ 1 + \frac{3}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right]$$

اور

$$\begin{aligned} I_4 &= I_3 + I_2 \\ &= I_0 \left[ 1 + \frac{3}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] + I_0 \left[ 2 + \frac{1}{j\omega CR} \right] \\ &= I_0 \left[ 3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] \end{aligned}$$

ہوں گے۔ اسی طرح

$$\begin{aligned} V_3 &= V_2 + \frac{I_4}{j\omega C} \\ (8.4) \quad &= I_0 \left[ R + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{(j\omega C)^2 R} \right] + \frac{I_0}{j\omega C} \left[ 3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] \\ &= I_0 \left[ R + \frac{6}{j\omega C} + \frac{5}{(j\omega C)^2 R} + \frac{1}{(j\omega C)^3 R^2} \right] \end{aligned}$$

ہو گا۔ اگر

$$(8.5) \quad R_c = kR$$

یا جائے تب

$$\begin{aligned} I_5 &= \frac{V_3}{R_c} = \frac{V_3}{kR} \\ &= I_0 \left[ \frac{1}{k} + \frac{6}{j\omega CRk} + \frac{5}{(j\omega CR)^2 k} + \frac{1}{(j\omega CR)^3 k} \right] \end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned} I_6 &= I_5 + I_4 \\ &= I_0 \left[ \frac{1}{k} + \frac{6}{j\omega CRk} + \frac{5}{(j\omega CR)^2 k} + \frac{1}{(j\omega CR)^3 k} \right] \\ &\quad + I_0 \left[ 3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2} \right] \end{aligned}$$

ہوں گے۔ چونکہ خیالی عدد  $\sqrt{-1}$  ہے لہذا  $j = \sqrt{-1}$  اور  $j^2 = -1$  ہوتا ہے لہذا  $j^3 = -j$  ہو گا۔ اسی طرح  $j^4 = 1$  ہو گا۔  
یوں

$$(8.6) \quad I_6 = I_0 \left[ \frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[ \frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] \right]$$

شکل کو دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ برابر ہیں لہذا  $I_6 = -g_m r_{be} I_0$  اور  $I_6 = -g_m v_{be}$  کے مساوات کے تحت  $-g_m r_{be} = -\beta I_0$  ہے۔ یہاں  $I_6 = -\beta I_0$  کا 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۔

مساوات 8.7 میں مساوی نشان کے دونوں جانب کے حقیقی مقداریں آپس میں برابر ہوں گے اور اسی طرح مساوی نشان کے دونوں جانب خیالی مقداریں آپس میں برابر ہوں گے۔ یوں اس مساوات کو دو مساوات کی شکل میں لکھا جاسکتا ہے۔ خیالی مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔

$$I_0 \left[ \frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] = 0$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.8) \quad \begin{aligned} (\omega_0 CR)^2 &= \frac{1}{6+4k} \\ \omega_0 &= \frac{1}{CR\sqrt{6+4k}} \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi CR\sqrt{6+4k}} \end{aligned}$$

مزاحمت-کپیٹر مرتعش مساوات 8.8 میں حاصل کردہ تعدد  $f_0$  پر کام کرے گا۔ وقت 0 کو زیر نوشت لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ یہ مرتعش کی قدرتی تعدد<sup>6</sup> ہے۔

مساوات 8.7 کے حقیقی مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔

$$-I_0\beta = I_0 \left[ \frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} \right]$$

جسے مساوات 8.8 کی مدد سے یوں لکھنا جاسکتا ہے۔

$$(8.9) \quad \begin{aligned} -\beta &= \frac{1}{k} + 3 - \left(\frac{5}{k} + 1\right)(6+4k) \\ \beta &= \frac{29}{k} + 23 + 4k \end{aligned}$$

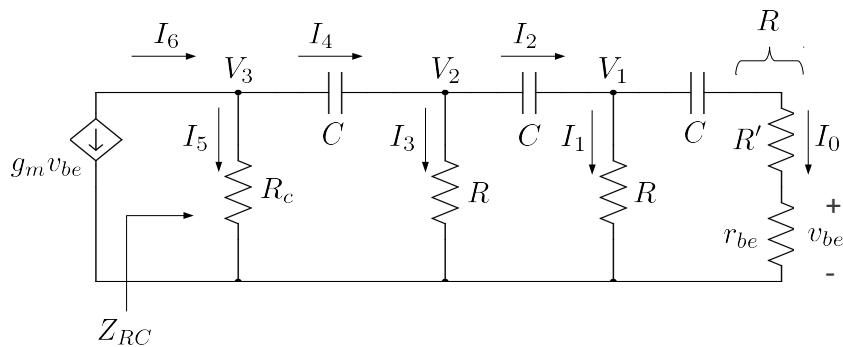
مرتعش کو برقرار چالو رکھنے کی خاطر حقیقت میں  $\beta$  کو مندرجہ بالا حاصل کرنے گئے قیمت سے زیادہ رکھنا پڑتا ہے لہذا اس مساوات کو یوں لکھنا چاہئے

$$(8.10) \quad \beta > \frac{29}{k} + 23 + 4k$$

مختلف  $k$  کے لئے ٹرانزسٹر کی کم سے کم  $\beta$  کی قیمت اس مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ اگر بنیادی ایکلیفائزر میں استعمال ٹرانزسٹر کا  $\beta$  مندرجہ بالا مساوات پر پورا نہ اترے، تب اس سے بنایا گیا مزاحمت-کپیٹر مرتعش کام نہیں کرے گا۔ آئیں ایسے مرتعش میں درکار ٹرانزسٹر کی کم سے کم  $\beta$  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  $jR\sqrt{6+4k}$  لکھا جاسکتا ہے۔ اس نتیجے کے مطابق اس برقی رکاوٹ کی قیمت  $C$  کے بجائے مزاحمت  $R$  پر منحصر ہے۔ شکل 8.5 میں برقی رکاوٹ  $Z_{RC}$  کی نمائندہی کی گئی ہے جو ٹرانزسٹر پر بطور برقی بوجھ لدا ہے۔ یوں  $Z_{RC}$  کی قیمت بھی  $C$  پر منحصر نہیں ہو گی۔ اگرچہ واپس کار کے کسی بھی مزاحمت یا کپیسٹر کو تبدیل کرتے ہوئے اس مرتعش کی تعداد تبدیل کی جاسکتی ہے، حقیقت میں عموماً وتح خدود کے درمیان تعدد تبدیل کرنے کی خاطر تینوں کپیسٹروں کو ایک ساتھ برابر تبدیل کیا جاتا ہے۔ تینوں کپیسٹر یوں تبدیل کرنے سے  $Z_{RC}$ ، جو کہ بنیادی ایمپلیفیگر کا بوجھ ہے، تبدیل نہیں ہوتا اور یوں ارتعاشی لہر کا جیٹھ بھی تبدیل نہیں ہوتا۔ یہ مرتعش چند ہریٹز Hz سے کئی سو کلو ہریٹز kHz تک کے ارتعاش پیدا کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ میگا ہریٹز MHz کے حدود میں اسے دیگر اقسام کے الالہ۔ کپیسٹر LC مرتعشوں پر فوقیت حاصل نہیں۔

آئیں اب  $Z_{RC}$  کی اصل قیمت حاصل کریں۔ شکل سے ظاہر ہے کہ

$$Z_{RC} = \frac{V_3}{I_6}$$

کے برابر ہے۔ مساوات 8.4 اور مساوات 8.6 کی مدد سے

$$Z_{RC} = \frac{I_0 \left( R + \frac{6}{j\omega C} + \frac{5}{(j\omega C)^2 R} + \frac{1}{(j\omega C)^3 R^2} \right)}{I_0 \left( \frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k}+1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[ \frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k}+4\right)}{\omega CR} \right] \right)}$$

مساوات 8.8 میں دئے  $\omega$  کی قیمت اس مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

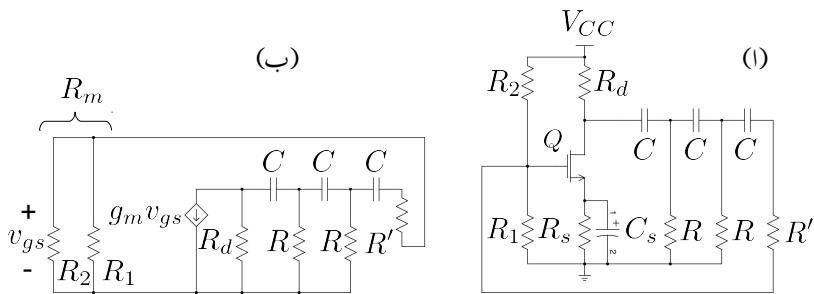
$$\begin{aligned} Z_{RC} &= \frac{R + \frac{6CR\sqrt{6+4k}}{jC} + \frac{5(CR\sqrt{6+4k})^2}{(jC)^2 R} + \frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(jC)^3 R^2}}{\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k}+1\right)(CR\sqrt{6+4k})^2}{(CR)^2} + j \left[ \frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k}+4\right)(CR\sqrt{6+4k})}{CR} \right]} \\ &= \frac{-R \left[ 1 + \frac{6\sqrt{6+4k}}{j} + \frac{5(\sqrt{6+4k})^2}{(j)^2} + \frac{(\sqrt{6+4k})^3}{(j)^3} \right]}{\frac{29}{k} + 23 + 4k} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $\beta$  مساوات 8.9 کے مطابق ہو تو

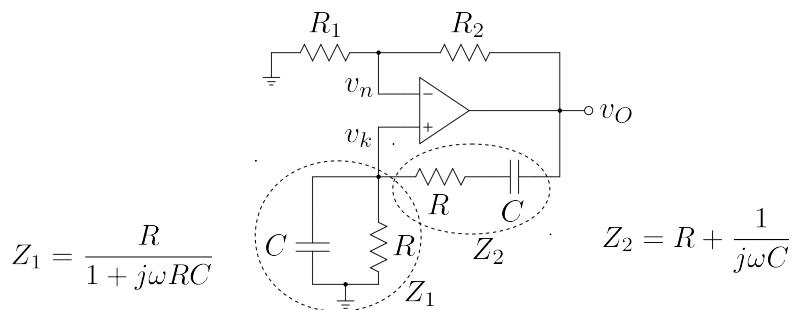
$$(8.11) \quad Z_{RC} = \frac{R}{\beta} \left[ 29 + 20k - j4k\sqrt{6+4k} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل 8.6 الٹ میں ماسفیٹ سے  $RC$  مرتعش کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں اسی کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں یہ بالکل دو جوڑ رانزئٹر کے دور کے طرح کا ہی ہے۔ حقیقی دور میں  $R'$  کے استعمال کی ضرورت نہیں ہوتی چونکہ  $R_1$  اور  $R_2$  کو یوں رکھنا ممکن ہو گا کہ یہ ماسفیٹ کو یک سمیت مائل کرنے کے ساتھ ساتھ  $R = R_m$  کے شرط کو بھی پورا کرے جہاں  $R_m = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$  کے برابر ہے۔



شکل 8.6: مزاحمت-کپیسٹر مارتعش



شکل 8.7: وائے مرتعش

## 8.3 وائے مرتعش

شکل 8.7 میں وائے مرتعش<sup>7</sup> دکھایا گیا ہے۔ وائے مرتعش<sup>8</sup> پر پہلے بغیر حل کئے خور کرتے ہیں۔

آپ جانتے ہیں کہ یک سمیت روپ کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے۔ یوں اگر  $v_O$  برقرار کسی ثابت برقی روپ پر رہے تو  $Z_2$  کھلے سرے کردار ادا کرے گا جبکہ  $Z_1$  بطور مزاحمت  $R$  کردار ادا کرے گا۔ یوں  $v_k$  برقی زمین پر رہے گا اور  $v_n = 0$  ہو گا۔ اس کے بر عکس  $R_1$  اور  $R_2$  حسابی ایمپلیگیٹر کے ثابت خارجی برقی دباؤ  $v_O$  سے

Wien bridge oscillator<sup>7</sup><sup>8</sup> اس مرتعش کو میکس وائے نے دریافت کیا۔

پیدا کریں گے جو کہ ثبت برقی دباؤ ہو گا۔ ایسی صورت میں  $v_k > v_n$  ہے اور حسابی ایمپلینیٹر کا خارجی اشارہ  $v_O$  برقرار ثابت نہیں رہ سکتا اور یہ جلد از جلد منفی ہونے کی کوشش کرے گا۔ آئیں اب تصور کریں کہ  $v_O$  برقرار کسی منفی برقی دباؤ پر رہتا ہے۔ اس مرتبہ بھی  $v_k = 0$  ہی حاصل ہوتا ہے البتہ منفی  $v_O$  کی صورت میں  $v_n = \frac{R_1 v_O}{R_1 + R_2}$  بھی منفی برقی دباؤ ہو گا اور یوں  $v_k > v_n$  ہو گا۔ ایسی صورت میں حسابی ایمپلینیٹر کا خارجی اشارہ برقرار منفی نہیں رہ سکتا اور یہ جلد از جلد ثابت ہونے کی کوشش کرے گا۔ مندرجہ بالا تبصرے سے یہ حقیقت اجاگر ہوئی کہ  $v_O$  برقرار نہ ثبت اور ناہی منفی برقی دباؤ پر ٹھہر سکتا ہے بلکہ یہ ارتعاش پذیر رہتا ہے۔

اگر  $v_O = 0$  تصور کیا جائے تب  $v_k = v_n = 0$  ہی حاصل ہوتے ہیں اور  $v_O$  برقرار برقی زمین پر ہی رہے گا۔ یہ صورت حال ناپائیدار ہے۔ برقی ادوار میں مسلسل برقی شور پایا جاتا ہے جس کی وجہ سے کسی بھی مقام پر پائے جانے والے برقی دباؤ میں لمحہ بالمحہ بدیک تبدیلیاں پیدا ہوتی ہیں۔ یوں  $v_k$  اور  $v_n$  زیادہ دیر کمکل طور پر برابر برقی دباؤ پر نہیں رہ سکتے اور جلد ہی لحاظی طور پر  $v_n > v_k$  اور یا  $v_n < v_k$  ہو جائے گا۔ ایسا ہوتے ہی  $v_O$  حرکت میں آئے گا اور دور ارتعاش پذیر ہو جائے گا۔ آئیں اب وائے مرتعش کا تحلیلی تجربیہ کریں

وائے مرتعش کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(8.12) \quad \begin{aligned} v_n &= \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_O \\ v_k &= \left( \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \right) v_O \end{aligned}$$

جہاں

$$(8.13) \quad \begin{aligned} Z_1 &= \frac{R}{1 + j\omega RC} \\ Z_2 &= R + \frac{1}{j\omega C} \\ &= \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C} \end{aligned}$$

کے برابر ہیں۔ مساوات 8.13 کو مساوات 8.12 میں پُڑ کرتے ہوئے اور  $v_k = v_n$  لکھتے ہوئے

$$\left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_O = \left( \frac{\frac{R}{1 + j\omega RC}}{\frac{R}{1 + j\omega RC} + \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C}} \right) v_O$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کو حل کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{R_1}{R_1 + R_2} &= \frac{j\omega RC}{j\omega RC + (1 + j\omega RC)^2} \\ &= \frac{j\omega RC}{j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2}\end{aligned}$$

یعنی

$$(8.14) \quad R_1 [j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2] = j\omega RC (R_1 + R_2)$$

ملتا ہے۔ اس مساوات کے حقیقی اور خیالی اجزاء علیحدہ کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}R_1 (1 - \omega^2 R^2 C^2) &= 0 \\ j3\omega RCR_1 &= j\omega RC (R_1 + R_2)\end{aligned}$$

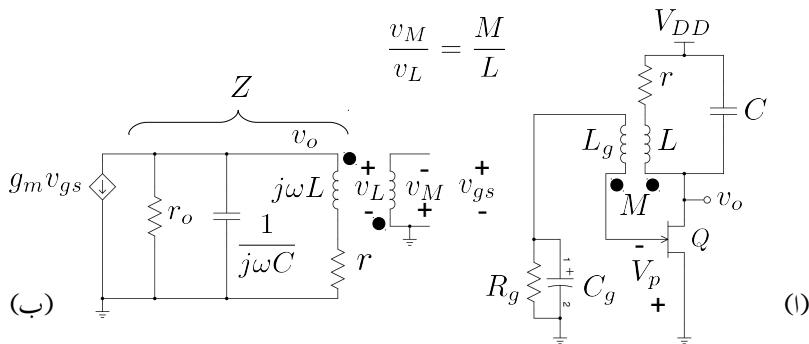
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(8.15) \quad \begin{aligned}\omega = \omega_o &= \frac{1}{RC} \\ R_2 &= 2R_1\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 8.15 وائے مرنہ لیٹر کے شرائط بیان کرتے ہیں۔ ان شرائط کے مطابق وائے مرنہ لیٹر کی قدرتی عدد  $\frac{1}{RC}$  کے برابر ہے اور یہ اس وقت ارتقاش کرے گا جب  $R_2$  کی قیمت  $R_1$  کے دگنا ہو۔

وائے مرنہ لیٹر کو ثابت حسابی ایک پلیغائر تصور کیا جاسکتا ہے جہاں  $v_k$  اس کا داخلی اشارہ جبکہ  $\frac{R_1+R_2}{R_1}$  اس کی افزائش  $A_v = 2R_1$  ہے۔  $A_v = 3^{\frac{V}{V}}$  کی صورت میں  $A_v$  کے برابر ہو گا۔ اس قیمت سے کم افزائش پر مرنہ لیٹر ارتقاش پذیر نہ ہو پائے گا۔ ممکن مرنہ لیٹر کے لئے ضروری ہے کہ افزائش اس قیمت سے قدر زیادہ ہو۔ یوں حقیقت میں  $R_2 > 2R_1$  ہونا ضروری ہے۔ اگر  $R_2$  کی قیمت  $2R_1$  سے ذرہ سی زیادہ ہو تو مرنہ لیٹر سائنس نما لبر خارج کرتا ہے۔ البتہ  $R_2 \gg 2R_1$  کی صورت میں  $A_v$  کی قیمت بہت بڑھ جاتی ہے اور مرنہ لیٹر مستطیل لبر خارج کرتا ہے۔

مزاحمت - کپیسٹر مرنہ لیٹر میں  $RC$  کی کڑیاں جوڑ کر لہر کے زاویے میں 180 کی تبدیلی پیدا کی گئی۔ اس حصے میں مشترک امالہ (یعنی ٹرانسفارمر) کے استعمال سے 180 کی تبدیلی حاصل کی جائے گی۔ شکل 8.8 میں  $L$  اور  $C$  کو قریب



شکل 8.8: مالہ کپیٹر مرتعش

رکھ کر مشترکہ مالہ  $M$  حاصل کیا گیا ہے۔ اس مرتعش کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر تصور کریں کہ ماسفیٹ میں  $\omega_0$  تعداد کی برقی روپائی جاتی ہے جس کی وجہ سے اس پر نسب  $LC$  پر اسی تعداد کی برقی دباؤ پیدا ہو گی۔ مشترکہ مالہ کی وجہ سے اس برقی دباؤ کا کچھ حصہ  $L_g$  پر نمودار ہوتے ہوئے ماسفیٹ کو چلانے گا۔ یوں گیٹ پر برقی دباؤ سے  $LC$  پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے اور  $LC$  پر برقی دباؤ کی وجہ سے گیٹ پر برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے۔ یہ ناختم ہونے والا سلسلہ یوں برقرار رہے گا۔ آئیں اب اس مرتعش پر تحلیل بحث کریں۔

$nJFET$  کا گیٹ کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا  $L_g$  میں صفر برقی رو گز رے گا۔ اس صورت میں اگر  $L$  پر برقی دباؤ  $v_L$  پایا جائے تو  $L_g$  پر مشترکہ مالہ  $M$  کی وجہ سے  $v_M$  پیدا ہو گا جہاں

$$(8.16) \quad \frac{v_M}{v_L} = \frac{M}{L}$$

کے برابر ہو گا۔ مشترکہ مالہ میں برقی طاقت کے ضیاع کو مزاحمت  $r$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔ مشترکہ مالہ میں نقطوں سے ہم زاویہ سرے دکھائے جاتے ہیں۔ یوں اگر  $L$  پر برقی دباؤ کا ثابت سر ا نقطے کی جانب ہو تو  $L_g$  پر بھی برقی دباؤ کا ثابت سر ا نقطے کی جانب ہو گا۔ شکل سے واضح ہے کہ  $v_{gs} = -v_M$  کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.17) \quad v_{gs} = - \left( \frac{M}{L} \right) v_L$$

ہو گا۔

لکھا جا سکتا ہے جہاں  $g_m v_{gs} = -\frac{v_o}{Z}$  کے برابر ہے جسے  $v_o = -g_m v_{gs} Z$  شکل ب میں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L}$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.18) \quad g_m v_{gs} = - \left( \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L} \right) v_o$$

ہو گا۔  $r$  اور  $L$  سلسلہ وار چڑھے ہیں اور یوں

$$(8.19) \quad v_L = \left( \frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o$$

کے برابر ہے۔ یوں مساوات 8.17 کو

$$(8.20) \quad v_{gs} = - \left( \frac{M}{L} \right) \left( \frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o$$

اور مساوات 8.18 کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$-g_m \left( \frac{M}{L} \right) \left( \frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o = - \left( \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L} \right) v_o$$

دونوں جانب  $v_o$  کو کاٹتے ہوئے  $(r + j\omega L)$  سے ضرب دیتے ہیں۔

$$(8.21) \quad \begin{aligned} j\omega M g_m &= \frac{r + j\omega L}{r_o} + j\omega C (r + j\omega L) + 1 \\ &= \frac{r}{r_o} + \frac{j\omega L}{r_o} + j\omega C r - \omega^2 L C + 1 \end{aligned}$$

اس مساوات میں حقیقی اور خیالی جزو علیحدہ کئے جا سکتے ہیں۔ حقیقی جزو حل کرتے قدرتی تعدد  $\omega_0$  کی قیمت حاصل ہوتی ہے

$$(8.22) \quad \begin{aligned} \frac{r}{r_o} - \omega_0^2 L C + 1 &= 0 \\ \omega_0 &= \sqrt{\frac{1}{LC} \left( \frac{r}{r_o} + 1 \right)} \end{aligned}$$

حقیقت میں مشترکہ الالہ کی مزاجمت  $r$  کی قیمت ماسفیٹ کے مزاجمت  $r_0$  سے نہیت کم ہوتی ہے یعنی  $r \ll r_0$  ہوتا ہے۔ یوں مندرجہ بالا مساوات کے مطابق قدرتی تعداد کی قیمت تقریباً  $LC$  کی قدرتی تعداد کے برابر ہوتی ہے یعنی

$$(8.23) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

جہاں تقریباً کی جگہ برابر کا نشان استعمال کیا گیا ہے۔ اس اتفاقی اور دلچسپ نتیجے کے مطابق یہ مرتعش متوازی جڑے  $LC$  کی قدرتی تعداد پر ارتشاش کرتا ہے۔ اسی نتیجے کی بنابر اس مرتعش کو  $LC$  بھمسُر مرتعش<sup>9</sup> کہا جاتا ہے۔ اس مرتعش کی تعداد کپیسٹر  $C$  کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے تبدیل کی جاسکتی ہے۔

مساوات 8.21 میں خیالی جزو حل کرتے ہوئے کم سے کم  $g_m$  کی قیمت حاصل ہوتی ہے یعنی

$$(8.24) \quad \begin{aligned} \omega M g_m &= \frac{\omega L}{r_0} + \omega C r \\ g_m &= \frac{1}{M} \left( \frac{L}{r_0} + Cr \right) \end{aligned}$$

$r$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مرتعش  $\omega_0$  پر ارتشاش کرے گا۔  $\omega_0$  پر متوازی جڑے  $LC$  کی بر ق رکاوٹ لا محدود ہو گی اور بنیادی ایمپلینیٹر کے لئے ہم

$$v_o = -g_m v_{gs} r_0$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m r_0$$

ہو گا۔ لامدد بوجہ پر افزائش کی حقیقی قیمت کو  $\mu$  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۔

$$\begin{aligned} g_m M &= \frac{L}{r_0} + Cr \\ g_m M &= \frac{L g_m}{\mu} + Cr \\ g_m &= \frac{\mu C r}{\mu M - L} \end{aligned}$$

حقیقی مرتعش کی  $g_m$  اس سے زیادہ ہو گی۔

---

tuned oscillator<sup>9</sup>

## 8.4.1 خود-مائیل دور

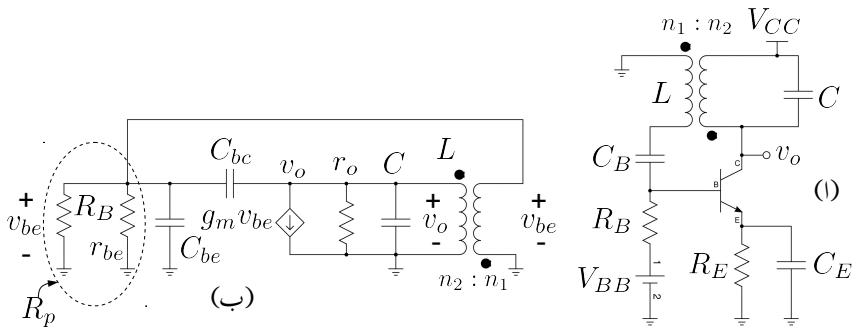
شکل 8.8 میں  $nJFET$  کے مائل ہونے پر غور کرتے ہیں۔ تصور کریں کہ مرتعش ارتقاش پذیر ہے۔ یوں مشترکہ امالة کی وجہ سے گیٹ پر سائیں نما برقی دباؤ  $V_p \sin \omega t$  پایا جائے گا۔  $nJFET$  کے گیٹ پر جب بھی ثبت برقی دباؤ لاگو کی جائے یہ کسی بھی ڈائیوڈ کی طرح سیدھا مائل ہو جاتا ہے۔ گیٹ کا ڈائیوڈ، کپیسٹر  $C_g$  اور مزاحمت  $R_g$  بطور چوٹی حاصل کار کردار ادا کرتے ہیں جس پر حصہ 2.4 میں تفصیلاً غور کیا گیا ہے۔ یوں کپیسٹر  $C_g$  پر برقی دباؤ، گیٹ پر پائے جانے والے سائین نمالہ کے چوٹی برابر ہو جائے گا یعنی اس پر  $V_p$  برقی دباؤ پایا جائے گا۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، کپیسٹر پر برقی دباؤ کا ثابت سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے۔ یوں گیٹ پر  $V_p - V_g$  پر برقی دباؤ پایا جائے گا جو  $nJFET$  کو مائل کرتا ہے۔  $R_g$  کی قیمت یوں رکھی جاتی ہے کہ لہر کے ایک دوری عرصے میں  $C_g$  پر برقی دباؤ برقرار رہے۔ ایسا کرنے کی خاطر  $\frac{1}{f} \gg R_g C_g$  رکھا جاتا ہے جہاں  $f$  لہر کی تعدد ہے۔ اس مرتعش کی تعدد حاصل کرتے وقت تصور کیا گیا تھا کہ گیٹ پر برقی روکا گزر ممکن نہیں۔ بیہاں ہم دیکھتے ہیں کہ  $nJFET$  کو مائل کرنے کی خاطر گیٹ کے ڈائیوڈ کا سیدھا مائل ہونا لازم ہے۔ چونکہ لہر کی چوٹی پر نہیت کم دورانیہ کے لئے گیٹ سیدھا مائل ہوتا ہے جنکہ بقايا تمام وقت یہ الٹ مائل رہتا ہے لہذا گیٹ کو کھلے سرے تصور کیا جا سکتا ہے۔

جس لمحہ مرتعش کو برقی طاقت  $V_{DD}$  مہیا کیا جائے اس لمحہ  $C_g$  پر صفر برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ یوں  $nJFET$  زیادہ  $i_{DS}$  گزرنے دیتا ہے جس سے اس کی کی قیمت بھی زیادہ ہوتی ہے۔ زیادہ  $g_m$  کی وجہ سے دور کا ارتقاش پذیر ہونا ممکن ہوتا ہے۔ تصور کریں کہ ایسا ہی ہوتا ہے۔  $g_m$  کی زیادہ قیمت کی وجہ سے ارتقاشی لہر کا جیط بڑھتا جاتا ہے جس سے پر برقی دباؤ  $V_p$  بھی بڑھتا جاتا ہے جو کہ گیٹ کو زیادہ سے زیادہ منفی کرتے ہوئے  $i_{DS}$  کی قیمت کو کم کرتا ہے۔ کم  $i_{DS}$  کی وجہ سے  $g_m$  کی قیمت بھی کم ہوتی ہے۔ آخر کار دور ایسی توازن اختیار کر لیتا ہے جہاں ارتقاشی لہر کا جیط برقرار رہتا ہے۔

## 8.5 ٹرانزسٹر ہمسُر مرتعش

حصہ 8.4 میں  $nJFET$  کا کم تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مرتعش کو حل کرنا دکھایا گیا جس میں ٹرانسفارمر کو بطور مشترکہ امالة تصور کیا گیا۔ اس حصے میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ریاضی نمونہ اور ٹرانسفارمر کے مساوات استعمال کرتے ہوئے بہس مرتعش<sup>10</sup> کا حل دکھایا جائے گا۔ ظاہر ہے کہ فیٹ پر مبنی مرتعش کو بھی اسی طرح حل کیا

tuned oscillator<sup>10</sup>



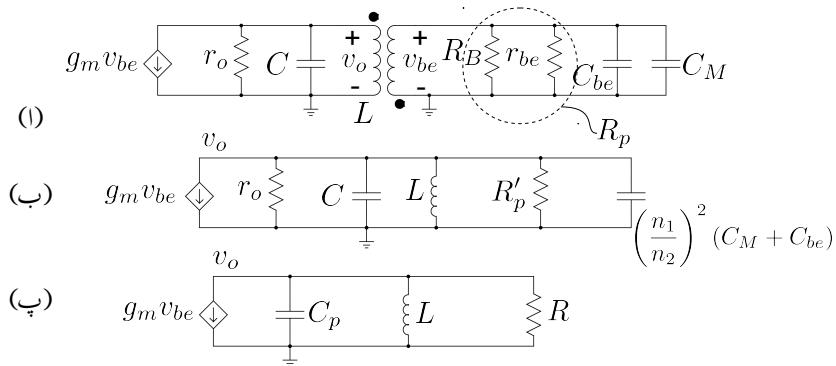
شکل 8.9: ٹرانزسٹر ہمسر مرتعش

جا سکتا ہے۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر (یا فیٹ) کے بلند تعدد ریاضی نمونہ ہی سے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں لہذا بلند تعدد پر چلنے والے مرتعش کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر (یا فیٹ) کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرنا ضروری ہے۔ شکل 8.9 الف میں ٹرانزسٹر ہمسر مرتعش دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $C_B$  اور  $C_E$  کو لامحدود تصور کیا گیا ہے۔ مسئلہ مول 11 کی مدد سے  $C_{bc}$  کا مساوی ملکپیسٹر  $C_M$  استعمال کرتے ہیں۔ یوں  $C_M$  اور  $C_{be}$  متوازی جڑ جاتے ہیں۔ شکل 8.10 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں شکل کو قدر بہتر طرز پر بنایا گیا ہے۔ ٹرانسفارمر کے  $n_1$  جانب برقی رکاوٹ کا  $n_2$  جانب عکس لیتے ہیں۔ ایسا کرتے وقت برقی رکاوٹ کو  $\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$  سے ضرب دیا جاتا ہے۔ یوں متوازی جڑے مزاحمت  $r_{be}$  اور  $R_B$  کو  $R'_p$  لکھتے ہوئے ٹرانسفارمر کی دوسری جانب منتقل کرتے  $R'_p$  حاصل ہوتا ہے جہاں

$$R'_p = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 R_p$$

کے برابر ہے۔ اور  $C_M$  متوازی جڑے ہیں لہذا ان کا مجموع  $C_M + C_{be}$  اور برقی رکاوٹ کے برابر ہے۔ اس کا عکس

$$\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \times \frac{1}{j\omega(C_{be} + C_M)}$$



شکل 8.10: براز سٹر ہسٹر تھش کا باریک اشاراتی مساوی دور

جس کو ہو گا

$$\frac{1}{j\omega \left[ \frac{n_1^2}{n_2^2} (C_{be} + C_M) \right]}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ یوں  $C_{be} + C_M$  کا عکس

$$\left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M)$$

حاصل ہوتا ہے ہے جو  $C$  کے متوازی پایا جاتا ہے۔ ان تمام متوازی جڑے کپیٹروں کو  $C_p$  لکھا گیا ہے جہاں

$$C_p = C + \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M)$$

کے برابر ہے۔ اسی طرح متوازی جڑے  $r_o$  اور  $R'_p$  کے مجموعے کو  $R$  لکھا جاسکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل ب سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔

شکل پ کو حل کرتے ہیں جس میں

$$\frac{1}{Z} = j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R}$$

کے برابر ہے۔ یوں  $v_o = -g_m v_{be}$  کے برابر ہو گا جسے  $-g_m v_{be} Z$  لکھا جاسکتا ہے یعنی

$$(8.25) \quad -g_m v_{be} = \left( j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right) v_o$$

ٹرانسفارمر کے دو جانب برقی دباؤ کی شرح ان دو جانب پچھوں کے چکر کی شرح کے برابر ہوتا ہے۔ مزید اگر ایک جانب برقی دباؤ کا ثابت سرا ٹرانسفارمر کی علامت پر دکھائے نقطے کی طرف ہو تو دوسرا جانب بھی برقی دباؤ کا ثابت سرا اس جانب نقطے کی طرف کو ہو گا۔ ان دو حقائق سے

$$v_{be} = - \left( \frac{n_1}{n_2} \right) v_o$$

حاصل ہوتا ہے جہاں منفی کی علامت اس بات کو دکھلاتا ہے کہ ہم نے ٹرانسفارمر کے ایک جانب  $v_o$  کا ثابت سرا نقطے کی جانب جبکہ دوسرا باغیر نقطے کی طرف رکھا ہے۔ ایسا کرنے سے اشارے میں 180 کی تبدیلی پیدا کی جاتی ہے جو کہ  $RC$  مرتعش میں تین کڑی  $RC$  سے حاصل کی گئی تھی۔

یوں مساوات 8.25 سے حاصل ہوتا ہے

$$g_m \left( \frac{n_1}{n_2} \right) v_o = \left( j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right) v_o$$

$$g_m \left( \frac{n_1}{n_2} \right) = \left( j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} \right)$$

اس مساوات کے خیالی اور حقیقی جزو علیحدہ کرتے ہیں۔ خیالی جزو سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.26) \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} = \frac{1}{\sqrt{L \left[ C + \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 (C_{be} + C_M) \right]}}$$

جبکہ حقیقی جزو سے

$$g_m \left( \frac{n_1}{n_2} \right) = \frac{1}{R} = \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 \times \frac{1}{R_p} + \frac{1}{r_o}$$

لکھا جاسکتا ہے۔  $r_o$  کی قیمت نسبتاً بہت زیادہ ہوتی ہے لہذا  $\frac{1}{r_o}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$g_m R_p = \frac{n_1}{n_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $R_B$  کی قیمت  $r_{be}$  کے قیمت سے کئی درجے زیادہ ہوتی ہے لہذا

$$R_p = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}} \approx r_{be}$$

ہوتا ہے اور یوں

$$g_m r_{be} = \frac{n_1}{n_2}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات میں  $\beta = g_m r_{be}$  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 لا محمد دہوتی ہے لہذا شکل 8.10 پ میں

$$(8.28) \quad A_v = \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m R$$

کے برابر ہو گا۔ یوں ملر کپیسٹر

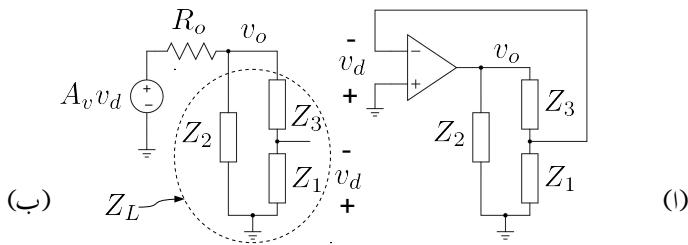
$$C_M = C_{bc} (1 + g_m R)$$

کے برابر ہو گا۔

چونکہ  $1 \gg \beta$  ہوتا ہے لہذا  $1 \gg \frac{n_1}{n_2}$  ہو گا۔ اگر  $\beta$  کی قیمت  $\frac{n_1}{n_2}$  سے معمولی زیادہ ہو تو مرتعش سائنس نماہر خارج کرتا ہے۔  $\gg \frac{n_1}{n_2}$  کی صورت میں ٹرانزیستر غیر خطی نظرے میں داخلی ہو گا اور یہ مستطیل برقی روپیدا کرے گا البتہ  $L$  اور  $C_p$  اپنی قدرتی تعدد  $\omega_0$  پر ارتقاش کرتے ہیں لہذا مرتعش سائنس نما برقی دباؤ  $v_o$  ہی خارج کرے گا۔

## 8.6 عمومی مرتعش

شکل 8.11 الف میں عمومی مرتعش دکھایا گیا ہے۔ کئی قسم کے مرتعش اس عمومی طرز پر بنائے جاتے ہیں جہاں بنیادی ایکپلینائر کسی بھی قسم کا ہو سکتا ہے مثلاً حسابی ایکپلینائر، دو جوڑ ٹرانزیستر یا فیٹ پر مبنی ایکپلینائر وغیرہ۔ اس حصے میں



شکل 8.11: عوی مرتعش

بنیادی ایکلپیفار کے داخلی مزاحمت کو لاحدہ د تصور کیا گیا ہے۔ ایسا فیٹ پر مبنی ایکلپیفار یا حسابی ایکلپیفار کے استعمال سے ممکن ہے۔ شکل ب میں ایکلپیفار کا تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے جہاں ایکلپیفار کے خارجی مزاحمت کو  $R_o$  لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں

$$\frac{1}{Z_L} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_1 + Z_3}$$

$$Z_L = \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.29) \quad v_o = A_v v_d \left( \frac{Z_L}{R_o + Z_L} \right)$$

کے برابر ہو گا۔ مزید یہ کہ  $Z_1$  اور  $Z_3$  کو سلسلہ وار جڑے تصور کرتے ہوئے

$$(8.30) \quad v_d = - \left( \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \right) v_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح مساوات 8.29 سے

$$(8.31) \quad v_o = A_v \left( \frac{-Z_1}{Z_1 + Z_3} \right) v_o \left( \frac{\frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}{R_o + \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}} \right)$$

$$1 = \frac{-A_v Z_1 Z_2}{R_o (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مرتعش میں  $Z$  بر قی رکاوٹ کو ظاہر کرتا ہے یوں امالة کی صورت میں  $Z = j\omega L$  ہو گا جبکہ کپیسٹر کی صورت میں  $Z = -\frac{j}{\omega C}$  ہو گا۔ ہم  $\omega L$  کو جبکہ  $\frac{1}{\omega C}$  کو  $X_C$  لکھتے ہوئے  $Z = jX$  لکھ سکتے ہیں جہاں ثبت  $X$  کو ظاہر کرے گا۔ اس طرح مساوات 8.31 کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(8.32) \quad \begin{aligned} 1 &= \frac{-A_v j X_1 j X_2}{R_o (j X_1 + j X_2 + j X_3) + j X_2 (j X_1 + j X_3)} \\ 1 &= \frac{A_v X_1 X_2}{j R_o (X_1 + X_2 + X_3) - X_2 (X_1 + X_3)} \end{aligned}$$

اس مساوات کے بائیں ہاتھ صرف حقیقی مقداریں بجکہ اس کے دائیں ہاتھ حقیقی اور خیالی دونوں مقداریں پائے جاتے ہیں۔ مساوات کے دو اطراف صرف اس صورت برابر ہو سکتے ہیں جب دونوں جانب مقداریں برابر ہوں۔ چونکہ بائیں ہاتھ خیالی مقداریں نہیں پائے جاتے لہذا دائیں جانب خیالی مقداروں کی قیمت صفر ہو گی یعنی

$$(8.33) \quad X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

اور یوں مساوات 8.32 مندرجہ ذیل صورت اختیار کر لے گا۔

$$1 = \frac{-A_v X_1 X_2}{X_2 (X_1 + X_3)} = \frac{-A_v X_1}{X_1 + X_3}$$

مساوات 8.33 سے  $X_1 + X_3 = -X_2$  حاصل ہوتا ہے جسے مندرجہ بالا مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

$$1 = \frac{A_v X_1}{X_2}$$

یعنی

$$(8.34) \quad A_v = \frac{X_2}{X_1}$$

دیتا ہے۔ مساوات 8.34 مرتعش کی درکار  $A_v$  دیتا ہے۔ حقیقت میں  $A_v$  اس قیمت سے زیادہ رکھا جائے گا۔ اس مساوات میں  $A_v$  ثابت قیمت رکھتا ہے لہذا مساواتی نشان کے دونوں جانب ثابت قیمتیں تب ممکن ہیں جب  $X_1$  اور  $X_2$  کی قیمتیں بھی یا تو دونوں ثابت ہوں اور یا پھر دونوں منقی ہوں۔ یعنی یا یہ دونوں امالة ہوں یا پھر دونوں کپیسٹر۔ چونکہ مساوات 8.33 کے تحت  $X_1 + X_2 = -X_3$  ہو گا لہذا اگر  $X_1$  اور  $X_2$  دونوں امالة ہوں تب  $X_3$  کپیسٹر ہو گا اور ایسی صورت میں مرتعش کو بارٹلے مرتتعش<sup>12</sup> پکارتے ہیں اور اگر  $X_1$  اور  $X_2$  دونوں کپیسٹر ہوں تب  $X_3$  امالة ہو گا اور ایسی صورت میں اسے کالپنس مرتتعش<sup>13</sup> پکارا جاتا ہے۔<sup>14</sup>

Hartley oscillator<sup>12</sup>

Colpitts oscillator<sup>13</sup>

<sup>14</sup> رائف ہارٹلے نے بارٹلے مرتعش بجکہ ایڈن ہنزی کا کالپنس نے کالپنس مرتعش کا درود ریافت کیا۔

اگر  $X_1$  اور  $X_2$  دونوں امالم ہوں تب مساوات 8.33 کو

$$j\omega L_1 + j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C_3} = 0$$

لکھا 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

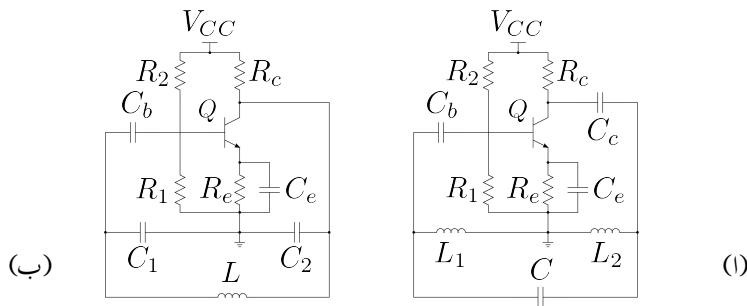
$$(8.37) \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

یعنی  $C_1$  اور  $C_2$  کی سلسلہ وار جرڑی کل کپیسٹر ہے۔

## 8.7 ہارٹلے اور کالپٹس مرتعش

شکل 8.12 میں مرانزٹر ایمپلیفیاٹر استعمال کرتے ہوئے ہارٹلے اور کالپٹس مرتعش بنائے گئے ہیں۔ شکل اف میں واپس کار یعنی  $L_1$ ،  $L_2$  اور  $C$  کی شمولیت سے بنیادی ایمپلیفیاٹر مرتعش میں تبدیل ہو جاتا ہے۔ شکل 8.11 کے ساتھ موازنہ کرنے سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دراصل  $X_1$  ہے  $L_1$ ،  $X_2$  ہے  $L_2$ ، دراصل ہے  $X_3$  ہے جبکہ  $C$  دراصل ہے  $C_b$  اور  $C_c$  ہے جبکہ  $C_e$  کی ضرورت نہیں چونکہ  $C_1$ ،  $C_2$  اور  $C_b$  کی موجودگی میں اس راستے یک سمی رو کا گزر ممکن نہیں۔ قصری کپیسٹر<sup>15</sup> ہے جبکہ  $C_c$  اور  $C_b$  جفتی کپیسٹر<sup>16</sup> ہیں۔ چالو تعدد پر  $C_e$  اور  $C_b$  کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے۔

bypass capacitor<sup>15</sup>  
coupling capacitors<sup>16</sup>



شکل 8.12: ہارٹلے اور کالپیش مرتعش

بلند تعداد پر ان اشکال کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بلند تعدادی ریاضی نمونہ استعمال ہو گا۔ ایسا کرتے وقت ریاضی نمونے کے مختلف جزو کو بھی واپس کار کا حصہ تصور کیا جا سکتا ہے۔ مثلاً نہایت بلند تعداد کالپیش مرتعش تخلیق دیتے وقت ٹرانزسٹر کے بلند تعداد ریاضی نمونے کے جزو  $C_{bc}$  اور  $C_{be}$  کا مساوی ملکپیٹر<sup>17</sup>  $C_M$  کے مجموعے کو بطور  $C_1$  استعمال کیا جاتا ہے (یعنی  $C_1 = C_{be} + C_M$ )۔

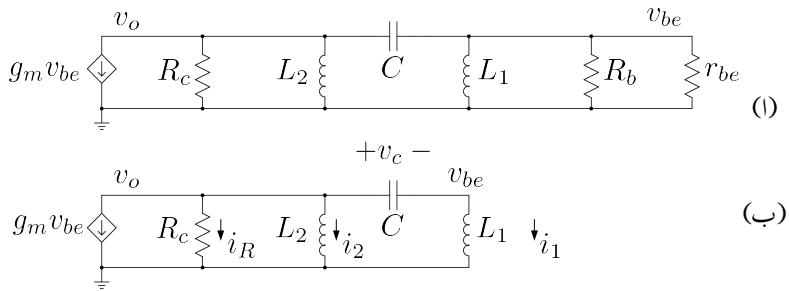
شکل 8.11 کے معنی مرتعش میں بنیادی ایکلیفائر کا داخلی مزاحمت لامحدود ہے جبکہ شکل 8.12 کے دونوں مرتعش میں ایسا نہیں ہے۔

مثال 8.2: ٹرانزسٹر کا پست تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 8.12 الف کو حل کریں۔ حل کرتے وقت بنیادی ایکلیفائر کے داخلی مزاحمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے نظر انداز کریں۔

حل: شکل 8.13 میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $R_b \parallel R_1 \parallel R_2$  کو  $R_b$  کھا گیا ہے۔ بنیادی ایکلیفائر کا داخلی مزاحمت  $R_b \parallel r_{be}$  کے برابر ہے جو  $j\omega L_1$  کے متواری جڑا ہے۔ تصور کرتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔

شکل ب میں اگر ٹرانزسٹر کا داخلی برقی دباؤ  $v_{be}$  ہوتا  $L_1$  میں برقی رو

$$i_1 = \frac{v_{be}}{j\omega L_1}$$



شکل 8.13: برازسٹر پر منہ بار مٹے مرتعش کا پست تعددی مساوی دور

ہو گی جو کپیسٹر  $C$  سے گزرتے ہوئے اس پر

$$v_c = \frac{v_{be}}{j\omega L_1} \times \frac{1}{j\omega C} = -\frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}$$

برقی دباؤ پیدا کرے گا۔ یوں

$$\begin{aligned} v_o &= v_{be} + v_c \\ &= v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C} \end{aligned}$$

ہو گا۔  $L_2$  میں

$$i_2 = \frac{v_o}{j\omega L_2} = \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{j\omega L_2}$$

اور  $R_c$  میں

$$i_R = \frac{v_o}{R_c} = \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{R_c}$$

پایا جائے گا۔ یوں کر خوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} -g_m v_{be} &= \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{R_c} + \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{j\omega L_2} + \frac{v_{be}}{j\omega L_1} \\ &= v_{be} \left[ \frac{1}{R_c} - \frac{1}{\omega^2 R_c L_1 C} + \frac{1}{j\omega L_2} - \frac{1}{j\omega^3 L_1 L_2 C} + \frac{1}{j\omega L_1} \right] \end{aligned}$$

اس مساوات کے خیالی اور حقیقی اور اجزاء علیحدہ علیحدہ کرتے ملتا ہے

$$0 = \frac{1}{j\omega L_2} - \frac{1}{j\omega^3 L_1 L_2 C} + \frac{1}{j\omega L_1} \quad \text{خیالی}$$

$$-g_m = \frac{1}{R_c} - \frac{1}{\omega^2 R_c L_1 C} \quad \text{حقیقی}$$

خیالی جزو سے

$$(8.38) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2) C}}$$

اور حقیقی جزو سے

$$(8.39) \quad g_m R_c = |A_v| = \frac{L_2}{L_1}$$

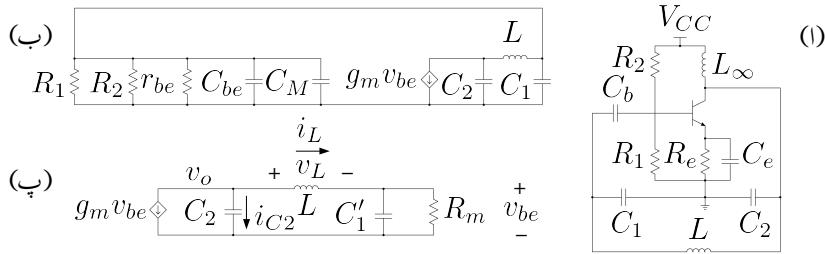
حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کا مساوات 8.35 اور مساوات 8.34 سے موازنہ کریں۔

مثال 8.3: شکل 8.14 اف میں ٹرانزسٹر پر منی کالپس مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزسٹر کے گلکٹر پر امالہ  $L_\infty$  نسب کیا گیا ہے۔ اس امالہ کی قیمت مرتعش کے تعدد پر لامدد تصور کی جاتی ہے۔ مرتعش کو حل کریں۔

حل: شکل ب میں ٹرانزسٹر کا بلند تعداد ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مرتعش کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں مسئلہ ملکی مدد سے  $C_{bc}$  کا مساوی  $C_M$  دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے مزاحمت  $R_1$ ،  $R_2$  اور  $R_m$  کو  $r_{be}$  جبکہ متوازی جڑے کپیسٹر  $C_{be}$ ،  $C_M$  اور  $C'_1$  کو  $C'_1$  کہتے ہوئے شکل پر حاصل کی گئی ہے۔ حقیقت میں  $r_{be}$  کی قیمت  $R_1$  اور  $R_2$  سے بہت کم ہوتی ہے اور  $r_{be} \approx r_m$  اور  $C'_1$  متوازی جڑے ہیں اور ان پر برتنی دباؤ  $v_{be}$  پایا جاتا ہے۔ یوں ان میں برتنی رو

$$i_{R_m} = \frac{v_{be}}{R_m}$$

$$i_{C'_1} = j\omega C'_1 v_{be}$$



کل 8.14: میکرو اسٹریپ میں کاپس مرجع

ہو گی۔ پول کر خوف کے قانون برائے برقی روکے تحت

$$i_L = i_{R_m} + i_{C'_1} = \frac{v_{be}}{R_m} + j\omega C'_1 v_{be}$$

ہو گا۔ اس طرح

$$v_L = j\omega L i_L = j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) v_{be}$$

جبکہ

$$v_o = v_{be} + v_L = \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be}$$

اور

$$i_{C_2} = j\omega C_2 v_o = j\omega C_2 \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be}$$

ہوں گے۔ کر خوف کے قانون برائے برقی روکے تحت  $i_{C_2} + i_L = -g_m v_{be}$  ہے یعنی

$$\begin{aligned}
 (8.40) \quad -g_m v_{be} &= j\omega C_2 \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be} + \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) v_{be} \\
 -g_m &= j\omega C_2 \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] + \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \\
 -g_m &= j\omega C_2 - \omega^2 L C_2 \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \\
 -g_m &= j\omega C_2 - \frac{\omega^2 L C_2}{R_m} - j\omega^3 C'_1 L C_2 + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1
 \end{aligned}$$

اس مساوات کے خیالی جزو سے حاصل ہوتا ہے

$$\omega C_2 - \omega^3 C'_1 LC_2 + \omega C'_1 = 0$$

$$\omega \left( C_2 - \omega^2 C'_1 LC_2 + C'_1 \right) = 0$$

چونکہ چالو مرتعش کی تعداد صفر نہیں ہوتی (یعنی  $\omega \neq 0$ ) لہذا

$$C_2 - \omega^2 C'_1 LC_2 + C'_1 = 0$$

ہو گا جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.41) \quad \omega = \omega_0 = \sqrt{\frac{C'_1 + C_2}{LC'_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

جباں

$$(8.42) \quad \frac{1}{C} = \frac{1}{C'_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{C'_1 + C_2}{C'_1 C_2}$$

کے برابر ہے۔  $\omega_0$  مرتعش کی قدرتی تعداد ہے۔

مساوات 8.40 کے حقیقی جزو سے حاصل ہوتا ہے۔

$$-g_m = -\frac{\omega^2 LC_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$

اس میں  $\omega_0$  کی قیمت استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

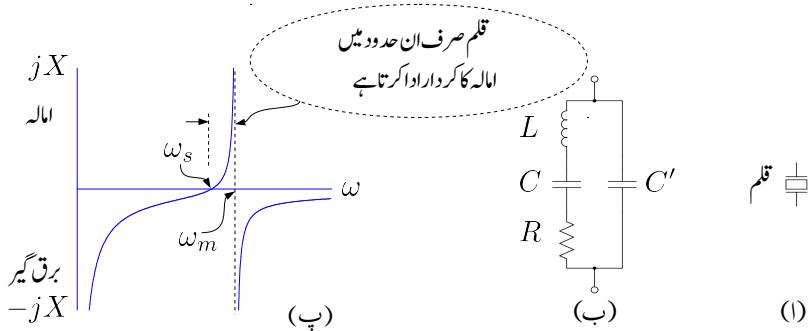
$$-g_m = - \left( \frac{C'_1 + C_2}{LC'_1 C_2} \right) \frac{LC_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$

$$g_m R_m = \frac{C_2}{C'_1}$$

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 کم سے زیادہ رکھی جائے گی۔



شکل 8.15: داب بر قلم

## 8.7.1 قلمی مرتعش

ایسا قلم<sup>18</sup> جسے دبانے سے اس کے دو اطراف کے مابین برقی دباو پیدا ہوتا ہے کو داب بر قلم<sup>19</sup> کہتے ہیں۔ داب بر قلم پر برقی دباو لا گو کرنے سے یہ پھیلتا (یا سکوتتا) ہے۔ ایسے داب بر قلم کے تدریتی میکانی تعداد پر برقی دباو فراہم کرتے ہوئے اسے ارجاعش پذیر بنایا جاسکتا ہے۔ قلموں کی طبیعتی خوبیاں انتہائی مسکنم ہوتی ہیں جو وقت یا حرارت سے بہت کم متاثر ہوتی ہیں۔ اسی لئے ایسے قلم کی تدریتی تعداد کی قیمت بھی مسکنم رہتے ہوئے تبدیل نہیں ہوتی۔ اسی خوبی کی بنا پر انہیں عموماً وقت نانپنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ کوارٹر<sup>20</sup> گھٹڑی کا تجھ و قت دکھانا مثالی ہے۔ دھاتی ڈبے میں بند، چند کلو ہر ٹری kHz سے کئی میگا ہر ٹری MHz تک کے تدریتی تعداد والے کوارٹر کے قلم، منڈی میں عام دستیاب ہیں۔ ڈبے پر قلم کی تدریتی تعداد کی قیمت لکھی گئی ہوتی ہے۔

شکل 8.15 الف میں قلم کی علامت دکھائی گئی ہے جبکہ شکل ب میں اس کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ مساوی دور میں قلم کے میکانی خوبی ماس  $m$  کو امالة  $L$ ، اسپرنگ کے مستقل  $K$  کے معکوس کو کپیسٹر  $C$  اور میکانی مزاحمت کو برقی مزاحمت  $R$  سے ظاہر کیا جاتا ہے جبکہ  $C'$  قلم کے دونوں سروں پر دھاتی جوڑوں کے مابین کپیسٹر ہے۔

---

crystal<sup>18</sup>  
piezoelectric crystal<sup>19</sup>  
quartz<sup>20</sup>

شکل ب میں مزاجمت  $R$  کو نظر انداز کرتے ہوئے قلم کی برقی رکاوٹ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{Z} &= j\omega C' + \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) + 1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 (8.44) \quad &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega C'} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega} \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C'} \right) \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}
 \end{aligned}$$

شکل ب میں  $C$  اور  $C'$  کو سلسلہ وار جڑے تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ یہ دونوں  $L$  کے متوازی جڑے ہیں۔ یوں  $L$  کے متوازی جڑے کپیسٹر کو  $C_m$  لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$\frac{1}{C_m} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C'}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح مساوات 8.44 کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{Z} &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L + \frac{1}{j\omega C_m} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left( j\omega L - \frac{j}{\omega C_m} \right)}{j\omega L - \frac{j}{\omega C}} \\
 &= \frac{j\omega C' \left( \frac{jL}{\omega} \right) \left( \omega^2 - \frac{1}{LC_m} \right)}{\left( \frac{jL}{\omega} \right) \left( \omega^2 - \frac{1}{LC} \right)} \\
 &= \frac{j\omega C' \left( \omega^2 - \frac{1}{LC_m} \right)}{\left( \omega^2 - \frac{1}{LC} \right)}
 \end{aligned}$$

جہاں  $-j = \frac{1}{j}$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

قلم کے دو سروں سے دیکھتے ہوئے  $L$  کے ساتھ  $C$  سلسلہ وار جڑا معلوم ہوتا ہے جبکہ  $L$  کے دو سروں سے دیکھتے ہوئے  $L$  کے ساتھ  $C_m$  متوازی جڑا معلوم ہوتا ہے۔  $\omega_s^2 = \frac{1}{LC}$  اور اس کے ساتھ سلسلہ وار جڑے کپیسٹر  $C$

کی سلسلہ وار قدرتی تعداد جبکہ  $\frac{1}{LC_m}$  کو اس کے ساتھ متوازی جڑے کپیسٹر  $C_m$  کی متوازی قدرتی تعداد تصور کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\frac{1}{Z} = \frac{j\omega C' (\omega^2 - \omega_m^2)}{(\omega^2 - \omega_s^2)}$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

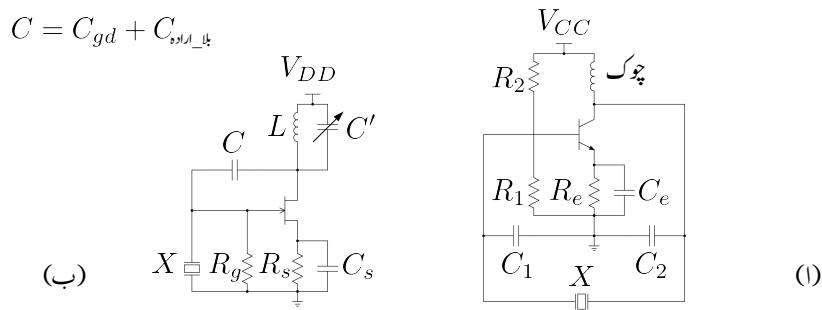
$$(8.45) \quad Z = \frac{-j (\omega^2 - \omega_s^2)}{\omega C' (\omega^2 - \omega_m^2)}$$

اس مساوات کو شکل 8.15 پ میں گراف کیا گیا ہے۔ حقیقت میں  $C'$  کی قیمت  $C$  کے قیمت سے کئی درجے زیادہ ہوتی ہے (یعنی  $C' \gg C$ )۔ یوں  $C_m$  کی قیمت  $C$  سے قدر کم ہوتا ہے جس سے  $\omega_s$  کی قیمت  $\omega_m$  کے قیمت سے قدر کم ہوتا ہے۔ ان دو قدرتی تعداد کی قیمتوں میں 1% سے بھی کم فرق ہوتا ہے۔ مساوات 8.45 میں دیا برقرار رکاوٹ  $\omega_s < \omega < \omega_m$  کے حدود میں بطور امالة جبکہ  $\omega_s < \omega < \omega_m$  میں بطور کپیسٹر کردار ادا کرتا ہے۔

مندرجہ بالاتر کرے کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ کاپیسٹر مرتعش میں امالة کی جگہ قلم استعمال کیا جا سکتا ہے۔ شکل 8.14 میں ایسا کرتے ہوئے شکل 8.16 الف کا کاپیسٹر قلمی مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ قلم صرف  $\omega_m < \omega < \omega_s$  حدود میں بطور امالة کردار ادا کرتا ہے لہذا ایسا مرتعش صرف اور صرف انہیں حدود کے درمیان ارتعاش پذیر رہ سکتا ہے اور اس کی تعداد انہیں حدود کے درمیان رہے گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ قلمی مرتعش<sup>21</sup> کی تعداد صرف اور صرف قلم کی قدرتی تعداد پر مخصر ہے۔ اب چونکہ  $\omega_m \approx \omega_s$  ہوتا ہے لہذا قلمی مرتعش میں ایسے مرتعش کی  $\omega_m \approx \omega_s \approx \omega$  رہے گی۔ چونکہ مساوات 8.41 بھی اس مرتعش کی تعداد دیتا ہے لہذا قلمی مرتعش اپنی تعداد  $\omega_s$  اور  $\omega_m$  کے درمیان اس جگہ برقرار رکھے گا جہاں مساوات 8.45 سے حاصل قلم کی برقرار رکاوٹ (یعنی L) کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 8.41 سے بھی یہی تعداد حاصل ہو۔ قلمی مرتعش کے استعمال کا مقصد ایک حتیٰ تعداد حاصل کرنا ہے جو قلم کو  $\omega_m \approx \omega_s$  حدود میں استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے۔

شکل 8.16 ب میں قلمی ہارٹلے مرتعش دکھایا گیا ہے۔  $C'$  کو نظر انداز کرتے اور قلم کو امالة تصور کرتے ہوئے L، C اور قلم ہارٹلے مرتعش کی جانی پہچانی شکل میں جڑے ہیں۔  $C'$  کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ درکار تعداد پر متوازی جڑے L اور  $C'$  (جنہیں عام فہم میں LC ٹینک<sup>22</sup> کہا جاتا ہے) کا مجموعہ امالة کا کردار ادا کرے۔ عموماً  $C'$  قابل تبدیل

crystal oscillator<sup>21</sup>  
tank<sup>22</sup>



شکل 8.16: قلی کا پیس اور ہارٹلے مرتقش

کپیسٹر ہوتا ہے جس کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے مرتقش کی تعداد باریکی سے قابو کی جاتی ہے۔ چونکہ متوازی جڑے LC کی برتنی رکاوٹ ان کے قدرتی متوازی تعداد پر لامحدود ہوتی ہے لہذا LC ٹینک کی قدرتی متوازی تعداد کو مرتقش کے تعداد کے قریب رکھتے ہوئے nJFET کے ڈرین پر بہت زیادہ برتنی رکاوٹ حاصل کیا جاتا ہے جس سے نبیادی ایمپلیفیاٹر کی افزائش زیادہ حاصل ہوتی ہے اور ارتھاشی اشارے کا جیطہ زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ اس مرتقش میں بیرونی کپیسٹر C کا استعمال ضروری نہیں۔ نہایت بلند تعداد حاصل کرتے وقت اس کپیسٹر کو نسب نہیں کیا جاتا اور nJFET کی اندر وہی کپیسٹر  $C_{gd}$  اور nJFET کے ڈرین اور گیٹ کے مابین تاروں کے مابین بلا ارادہ پائے جانے والے کپیسٹر کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

## سوالات

سوال 8.1: شکل 8.3 ب میں  $RC$  کے دو حصے ترتیب وار جوڑے گئے ہیں۔ اس میں  $\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i}$  کی مساوات حاصل کریں۔ اگر  $C = 0.01 \mu F$  اور  $f = 10 \text{ kHz}$  میں کل  $120^\circ$  کا زاویہ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات:

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i} = \frac{1}{1 + j\beta\omega RC - \omega^2 R^2 C^2}$$

$$R = 1196 \Omega$$

سوال 8.2:  $RC$  مرتعش میں کم سے کم ممکنہ  $\beta$  کا ٹرانزسٹر استعمال کیا جاتا ہے۔  $R = 200 \Omega$  کی صورت میں  $Z_{RC}$  کی قیمت حاصل کریں۔

$$Z_{RC} = 372 - j198$$

سوال 8.3: شکل 8.4 میں  $RC$  مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, \quad R_c = 3 \text{ k}\Omega, \quad R_e = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 12.5 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 50 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

ہیں۔ 10 kHz پر چلنے کی خاطر درکار  $C$  اور  $R'$  حاصل کریں۔

جوابات:  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$  اور  $r_{be} = 2.54 \text{ k}\Omega$  ہیں۔  $k = 2.69$  ہیں۔ استعمال کرتے ہوئے  $R = 1115 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔  $R_m > R'$  ہے لہذا تمام  $C = 3.5 \text{ nF}$  سے جس سے حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $R_m > R'$  ہے لہذا تمام  $R$  برابر رکھنا ممکن نہ ہو گا اور یوں  $R' = 0 \Omega$  رکھا جائے گا۔ قدرتی تعدد 10 kHz سے قدر مختلف ہو گی۔

سوال 8.4: شکل 8.4 کے  $RC$  مرتعش میں

$$V_{CC} = 9 \text{ V}, \quad R_c = 3.36 \text{ k}\Omega, \quad R_e = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 6.25 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 25 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 49$$

ہیں۔ 10 kHz پر چلنے کی خاطر درکار  $C$  اور  $R'$  حاصل کریں۔

جوابات: جو ابادت میں  $k = 2.69$  ہے۔ اور  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$  اور  $r_{be} = 1.25 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔  $C = 3.1 \text{ nF}$  حاصل ہوتا ہے۔  $R_m = 1 \text{ k}\Omega$  رکھا جائے گا۔

سوال 8.5: صفحہ 835 پر شکل 8.7 میں وائے مرتعش دکھایا گیا ہے۔ کی صورت میں مرتعش کی قدرتی تعدد حاصل کریں۔

$$\text{جواب: } f_o = 100 \text{ Hz}$$

سوال 8.6: شکل 8.9 میں ٹرانزسٹر کا  $\beta = 39$  اور  $V_A = 200 \text{ V}$ ،  $C_{bc} = 4 \text{ pF}$  اور  $C_{be} = 10 \text{ pF}$  ہے۔ اگر انسفار مر کی  $\frac{n_1}{n_2}$  حاصل کریں۔ اگر  $L = 200 \text{ nH}$  اور  $C = 20 \text{ nF}$  ہے۔ اور  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$  اور  $R_B = 5 \text{ k}\Omega$  ہوں تب  $f_o$  کیا ہو گا۔

جوابات:  $R'_p = 0.51 \text{ }\Omega$ ،  $r_o = 200 \text{ k}\Omega$ ،  $r_{be} = 925 \text{ }\Omega$ ،  $g_m = 0.04 \text{ S}$ ،  $\frac{n_2}{n_1} = 0.02564$  اور  $f_o = 1.798 \text{ MHz}$  ہے۔ اور  $C_p = 39.166 \text{ nF}$ ،  $C_M \approx 4 \text{ pF}$ ،  $R \approx 0.51 \text{ }\Omega$  ہو گا۔

سوال 8.7: شکل 8.12 ب میں  $R_c$  کی جگہ لامحدود  $L$  نسب کیا جاتا ہے۔  $R_B$  کو نظر انداز کرتے اور ٹرانزسٹر کا پست تعددی مساوی پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اسے حل کریں۔

$$\text{جوابات: } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \text{ جہاں } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

سوال 8.8: سوال 8.7 کے کاپیٹس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا  $\beta = 50$  ہے۔ اگر اس میں  $C_1 = 0.01 \mu\text{F}$  رکھا جائے تب  $200 \text{ kHz}$  پر ارتعاش کرتے مرتعش کے بقايا اجزاء کے قیمتیں کیا ہوں گی؟

$$\text{جوابات: } L = 65 \mu\text{F}$$

سوال 8.9: شکل 8.12 کے کاپیٹس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا پست تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے حل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے بنیادی ایمپلیفیکر کی داخلی مزاجمت لامحدود تصور کریں۔

جوابات:  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$  جہاں  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ۔ ان مساوات کا مساوات 8.34 اور مساوات 8.36 کے ساتھ موازنہ کریں۔



# فرہنگ

- Butterworth circle, 746  
bypass capacitor, 286, 646  
  
capacitor, 168  
carrier frequency, 111  
carrier wave, 111  
cascaded amplifier, 390  
cascode amplifier, 616, 729  
CE amplifier, 574  
Celsius, 93  
channel, 437  
charge, 216, 421, 435  
clamping circuit, 116  
class  
    A, 414  
    AB, 414  
    B, 414  
    C, 415  
    D, 415  
clipper, 118  
CMOS, 462  
CMRR, 577  
collector, 213  
Colpitts oscillator, 847  
common base, 400  
common collector, 400  
common emitter, 400  
common mode voltage, 6, 556  
common mode voltage gain, 576  
comparator, 77  
complex plane, 744  
conductance, 148  
  
AC load line, 141  
active component, 213  
active region, 277  
adder, 42, 44  
ageing, 585  
AM demodulator, 110  
AM modulator, 111  
AM signal, 112  
amplifier  
    difference, 3  
    instrumentation, 52  
    inverting, 16, 19  
    non-inverting, 31, 34  
anti-log, 122  
atomic model, 148  
atomic number, 148  
avalanche, 170  
avalanche breakdown, 171  
  
band, 646, 703  
band pass filter, 785  
band stop filter, 785  
Barkhausen criteria, 824  
base, 213  
bit, 66  
blocking voltage, 165  
Bode plot, 653, 665  
Boltzmann constant, 92  
break down voltage, 170  
breakdown region, 98  
buffer, 35  
Butterworth, 743

- high frequency model, 184
- square law, 200
- distortion, 486
- divider, 123
- doping, 148
- drift, 156, 159
- drift current, 159
- drift speed, 159
- drift velocity, 159
- Early voltage, 277, 488
- ecg, 53
- electric field intensity, 159
- electrical noise, 176
- electron gas, 153
- electron mobility, 160, 449
- emission coefficient, 92
- emitter, 213
- emitter coupled logic, 566
- emitter follower, 403
- enhancement nMOSFET, 440
- feedback circuit
  - negative, 28
  - positive, 28
- feedback signal, 26, 766
- feedback system, 765
- field effect transistor, 213
- filter
  - band pass, 742
  - band stop, 742
  - Butterworth, 746
- forward biased, 95, 98, 102
- free electron, 149
- free hole, 149, 154
- full wave rectifier, 108
- gain, 18, 220
- gain bandwidth product, 705
- gate
  - AND, 127
  - OR, 127
- conductivity, 161
- constant current source, 519, 583
- coupling capacitor, 295, 646
- covalent bond, 148, 175
- crystal, 148
- crystal oscillator, 856
- current gain, 219, 220
- current mirror, 520, 585
- current sink, 583
- current source, 583, 636
- cut-in voltage, 95
- cut-off frequency
  - high, 645
  - low, 645
- DAC, 65
- damping constant, 743
- darlington pair, 255
- dB, 665
- DC bias point, 128
- DC load line, 129
- depended voltage source, 8
- dependent current source, 299
- depletion nMOSFET, 459
- depletion region, 164
- difference pair, 555
- differential input resistance, 572
- differential mode voltage, 6
- differential voltage gain, 3
- differentiator, 38
- diffusion, 156
- diffusion capacitance, 173
- diffusion constant
  - electrons, 158
  - holes, 158
- diffusion current, 156
- diffusion current density, 158
- digital circuits, 503
- diode, 91
  - cut off, 167
- germanium, 95

- Miller capacitor, 729
- Miller theorem, 694, 842
- Miller's capacitor, 697
- minority
  - electrons, 149
  - hole, 149
- mirror, 481
- mobile
  - charges, 153
  - electron, 149
  - hole, 149
- model, 8, 11, 177
- models, 488
- modulating frequency, 111
- modulating wave, 111
- multiplier, 122
- n-type semiconductor, 152
- natural frequency
  - undamped, 743
- NOT gate, 316, 503
- number density, 150
- ohmic contact, 175
- OPAMP, 51
- optical cable, 177
- optical communication, 177
- optocoupler, 176
- output offset voltage, 578
- p-type semiconductor, 154
- parasitic resistor, 699
- passive component, 213
- peak detector, 109
- photo diode, 175
- photon, 175
- piece wise linear model, 179
- piezoelectric crystal, 854
- pinch off, 443
- pole, 660
- power
  - mosfet, 542
- generation rate, 149
- gradient, 129
- half wave rectifier
  - negative, 105
  - positive, 104
- Hartley oscillator, 847
- heat sink, 543
- holding current, 425
- hole gas, 155
- hole mobility, 449
- ideal diode, 181
- immobile
  - charges, 153
- injected electrons, 216
- injected holes, 216
- input bias current, 72, 581
- input offset current, 581
- input offset voltage, 68, 578
- integrator, 39, 41
- inversion, 439
- inversion layer, 439
- inverter, 423, 542
- iteration method, 131
- Kelvin, 92
- Laplace transform, 647
- latching current, 424
- LED, 176
- level shifter, 598
- load line, 477
  - AC, 288
  - DC, 286
- log amplifier, 121, 420
- loop gain, 779
- Maclaurin's series, 183
- majority
  - electrons, 152, 153
  - holes, 155

- T model, 493
- tank, 856
- thermal
  - electron, 149
  - generation, 149
  - generation rate, 149
  - hole, 149
  - resistance, 100, 204
  - voltage, 92
- thermometer, 99
- threshold voltage, 439
- thyristor, 424
- transconductance, 321, 325
- transconductance gain, 25, 321
- transducer, 35
- transistor, 213
- transportation, 156
- tuned oscillator, 840, 841
- valency, 148
- varactor diode, 175
- voltage gain, 17, 33
- voltage source, 115, 418
- Widlar current source, 607
- Wien bridge oscillator, 835
- zener
  - diode, 171
  - knee, 185
  - voltage, 171
- zero, 660, 744
- transistor, 423
- power loss, 185
- power series, 199
- power supply, 105
- quartz, 854
- recombination, 150
- recombination rate, 150
- reverse biased, 97, 102
- reverse breakdown voltage, 98
- reverse leakage current, 97
- ripple, 105, 114, 115
- saturation
  - current, 92
  - OPAMP, 4, 61
  - region, 277
- schottky
  - diode, 174
  - transistor, 421
- scr, 424
- semiconductor, 147
- slew rate, 62
- small signal, 140
- $\pi$  model, 332
- resistance, 146
- solar panel, 175
- spice, 201
- stability factors, 266
- subtracter, 46
- switch ON, 101

- |                                     |                                     |
|-------------------------------------|-------------------------------------|
| لئے مشرک، 400                       | آزاد                                |
| بار، 435.92                         | اکیٹران، 149                        |
| برتی، 421.216                       | خول، 154.149                        |
| باریک اشاراتی                       | آلٹی ایکپلیناکر، 52                 |
| مزاجت، 146.                         | آئینہ، 481                          |
| باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونہ، 332 | ولس، 611                            |
| باریک اشاراتی، 140                  | آنینہ برتی رو، 585.520              |
| باشر من کا مستقل، 92                | اخراجی جزو، 92                      |
| بڑت، 66                             | ارلی برتی داو، 488.277              |
| بڑورت تسلی، 743                     | افراکش، 220.18                      |
| بڑورت دا سر، 746                    | برتی داو، 33                        |
| بدلت افراکش برتی رو، 222            | برتی رو، 220.219                    |
| بدلتی رو، خیط بوچہ، 288.141         | موصل-نم، 321                        |
| بدن، 437                            | افراکش ضرب دائز کار کردنی، 705      |
| برتی                                | افراکش دائرہ، 779                   |
| بار، 435.421.92.                    | افراکندہ، 222                       |
| رکاوٹ، 656.                         | خط، 277                             |
| زمیں، 17                            | اقلمی                               |
| قب نکار، 53                         | اکیٹران، 149                        |
| برتی داو                            | خول، 149                            |
| چالو، 95                            | اکثرتی                              |
| دلیز، 439.                          | اکیٹران، 153.152                    |
| رکاوٹی، 165                         | خول، 155                            |
| غیر افراکندہ کردہ، 223              | النا                                |
| برتی داو مج، 113.105.               | خط، 439.                            |
| برتی رو                             | کرنا، 439.                          |
| ائٹی س، 97.                         | مال، 102.                           |
| برتی رو چالو کھنے کی حد، 424.       | الٹ لاگ، 122.                       |
| برتی رو مقطع کرنے کی حد، 425        | ائٹی رستابرتی رو، 97.               |
| برتی زمیں، 559.                     | اکیٹران کیس، 153.                   |
| برتی شدت، 159.                      | اخراجی برتی داو، 578.               |
| برکہان کا اصول، 824.                | اخراجی برتی رو، 581.                |
| بل، 115.114.112.105.                | اندر وی دا خلی اخراجی برتی داو، 68. |
| بلد انقطاعی تعدد، 691.645.          | اورڈر، 542.423.                     |
| بلد تعدد، 653.646.                  | ائٹی عدد، 148.                      |
| بوڈاخط، 665.653.                    | اکیٹلیناکر                          |
| بہاو، 159.156.                      | زنجی، 390.                          |
| بہاو برتی رو، 159.                  | وابکی، 774.                         |
| بیس، 214.213.                       | لئے مشرک، 214.213.                  |
| بیس مشرک، 400.                      | لئے شر جامنٹن، 566.                 |

- لی ریاضی نمونه، 493  
لیکن، 856
- جر مینیم ڈائیوڈ، 95  
جزنا
- دوباره، 150  
شرح، 150  
جفٹی کسپیٹر، 295  
جماعت، 148  
جع کار، 44, 42  
جوڑ، 16  
جوڑ کی پیشنس، 169
- چالو، 95  
چالو بر قی دباد، 95
- چوٹی حاصل کار، 109  
چھلنی
- پٹی روک، 742  
پٹی گزار، 742
- حرارتی  
ایکٹران، 149,  
بر قی دباد، 92  
پیمائش، 149  
پیمائش کی شرح، 149  
خول، 149  
مزاحمت، 204, 100
- حرکت پذیری  
ایکٹران، 449, 160  
خول، 449  
حابل ایک پیٹنائز، 51, 1
- جیٹ  
اٹار کار، 110  
سوار اشراہ، 112  
سوار کار، 111
- خارج کار منج رو، 583  
خارجی انحرافی بر قی دباد، 578  
خارجی مزاحمت، 8  
خط بوجھ، 477  
بد ای رو، 288
- پاپے کے ریاضی نمونه، 332  
پٹی روک فلٹر، 785  
پٹی گزار فلٹر، 785  
پست انتظامی تعداد، 654, 645  
پست تعداد، 653, 646  
پکاری کی قیمت، 23  
پورے طاقت پر دائرہ کار کردگی، 63  
پیر کار، 403  
پیاسیش آلہ، 35
- تار  
ہم محوری، 82  
تابع منج دباد، 8  
تابع منج رو، 299  
تراش، 118  
تعدد
- سوار، 111  
سواری، 111  
قدری، 832  
تعدادی کیافت، 216, 150  
تفریقی  
افزاش، 571  
افزاش بر قی دباد، 8, 3  
ایمپلیکیٹر، 3  
بر قی اشراہ، 3  
بر قی دباد، 6  
جوڑ، 555  
تفریق اشراہ، 88  
تفریق کار، 38  
تغییم کار، 123  
تکمیل کار، 41, 39  
تودہ، 170  
تحصیلیٹر، 99  
تحوون دور، 35  
ٹرانزسٹر، 213  
قوی، 423

- |                              |   |
|------------------------------|---|
| شکی، 174                     | یکمیتی، 286                               |
| شسی، 175                     | یک سمتی رو، 129                           |
| نوٹ، 175                     | خط ماس، 146                               |
| قانون مرلح، 200              | خطی، 3                                    |
| منقطع، 166                   | خمدار، 135                                |
| نوری، 176                    | خول گیس، 155                              |
| ورکیٹ، 175                   |   |
| ڈایوٹ قانون مرلح شناسدہ، 201 | داب بر قلم، 854                           |
| ڈھلان، 129                   | داخلی                                     |
| ڈیسی بیل، 665                | آخری بر قی دباد، 628, 578                 |
| ذرائع ابلاغ، 199             | تقری مزاحت، 572                           |
| رخ                           | داخل کار منج رو، 583                      |
| سیدھا، 91                    | داخلی بر قی کاوٹ، 53                      |
| راہ، 437                     | داخلی میلان بر قی رو، 72                  |
| رفقاڑ بہاد، 159              | داڑہ کار گردگی، 703, 646                  |
| رفقاڑ چال، 62                | دبوچ، 443                                 |
| رکاوٹی بر قی دباد، 165       | درج                                       |
| ریاضی                        | الف، 414                                  |
| نمونہ، 177                   | الف۔ ب، 414                               |
| ریاضی نمونہ، 8، 488          | ب، 414                                    |
| پائے، 332                    | پ، 415                                    |
| لی، 493                      | ت، 415                                    |
| سیدھے خطوط، 179              | در میانی تعداد، 646                       |
| رنجیری ایک پیغامبر، 390      | دوبارہ                                    |
| زین                          | جز، 150                                   |
| اڑ، 170                      | جنے کی تحریک، 150                         |
| بر قی دباد، 171              | دورانیہ                                   |
| ڈایوٹ، 171                   | اڑائی، 87                                 |
| گھستنا، 185                  | چدائی، 87                                 |
| ساکن بار، 153                | دوری عرصہ، 87                             |
| پائش، 201                    | دہرانے کا طریقہ، 131                      |
| سرد کار، 543, 249            | دہری نظام اعداد، 66                       |
| سطح تبدیل کار، 598           | دیگر بر قی دباد، 439                      |
| سلسلہ                        | ڈار لگن جوڑی، 255                         |
| طااقت، 199                   | ڈایوٹ، 91                                 |
| مکاران، 567, 183             | بلند تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونے، 95 |
| سلسلہ طاقت، 199              | جر منی، 171                               |

عکس،	272	سلسلہ مکلارن،	183
عمر سیدگی،	585	سمت کار	
عملی ایر،	108		
نصف ایر،	104		
سترن فنایر،	159		
سوار			
تعدد،	111		
موج،	111		
سواری			
تعدد،	111		
موج،	111		
سیدهارخ،	91		
سیدھاماں،	102,98,95,		
سید ہے خطول کریا پس نمونہ،	179		
سیلیسیس،	93,		
سیماں،	462		
شاگردی ٹرانزسٹر،	421		
شاگردی ڈائیوڈ،	174,		
شریک گرفتہ بند،	175,148,		
شکل یا لکڑنا،	486,		
شنجہ،	116,		
شمی چادر،	175,		
شمی ڈائیوڈ،	175,		
شور،	176,		
صفر،	744,660,		
ضرب کار،	122,		
ضیائی			
تار،	177,		
ذرا کج بیان،	177		
ذرے،	175,		
وابستہ کار،	176,		
طااقت کا ضیاء،	185,		
طااقت کی شمع،	2,		
عامل،	213,		
عدوی ادوار،	503,316,		
عدوی سے ممالک کار،	65,		

- کیکوڈا ایکلیناگر، 616  
 کیلوان پیٹا کش حرارت، 92  
 کیکیائی دوری جدول، 148  
 کیکیائی گرفت، 148  
 کیکھاتا ماسفیٹ، 459  
 گیٹ، 127  
 ضرب، 127  
 لاپلاس بدل، 647  
 لاگ ایکلیناگر، 420, 121  
 لبریری، 68, 614  
 لبریری بر قی رو، 92  
 لوڈ میل، 83  
 لہر میں، 82  
 ماسفیٹ، 435  
 بڑھاتا، 440  
 قوی، 542  
 مال برداری، 156  
 مالک، 97  
 سیدھا، 98, 95  
 مبدل تو تانی، 35  
 متحرک ایکٹران، 149  
 متحرک بد، 153  
 متحرک خون، 149  
 متحرک مقنی بد، 152  
 شبت ایکلیناگر، 34, 31  
 شبت دا خلی سرا، 7  
 شبت شم موصل، 154  
 شبت و اپنی ادوار، 28  
 مخلوط ادوار، 1  
 مخلوط سطح، 744  
 مداغل ایکٹران، 216  
 مداخل خول، 216  
 مرتش، 856  
 پینک، 856  
 قی، 856  
 کالپنس، 847
- وابن، 835  
 ہارٹے، 847  
 ہمسر، 840  
 مزاجت  
 تفرقی دا غلی، 572  
 مزاجت میں غلطی، 23  
 مزاجت نما فراہنگ، 25  
 مزاجتی جوڑ، 175  
 مسچم کار، 35  
 مستطیلی پتا اشارہ، 87, 63  
 مستقل  
 وصیاپن، 743  
 نفوذ اکٹران، 158  
 نفوذ خول، 158  
 مسئلہ مل، 694  
 مسئلہ ملر، 842  
 مشترک-خادر، 574  
 مشترک کے اشارہ، 88  
 مشترک کے اشارہ در کرنے کے صلاحیت، 88  
 مشترک کے اغوا کش، 576  
 مشترک کے برقی دباؤ، 556, 6, 6  
 مکاروں تسلسل، 567  
 مکمل اپر سمت کار، 108  
 ملاد، 148  
 ملر کپسٹر، 729, 697  
 منج بر قی دباؤ، 113  
 منج بر قی دو  
 وائز، 607  
 منج دباؤ، 418, 115  
 منج دو، 636  
 منج مستقل بر قی دو، 519  
 منقی ایکلیناگر، 19, 16  
 منقی دا خلی سرا، 7  
 منقی کار، 46  
 منقی نیم موصل، 152  
 منقی و اپنی بر قی دباؤ ایکلیناگر، 774  
 منقی و اپنی بر قی روا ایکلیناگر، 775  
 منقی و اپنی دور، 28  
 منقیع ڈاپڈ، 166, 167  
 مورج

واپسی	111
اشرارہ، 766	سواری، 111
برقی دبادا یکلیفائز، 774	موازنہ کار، 77
نام، 765	موڑ، 206
وابس کار، 774	مولیت، 148.
وابس کار کا مستقل، 777	مستقل، 161
وابسی ادوار، 26	موصلیت، 325-321، نما
وابسی اشادات، 26	میدانی ٹرانزیشن، 435-213
وانڈر مفع رو، 607	میلان بر قی رو، 581
وانئ مرتعش، 835	ناقابل برداشت الٹ بر قی دباد، 98
وریکٹر ڈائوڈ، 611	ناقابل برداشت بر قی دباد، 170
ویسٹ سٹھون چکور، 83	نصف اہم
ویران خط، 164	شیت سمٹ کار، 104
ہارٹے مرتعش، 847	نمٹی سمٹ کار، 105
ہسمر تھش، 841-840	نفوذ، 156
ہم گھوری ہار، 82	نفوذ کا مستقل
یکسال، 555	ایکٹران، 158
یک سمتی	خول، 158
افزاکش بر قی رو، 222	نفوذی بر قی رو، 156
خط بو جھ، 286	نفوذی پیشنس، 173
قطع کار کر دی، 128	نفی کار، 503-316
قطع مائل، 128	قطع کار کر دی سوانے کے اباب، 266
یک سمتی رو	نمونی
خط بو جھ، 129	ریاضی بلند تحدی، 492
یک سمتی شج رو، 583	ریاضی، 488، 177، 11، 8
	ریاضی پائے، 332
	نوری ڈائوڈ، 176
	شم موصل، 148-147
	شیت، 154
	نمٹی، 152