

# مماٹل بر قیات

خالد خان یوسفزئی

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



# عنوان

xvii

دیباچہ

xix

میری پہلی کتاب کا دیباچہ

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

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

91	ڈایوڈ	2
100 . . . . .	کامل ڈایوڈ . . . . .	2.1
102 . . . . .	ڈایوڈ کے چند ادوار . . . . .	2.2
104 . . . . .	بدلتی دباؤ سے یک سمتی دباؤ کا حصول (سمت کاری) . . . . .	2.3
104 . . . . .	نصف اہر سمت کاری . . . . .	2.3.1
108 . . . . .	مکمل اہر سمت کاری . . . . .	2.3.2
109 . . . . .	چوتھی حاصل کار . . . . .	2.4
110 . . . . .	جیٹھ لارکار . . . . .	2.5
113 . . . . .	منج بر قی دباؤ . . . . .	2.6
116 . . . . .	بر قیانی تکلیفیج . . . . .	2.6.1
118 . . . . .	بر قیانی تراش . . . . .	2.7
119 . . . . .	حبابی ایپلینگر کی مدد سے ڈایوڈ کے کامل ادوار . . . . .	2.8
119 . . . . .	کامل نصف اہر سمت کار . . . . .	2.8.1
120 . . . . .	کامل چوتھی حاصل کار . . . . .	2.8.2
121 . . . . .	کامل جیٹھ لارکار . . . . .	2.8.3
121 . . . . .	ڈایوڈ لوگار تھمی ایپلینگر . . . . .	2.8.4
122 . . . . .	ضرب کار . . . . .	2.8.5
123 . . . . .	کامل مکمل اہر سمت کار . . . . .	2.8.6
126 . . . . .	ڈایوڈ کے متغیر ادوار . . . . .	2.9
128 . . . . .	یک سمتی روختھ بوجج . . . . .	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 بذریک 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 ایکلیپسیٹر کی افزائش
390 . . . . .	3.18 زنجیری ایکلیپسیٹر
399 . . . . .	3.19 ایکٹر مشترک، بلکھر مشترک اور بیس مشترک ایکلیپسیٹر
414 . . . . .	3.20 خطی لحاظ سے ایکلیپسیٹر کی درجہ بندی
415 . . . . .	3.21 ٹرانزنسٹر سے ڈائیوڈ کا حصول
417 . . . . .	3.22 منع بر قی دباؤ
420 . . . . .	3.23 ٹرانزنسٹر لوگاریتمی ایکلیپسیٹر
421 . . . . .	3.24 شاکنگی ٹرانزنسٹر
423 . . . . .	3.25 توی ٹرانزنسٹر
424 . . . . .	3.26 قابویکلیپسیٹر
435	4 میدانی ٹرانزنسٹر
436 . . . . .	4.1 $n$ ماسفیٹ کی ساخت (بڑھاتا $n$ ماسفیٹ)
438 . . . . .	4.2 $n$ ماسفیٹ کی بنیادی کارکردگی
438 . . . . .	4.2.1 گیٹ پر بر قی دباؤ کی عدم موجودگی
439 . . . . .	4.2.2 گیٹ کے ذریعہ بر قی روکے لئے راہ کی تیاری
447 . . . . .	4.3 $n$ ماسفیٹ کی مساوات
455 . . . . .	4.3.1 قابل برداشت بر قی 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 کپیٹر $C_B$ . . . . .
656 . . . . .	6.3 ایکٹر سرے پر کپیٹر $C_E$ . . . . .
663 . . . . .	6.4 کلکٹر سرے پر کپیٹر $C_C$ . . . . .
665 . . . . .	6.5 یوڈا خطوط . . . . .
672 . . . . .	6.6 میں اور کلکٹر بیر وی کپیٹر . . . . .
676 . . . . .	6.7 میں اور ایکٹر بیر وی کپیٹر وں کا مجموعی اثر . . . . .
684 . . . . .	6.8 میں، ایکٹر اور کلکٹر بیر وی کپیٹر وں کا مجموعی اثر . . . . .
687 . . . . .	6.9 پست انتظامی تعدد پذیر یہ سورس کپیٹر . . . . .
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 انجنئرنگ کی نصابی کتاب کے طور پر پڑھائی جائے گی۔ امید کی جاتی ہے کہ اب بھی طلبہ و طالبات اس سے استفادہ کر سکیں گے۔

اس کتاب میں تقریباً 503 اشکال اور 174 حل شدہ مثال 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 کیا گیا۔

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

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

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

آپ سے گزارش ہے کہ اس کتاب کو زیادہ سے زیادہ طلباء و طالبات تک پہنچائیں اور کتاب میں غلطیوں کی نشاندہی میرے بر قیاتی پتہ [khalidyousafzai@comsats.edu.pk](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 رائج ہے۔ دنیا میں تحقیقی کام کا بیشتر حصہ انگریزی زبان میں ہی چھپتا ہے۔ انگریزی زبان میں ہر موضوع پر لاتعدد کتابیں پائی جاتی ہیں جن سے طلبہ و طالبات استفادہ کرتے ہیں۔

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

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

یہ کتاب اردو زبان میں تعلیم حاصل کرنے والے طلبہ و طالبات کے لئے نہایت آسان اردو میں لکھی گئی ہے۔ کوشش کی گئی ہے کہ اسکوں کی سطح پر نصاب میں استعمال ہونے والے مکمل الفاظ ہی استعمال کئے جائیں۔ جہاں ایسے الفاظ موجود نہ تھے وہاں روز مرہ میں استعمال ہونے والے الفاظ پہنچنے گئے۔ مکمل 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 تغیرات کی علامتیں وہی رکھی گئی ہیں جو موجودہ نظام تعلیم کی نصابی کتابوں میں رائج ہیں۔ یوں اردو میں لکھی اس کتاب اور انگریزی میں اسی مضمون پر لکھی کتاب پڑھنے والے طلبہ و طالبات کو ساتھ کام کرنے میں دشواری نہیں ہو گی۔

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

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

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

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

خالد خان یوسفی

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)

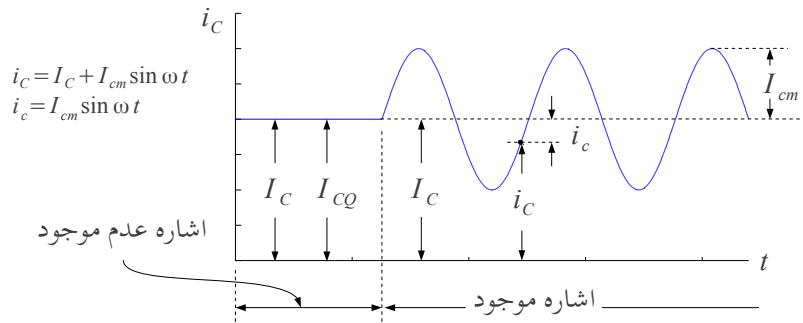
$I_d, I_c, I_e, I_b$  سائنس نما برقی رو کی موثر قیمت (rms)

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

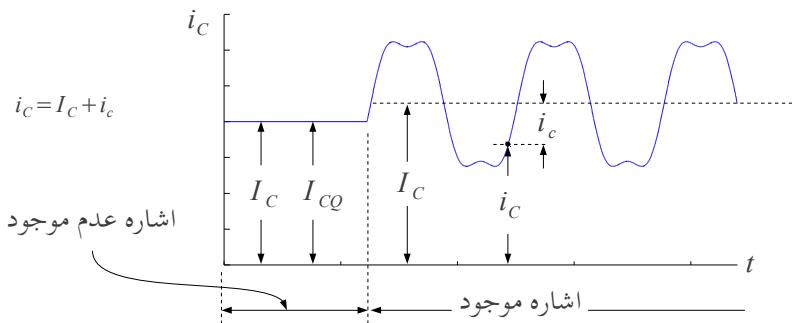
$v_D, v_{BE}, v_{CE}, v_{BC}$  لحاظی برقی دباؤ

$i_D, i_C, i_E, i_B$  لحاظی برقی رو

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



شکل 0.1: سان نما اشاره



شکل 0.2: غیرسان نما اشاره

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



# الباب 1

## حسابی ایمپلیفائر

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

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

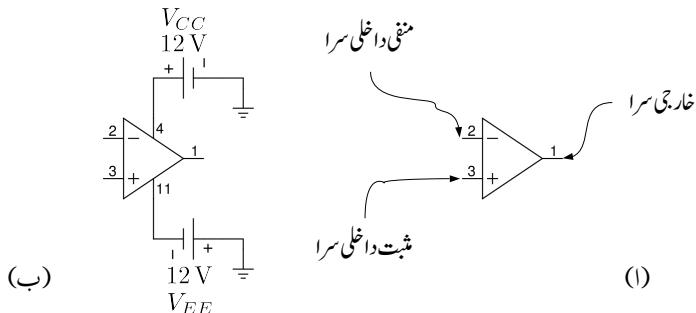
transistor<sup>1</sup>

silicon chip<sup>2</sup>

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

<sup>4</sup> ہایبروجن اور آکسیجن کے ملپ سے پہنی O<sub>2</sub> بناتے۔ اسی طرح سیلیکان اور آکسیجن کے ملپ سے SiO<sub>2</sub> لینی رہت یا مٹتی نتی ہے

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



شکل 1.1: حسابی ایکلینیفار کی علامت

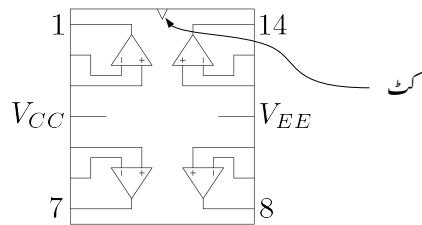
### 1.1 حسابی ایکلینیفار کے سرے یا پنیے

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

ثابت برقی دباؤ اور منفی برقی دباؤ عموماً منبع برق دباؤ سے مہیا کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں اس آله کو منبع برق دباؤ، برق دباؤ کی 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  
<sup>7</sup>voltage source  
<sup>8</sup>power supply



شکل 1.2: حسابی ایمپلیفائر کی ڈیبا

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

## 1.2 حسابی ایمپلیفائر کی بنیادی کارکردگی

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

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

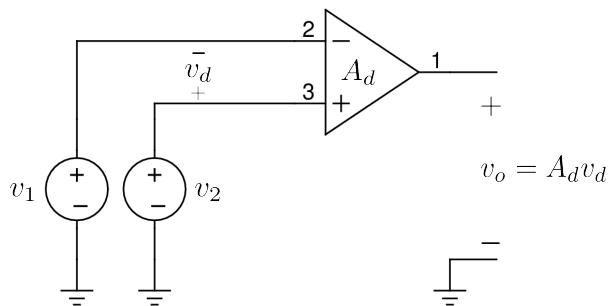
جہاں

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

کے برابر ہے۔ شکل 1.3 میں اس حقیقت کو دکھایا گیا ہے۔  $A_d$  کو ایمپلیفائر کا تفرقہ برق دباؤ کی 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>



نکل 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 ثابت بر قی دباؤ  $V_{EE}$  سے زیادہ یا منفی بر قی دباؤ  $V_{CC}$  سے کم نہیں ہو سکتی۔ حقیقت میں  $v_o$  کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ حد  $V_{CC}$  سے، 1 تا 3 ولٹ کم ہوتا ہے۔ اسی طرح  $v_o$  کی کم سے کم ممکنہ حد  $V_{EE}$  سے، 1 تا 3 ولٹ زیادہ ہوتا ہے۔ یعنی

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

اس مساوات میں  $\Delta_+$  اور  $\Delta_-$  ایک سے تین ولٹ کو ظاہر کرتے ہیں۔ اس کتاب میں جب تک کہانہ جائے ہم  $\Delta_+$  اور  $\Delta_-$  کی قیمت صفر تصور کریں گے۔ یوں  $v_o$  ثابت بر قی دباؤ  $V_{CC}$  سے لے کر منفی بر قی 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 مہبایا تفرق 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  $(V_{CC} - \Delta_+)$  کی مساوات 1.3 پر کم ہوئے 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۔

## 1.2. حسابی ایکلینیکر کی نیازداری کا درکروگ

5

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

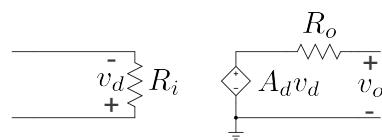
جو کہ ناممکن صورت حال ہے۔ اس صورت میں  $v_0$  کی قیمت  $V_{EE}$  سے قدر زیادہ قیمت اختیار کرے گی۔  $\Delta_+ = \Delta_- = 0$  ہوتے ہوئے اس صورت  $v_0 = -12 \text{ V}$  ہو گی۔

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

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 بتاتا 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 منیکرو 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 مثبت برقی دباؤ مہیا کی جائے تو مثبت برقی دباؤ ہی خارج کی جاتی ہے۔ اس کے بر عکس 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 مثبت 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 شبت 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 دباؤ رہتا 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  $v_d = -120 \mu V$  ہو گا۔ یوں حسابی ایکلیپسیفار کو خطي خطے میں استعمال کرتے ہوئے رکھتے 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 خطے 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 ایمپلینیٹر 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 مکمل 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  $A_d = 100\ 000 \frac{V}{V}$  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 کیسے کیا جائے گا۔ درحقیقت حسابی ایمپلینیٹر کو عموماً واپسی اشارہ<sup>23</sup> مہیا کرتے ہوئے استعمال کیا جاتا۔ اس بات کی وضاحت حصہ 1.5 میں ہو جائے گی۔

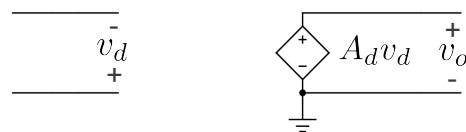
### 1.3.5 خارجي مزاحمت کو صفر اور ہم تصور کیا جا سکتا ہے

آپ دیکھیں گے کہ عام استعمال میں حسابی ایمپلینیٹر کے خارجي جانب جڑے بیرونی مزاحمتوں کی قیمتیں کلو اور ہم  $k\Omega$  کے حدود میں ہو گی جو کہ  $R_o$  کی قیمت سے کئی گناہ زیادہ ہے۔ یوں حسابی ایمپلینیٹر 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

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

---

<sup>23</sup> feedback signal



شکل 1.5: کامل حسابی ایمپلینیاٹر کا مساوی دور یاریاضی نمونہ

## 1.4 کامل حسابی ایمپلینیاٹر

خطی خطے میں استعمال ہوتے ہوئے حسابی ایمپلینیاٹر 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۔

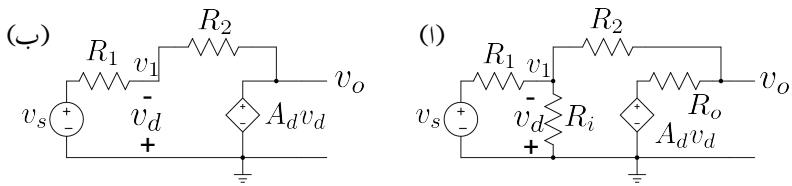
$$\begin{aligned}
 &v_2 = v_1 && \text{خطی خط} \\
 (1.11) \quad &i = 0 \\
 &R_i = \infty \\
 &R_o = 0
 \end{aligned}$$

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

مثال 1.2:

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

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

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

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

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

کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

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

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

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۔

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

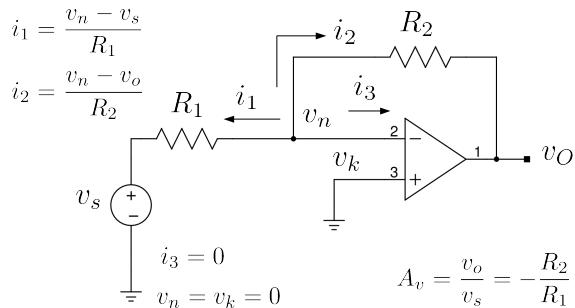

---

## 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 میں دکھائے منفی ایمپلینفائر میں  $R_1 = 1\text{k}\Omega$  اور  $R_2 = 10\text{k}\Omega$  تصور کریں۔ اس منفی ایمپلینفائر 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 حدود کے اندر رہتا ہے، اس وقت تک مساوات 1.21 منفی ایمپلینفائر کی خارجی اشارہ  $v_o$  حاصل کرنے کے لئے استعمال ہو گا یعنی

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

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

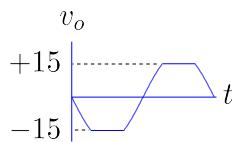
$$v_o = -10 \times 0.31 = -3.1\text{ V} \quad .2$$

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

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

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


---

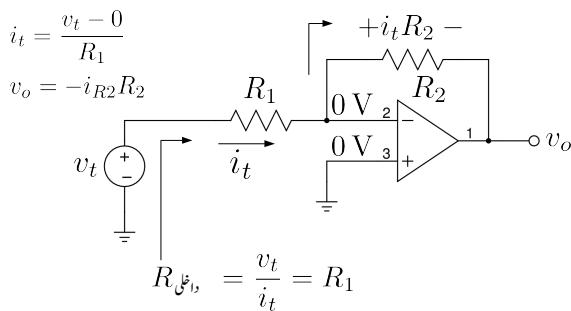


شکل 1.8: حسابی ایمپلیفائر کے لبرینز ہونے سے خارجی اشارہ تراشا جاتا ہے

اس مثال کی پہلی چار صورتوں میں مساوات 1.21 سے صحیح جواب حاصل ہوتا ہے۔ آخری صورت میں چونکہ حاصل  $v_o$  کی قیمت حسابی ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر  $V_{CC}$  کے حدود میں خطی رد عمل رکھتا ہے جبکہ ان حدود کے باہر یہ غیر خطی رد عمل رکھتا ہے جس سے خارجی اشارہ تراشا 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 ایمپلیفائر مہیا کردہ داخلی اشارے  $v_s$  کی قیمت کو اولٹ کرتا ہے۔ اسی لئے اسے منفی ایمپلیفائر<sup>34</sup> کہا جاتا ہے۔

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



نکل 1.9: منقی حساب ایکلینیکر کی داخلی مزاحت

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ہو گا جس سے منفی حسابی ایکپلینیٹر کی جانی پہچانی مساوات

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

حاصل ہوتی ہے۔

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

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

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

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

اور

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

یعنی  $i_4 = i_2 + i_3$  ہوں گے۔

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

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

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

$v_1$  کی قیمت کے استعمال سے

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

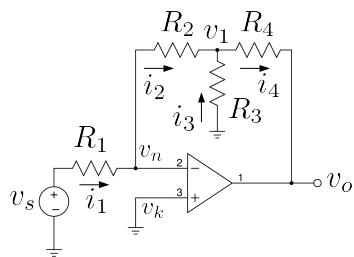
یعنی

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

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



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

$R_4$  کے قیمتوں ایسی رکھ سکتے ہیں کہ درکار افراکش حاصل کی جائے۔ یہ بات خصوصی طور پر غور طلب ہے کہ  $R_3$  کے قیمت کو کم کرتے ہوئے افراکش بڑھائی 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

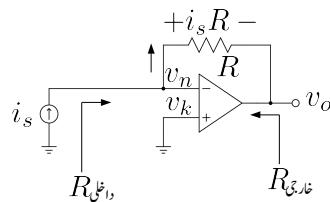
$$A_{\text{نیز}} = -\frac{1 - \epsilon}{1 + \epsilon} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) = -\frac{0.95}{1.05} \left( \frac{47000}{1000} \right) = -42.524$$

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

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 ایکپلینیٹر

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

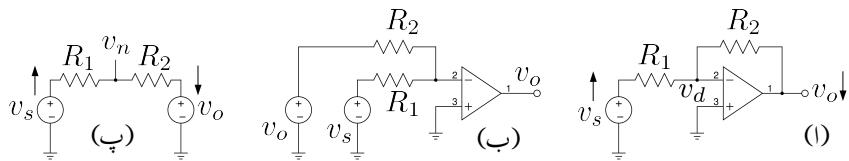
خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر کامل حسابی ایکپلینیٹر کا دور جسے شکل 1.5 میں دکھایا گیا ہے کو زیر استعمال لاتے ہیں۔  $v_d = 0$  ہونے کی صورت میں اس کے خارجی جانب صفر اور ہم حاصل ہوتا ہے لہذا

$$R_{\text{خارجی}} = 0 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب مزاحمت نما افراہش  $R_m$  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  $i_s R$  برقی دباؤ پیدا ہو گا۔ مزاحمت کا بایاس سرا برقی

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

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

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

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

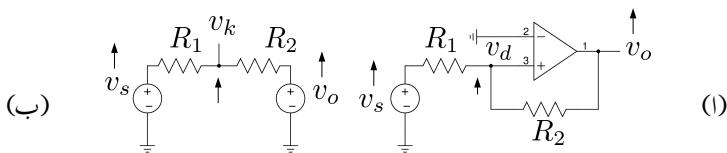
حاصل ہوتے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ  $v_o$  اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب  $v_d - v_n$  کی قیمت صفر حاصل ہو۔ وہ واپسی دور جس کا خارجی اشارہ، دور کے داخلی اشارے کے الٹ کام کرے کو منفی واپسی دور<sup>40</sup> کہتے ہیں اور اس عمل کو منفی واپسی عمل یا صرف منفی واپسی کہتے ہیں۔ اس باب میں منفی واپسی ادوار حل کرنے پر غور کیا جائے گا۔ مثبت واپسی کا استعمال باب 8 میں دیکھا جائے گا۔

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

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

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



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۔

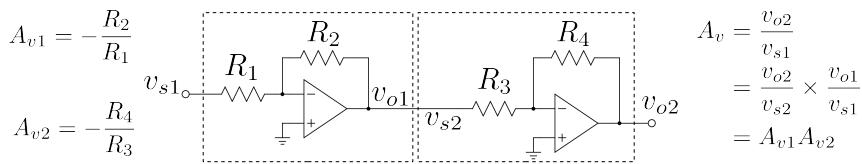
اسی طرح اگر  $v_o = -12 \text{ V}$  ہے تو خارجی اشارہ اس وقت ثبت جانب حرکت کرے گا جب

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

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

ہو۔  $v_s > 1.333 \text{ V}$

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



شکل 1.14: زنجیری حسابی ایکلینیفار

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

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

اور

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

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

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

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

لکھا جا سکتا ہے۔ زنجیری ایکلینیفار کا داخلي اشارہ  $v_{s1}$  جبکہ اس کا خارجي اشارہ  $v_{o2}$  ہے۔ یوں زنجیری ایکلینیفار کی افزاش  $A_v = \frac{v_{o2}}{v_{s1}}$  کو مندرجہ بالا مساوات سے یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

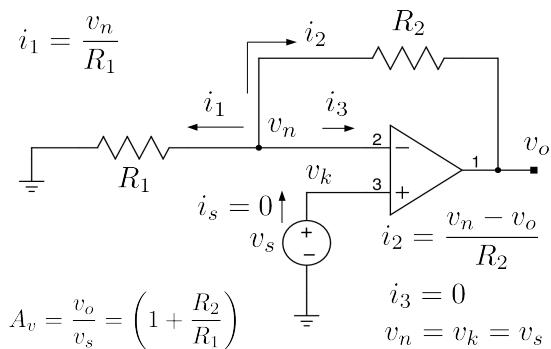
$$(1.30) \quad A_v = \frac{v_{o2}}{v_{s1}} = A_{v1} A_{v2}$$

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

## 1.5.2 ثبت ایکلینیفار

شکل 1.15 میں ایک اور واپسی دور دکھایا گیا ہے جسے ثبت ایکلینیفار<sup>42</sup> کہتے ہیں۔ آئیں اس دور کو کرخوف کے قوانین کی مدد سے حل کرتے ہیں۔ اس شکل میں جوڑ  $v_n$  سے باہر کی جانب تین برقی رو،  $i_1$ ،  $i_2$  اور  $i_3$  لکھتے

non-inverting 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

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

کرنخوں 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 دیے  $v_n$  کی جگہ استعمال کرتے ہم مساوات 1.33 کو حل کرتے ہیں۔

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

اس مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے۔

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

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 1.12: شکل 1.15 میں دکھائے شبت ایمپلیفائر میں  $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$  اور  $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$  تصور کریں۔ اس شبت ایمپلیفائر کو باری باری مندرجہ ذیل برتنی 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۔

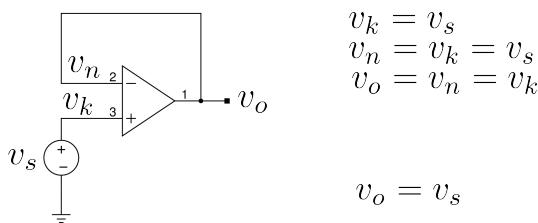
### 1.5.3 مختتم کار

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

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



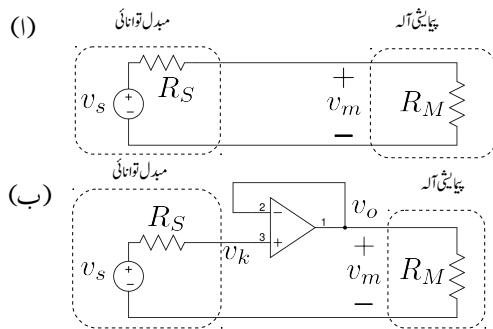
شکل 1.16: مسحکم کار

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 لامحدود ہے۔ اس دور کو یوں بھی سمجھا جاسکتا ہے کہ ثابت داخلی سرے پر برقی دباؤ  $v_s$  ہے۔ یوں منفی داخلی سرے پر بھی اتنا ہی برقی دباؤ ہو گا مگر یہ سرا اور خارجی سرآپس میں جڑے ہیں۔ یوں خارجی سرے پر بھی بھی برقی دباؤ ہو گا یعنی  $v_o = v_s$  ہو گا جس سے افزائش  $1 = \frac{v_o}{v_s}$  حاصل ہوتی ہے۔ آئیں مستحکم کار کا استعمال جانیں۔

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

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



شکل 1.17: مسحگم 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 ہیں، 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 ہیں،  $v_m \approx v_s$  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 مسراشارے 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۔

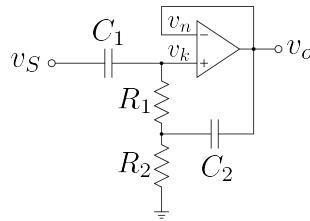
مستحکم کار کا کمال یہ ہے کہ یہ برقی بوجھ  $R_M$  کو از خود اٹھا لیتا ہے اور اس کا بوجھ مبدل تو انائی پر نہیں ڈالتا۔ یوں یہ حساس اشارات کو مستحکم کرتا ہے۔

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۔

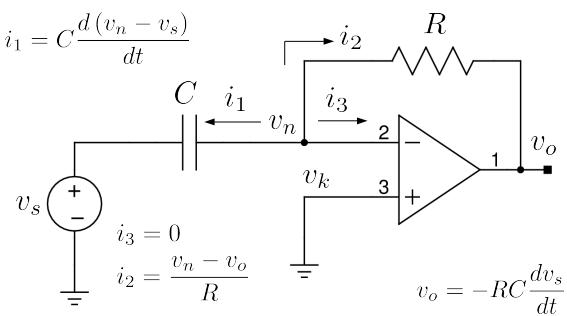
### 1.5.3.1 بدلتی رو مستحکم کار

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 ایمپلیفیگر جس کی  $A_v \approx 1$  ہو، کے خارجی سرے سے داخلی جانب یوں کمیٹر نسب کر کے اس کا داخلی مزاحمت بڑھایا جا سکتا ہے۔ شرط صرف یہ ہے کہ درکار تعداد پر کمیٹر 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 کو دکھایا گیا ہے۔ اس دور کو بالکل پہلی دو ادوار کی طرح

differentiator<sup>52</sup>

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

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

جبکہ جوڑ  $v_k$  کے لئے لکھ سکتے ہیں۔

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

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

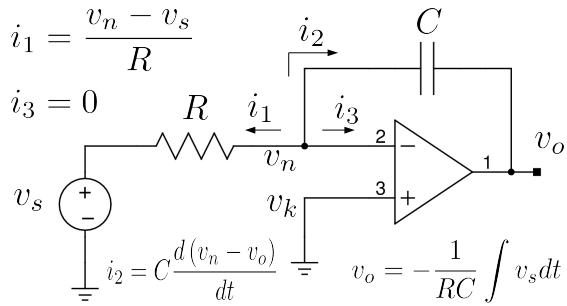
$$(1.42) \quad v_o = -RC \frac{dv_s}{dt}$$

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

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

لیئے

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

اس مساوات میں  $v_o$  حاصل کرنے کی خاطر مساوات کے نشان کے دونوں جانب کا تکملہ لیا گیا ہے۔ اس طرح تکمل کار کا خارجی اشارہ  $v_o$  اسے مہیا کرنے گئے اشارہ  $v_s$  کے تکملہ کے برابر راست متناسب ہوتا ہے۔ اسی خاصیت کی وجہ سے اس دور کو تکمل 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  $R = 1 k\Omega$

- 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۔

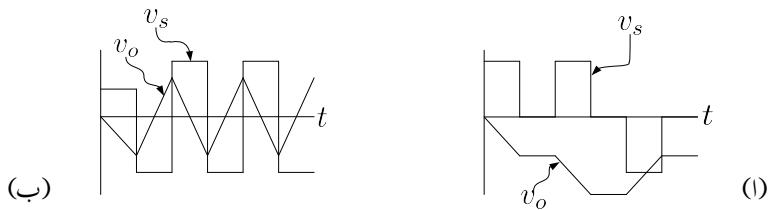
---

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۔

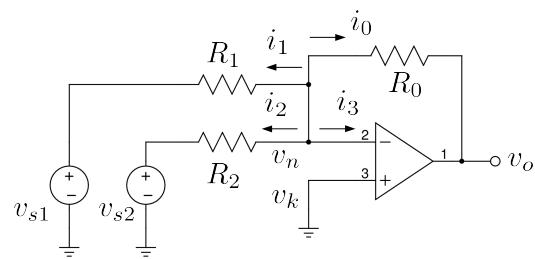
### 1.5.6 جمع کار

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  $v_n = 0$        $v_n = v_k$

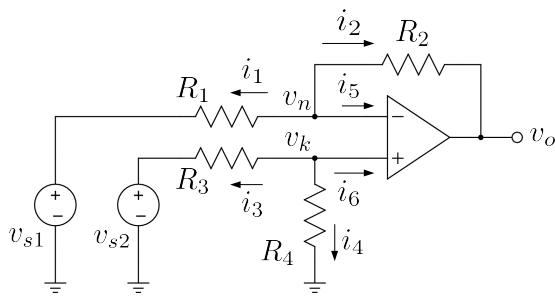
حاصل ہوتا ہے جسے

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

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 رولاگو کرتے ہوئے اسے یوں حل کر سکتے ہیں۔

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

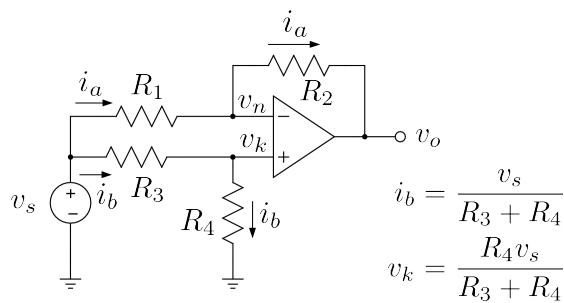
مساوات 1.11 کی پہلی شق کے تحت  $v_k$  اور  $v_n$  برابر ہوتے ہیں۔ یوں مساوات 1.51 اور 1.52 کو برابر ڈالتے ہوئے

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

حاصل ہوتا ہے۔ یہ دور کی عمومی مساوات ہے۔ اگر دور میں  $R_1 = R_3 = R_a$  اور  $R_2 = R_4 = R_b$  جبکہ  $R_1 = R_3 = R_a$  میں 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 تیزیں 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 کھلانے کی صلاحیت بھی رکھتا ہے



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  $\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} = \frac{R_3}{R_4}$  کی قیمت کم سے کم ہو۔  $\frac{R_3}{R_4}$  کی قیمت کم سے کم تب ہو گی جب  $R_3$  پانچ نیصد کم اور  $R_4$  پانچ نیصد زیادہ ہو یعنی جب  $R_4 = 7.14 \text{ k}\Omega$  اور  $R_3 = 6.46 \text{ k}\Omega$  ہوں۔ اسی طرح  $\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}$  کی قیمت کم سے کم تب ہو گی جب  $R_1 = 7.14 \text{ k}\Omega$  اور  $R_2 = 6.46 \text{ k}\Omega$  ہوں گے۔ ان 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  $v_n = v_k$

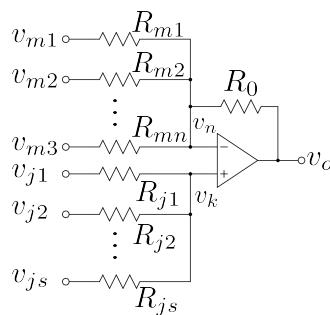
$$(1.55) \quad v_0 = \left( 1 + \frac{R_0}{R_m} \right) \left( \frac{R_j}{R_{j1}} v_{j1} + \frac{R_j}{R_{j2}} v_{j2} \dots \right.$$

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

### 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

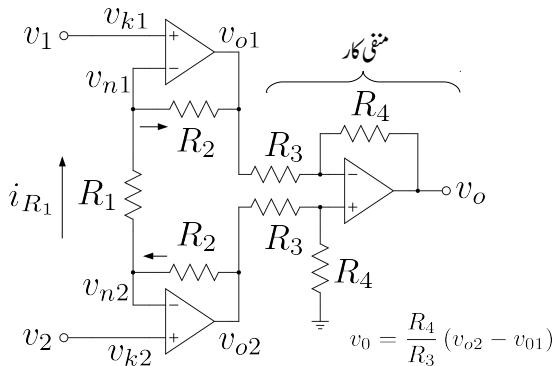
$$(1.57) \quad i_{R_1} = \frac{v_2 - v_1}{R_1}$$

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<sup>65</sup>



شکل 1.26: آلاتی ایکلیفائر

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

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

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

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

جو کہ آلاتی ایکلیفائر کی درکار مساوات ہے۔

## مثال 1.18: ایک آلاتی ایکلیپسیفار میں

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

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

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

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

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

حل:

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

$$v_{\text{مشترک}} = 4 \text{ V}$$

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

ہیں۔ یوں انہیں

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

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

لکھا جاسکتا ہے۔

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔  $v_n$  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۔

---

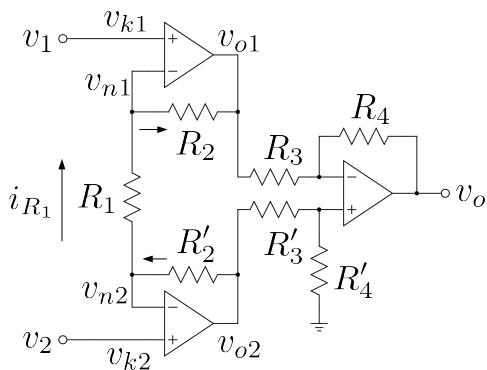
اس مثال میں آلاتی ایمپلیفائر نے مشترکہ اشارے کو مکمل رد کرتے ہوئے تفرق اشارے کو 201 گنا بڑھایا۔ یہاں اس بات پر توجہ دیتے ہوئے ذہن نشین کریں کہ مزاجتوں کے قیمتیں جس طرح بھی رکھی جائیں  $v_{02}$  اور  $v_{01}$  میں کسی صورت بھی مشترکہ اشارہ بڑھتا نہیں۔ یہ جوں کا توں ان دو خارجی سروں پر پایا جاتا ہے۔ آلاتی 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: آلتی ایمپلیکیٹر کی مثال

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

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

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

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

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

حل:

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

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

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

لیتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

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

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

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

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

اس میں مساوات 1.60 کا استعمال کرتے ہوئے

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

جہاں

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

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

- ہیں۔

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ہوں۔ ان سے

$$CMRR_{کمتر} = 1030$$

حاصل ہوتا ہے۔

کرنے سے  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  •

$$CMRR_{کمتر} = 9852$$

ہو جاتا ہے۔

• ان نئے قیتوں سے

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

اور

$$CMRR_{کم} = 814$$

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۔

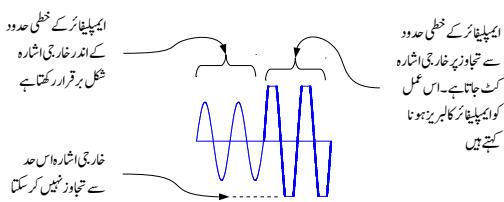
## 1.6 حسابی ایکپلیفائر کا ناتھ پن

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 ایکپلیفائر کا بیریز ہونا

### 1.6.2 حسابی ایکپلیفائر کی رفتار چال

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

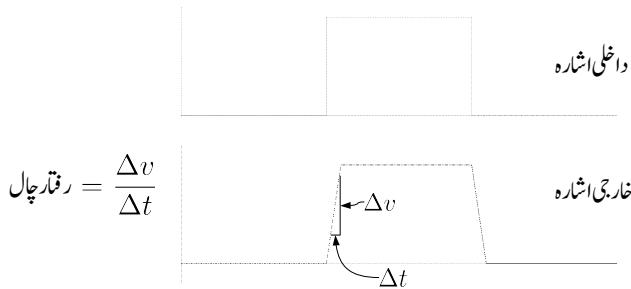
$$(1.61) \quad \text{رفتار چال} = \left| \frac{\Delta v}{\Delta t} \right|$$

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

slew rate<sup>67</sup>



شکل 1.29: حسابی ایکسپلینیٹر کا رفتار چال

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

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

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

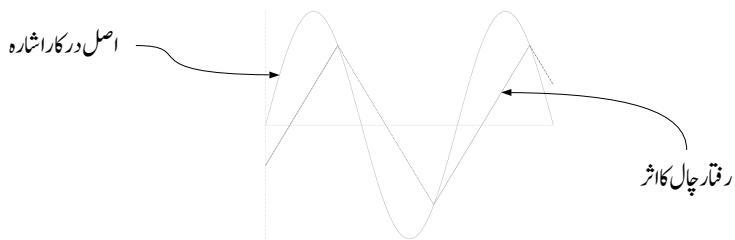
جہاں  $V_p$  حسابی ایکسپلینیٹر کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ خارجی برتنی دباؤ ہے۔ کم برتنی دباؤ خارج کرتے ہوئے اس تعدد کی قیمت بڑھ جاتی ہے۔ یوں  $V_0$  برتنی دباؤ خارج کرتے ہوئے

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

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

مثال 1.20: ایک حسابی ایکسپلینیٹر جس کی رفتار چال  $\frac{V}{\mu s} = 100$  ہے کا مستحکم کار بنایا جاتا ہے جسے نہایت کم دورانیے والے 5V چوٹی کے موٹا مستطیلی پتے 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۔

$$v_k = 0$$

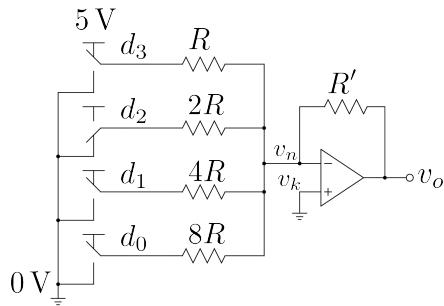
$$\frac{v_n - d_3}{R} + \frac{v_n - d_2}{2R} + \frac{v_n - d_1}{4R} + \frac{v_n - d_0}{8R} + \frac{v_n - v_o}{R'} = 0$$

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

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 دہری نظام اعداد<sup>73</sup> میں لکھا جاتا ہے۔ دہری نظام اعداد کے دو ہی ہندسے ہیں یعنی 0 (صفر) اور 1 (ایک)۔ 0 کو 0 V اور 1 کو 5 V سے ظاہر کیا جاتا ہے۔  $d_0$  تا  $d_3$  کو لکھتے ہوئے چار بیٹ<sup>74</sup> کا دہر ا عدد حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل میں دکھائی صورت

$$d_3d_2d_1d_0 = 1011_2$$

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

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

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

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 برقی دباؤ خارج کرے گا۔

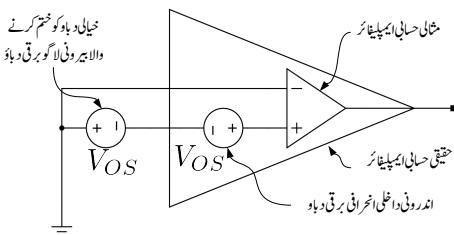
حل:

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


---

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

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



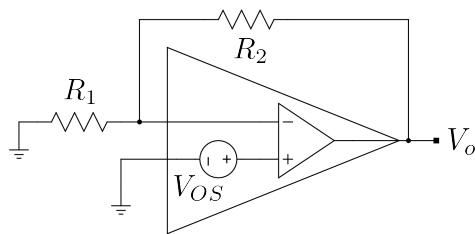
شکل 1.32: داخلي اخراجي برقي دباد اور اس کا مختار

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

اس حقیقت کو یوں بھی بیان کیا جاسکتا ہے کہ حسابی ایکلیپسیناٹر 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 داخلي سروں کے مابین برقي دباد  $V_{OS}$  جڑی ہو۔ اس خیالی برقي دباد  $V_{OS}$  کو ختم کرنے کی خاطر ہمیں اتنی ہی، مگر اُنٹ علامت والی، برقي دباد  $V_{OS}$  اس کے دونوں داخلي سروں کے مابین فراہم کرنی پڑتی ہے۔ اس خیالی برقي دباد کو اندر ونی داخلي اخراجي برقي دباد<sup>77</sup> کہتے ہیں۔ شکل 1.32 میں اس کی وضاحت کی گئی ہے۔

اندر ونی داخلي اخراجي برقي دباد کی موجودگی غیر پسندیدہ حقیقت ہے جسے ختم کرنے کی تمام تر کوشش کی جاتی ہے۔ حسابی ایکلیپسیناٹر بنانے والے صنعت کار اپنے بنائے گئے حسابی ایکلیپسیناٹر میں پائے جانے والے اندر ونی داخلي اخراجي برقي دباد کے حدود کی معلومات فراہم کرتے ہیں۔ یہ حدود عموماً  $\pm 1\text{ mV}$  تا  $\pm 5\text{ mV}$  تک ہوتے ہیں۔ اندر ونی داخلي اخراجي برقي دباد کی علامت نہیں بتائی جاتی جو کہ قبل از استعمال اس کا جانا ممکن نہیں ہوتا۔ اندر ونی داخلي اخراجي برقي دباد کا تخمینہ لگانے کی خاطر مثبت ایکلیپسیناٹر استعمال کیا جاسکتا ہے۔ شکل 1.33 میں اسے دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں مثبت سرے کو برقي زمین کے ساتھ جوڑا گیا ہے۔ مزاحمت  $R_2$  کی قيمت کو  $R_1$  کی قيمت سے اتنا بڑا رکھا جاتا ہے کہ خارجي سرے پر چند ولٹ کی يك سمی برقي دباد  $V_{OS}$  پایا جائے۔ اس دور میں اندر ونی داخلي اخراجي برقي دباد کو بطور داخلي اشارہ استعمال کیا گیا ہے۔ اگر اس اندر ونی داخلي اخراجي برقي دباد کی قيمت  $V_{OS}$  ہوتی مثبت

<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

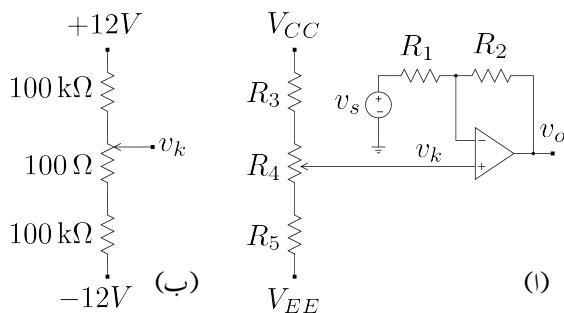
$$(1.67) \quad V_{OS} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o$$

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

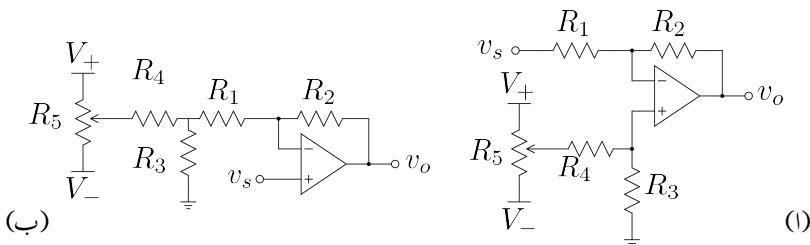
حل: چونکہ داخلی انحرافی بر قی دباؤ کی قیمت معلوم ہونے کے باوجود اس کا رخ معلوم نہیں ہوتا لہذا ہمیں ان مزاحمت کو یوں منتخب کرنا ہو گا کہ  $R_4$  تبدیل کرتے ہوئے ہم  $2 \text{mV} - 2 \text{mV} = 4 \text{mV}$  یعنی کل  $R_4$  کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔

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

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

ہمیں دیکھیں کہ ان قیتوں سے  $v_k$  میں کن حدود کے ماہین تبدیلی ممکن ہے۔  $R_4$  کے متغیر سرے کو ایک جانب پورا گھما کر شکل الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت میں 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

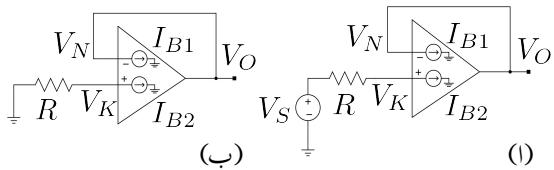
$$\begin{aligned} \frac{v_k - V_{CC}}{R_3 + R_4} + \frac{v_k - V_{EE}}{R_5} &= 0 \\ \frac{v_k - 12}{100000 + 100} + \frac{v_k + 12}{100000} &= 0 \\ v_k &= -5.99 \text{ mV} \end{aligned}$$

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 روکی 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 روکے 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 روکار ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ دونوں داخلی سروں پر برقی روکارخ ایک ہی سمت میں ہوتا ہے۔ اگر کسی ایک قسم کے ایمپلیفائر میں برقی روکا رخ داخلی سروں پر اندر کی جانب ہو تو کسی دوسرے قسم کے ایمپلیفائر میں دونوں یک سمتی داخلی برقی روکارخ باہر کی جانب ہو سکتا ہے۔ اس داخلی برقی روکے داخلی میلان برقی 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 روکارخ  $I_{B1}$  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 روکی وجہ سے

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

حاصل ہوتا ہے۔  $V_N = V_K$  ہونے سے

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

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

---

input bias 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

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

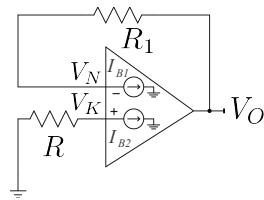
لینے سے  $V_O = 0$  حاصل ہوتا ہے یعنی

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

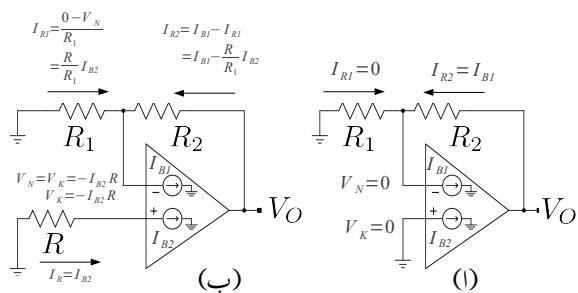
پس ہم نے دیکھا کہ دور میں دونوں دخول پر یک سنتی برقی رو کے لئے برابر مزاحمت نسب کرنے سے داخلی میلان برق رو کا مسئلہ حل ہو جاتا ہے۔

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: مفہی 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: مفہی ایمپلینٹر میں مسئلہ داخلي برقي دباو کی نشاندہی کریں اور اس سے پیشے کا حل دریافت کریں۔

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

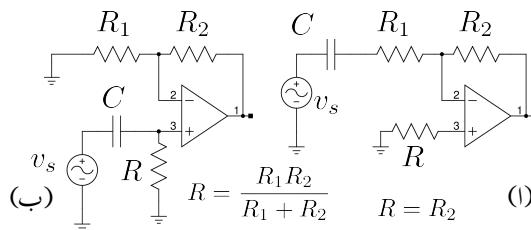
$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

لیتے ہوئے

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

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

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



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

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

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

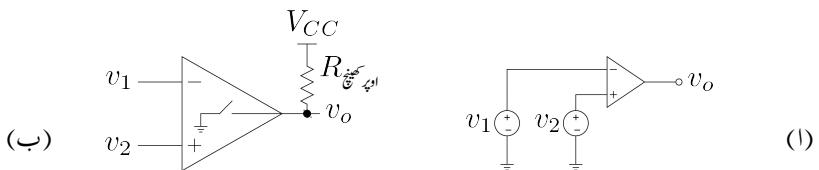
نسب کر کے اس داخلی سرے کے یک سمی میلان برقی رو کو زمین تک راستہ فراہم کیا جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ مسئلہ داخلی میلان برقی رو کو بھی حل کیا جاتا ہے۔ یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ ثابت داخلی سرے اور زمین کے درمیان مزاحمت  $R$  نسب کرنے سے اس داخلی سرے کا داخلی مزاحمت کم ہوتا ہے جو کہ عموماً قابل برداشت نہیں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

## 1.8 موازنہ کار

شکل 1.40 الف کے حسابی ایکپلینیٹر میں  $v_1 > v_2$  کی صورت میں  $v_o$  کم مثبت یعنی  $V_{CC}$  پر ہو گا جبکہ  $v_1 < v_2$  کی صورت میں  $v_o$  کم مثبت یعنی  $V_{EE}$  پر ہو گا۔ حسابی ایکپلینیٹر داخلی اشارات کا موازنہ کرتے ہوئے  $V_{CC}$  یا  $V_{EE}$  خارج کرتا ہے۔ یہ عمل نہایت اہم ہے اور اس عمل کی رفتار تیز تر درکار ہوتی ہے۔ موازنہ 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 ممکن 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

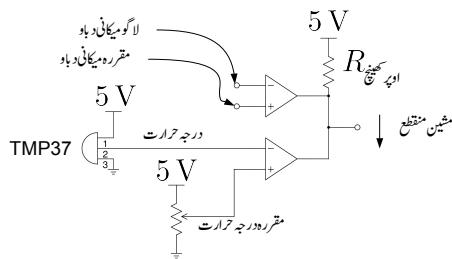


موازنہ کار کی کارکردگی کو شکل اف میں دکھایا گیا ہے جہاں اس کے ممکنہ خارجی صورت منقطع اور  $0\text{V}$  ہیں۔  $v_1 > v_2$  کی صورت میں سوچ منقطع رہتا ہے جبکہ  $v_1 < v_2$  کی صورت میں سوچ چالو ہو کر خارجی سرے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑتا ہے۔ خارجی سرے اور  $V_{CC}$  کے درمیان مزاحمت اپر سختی  $R$  جوڑنے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



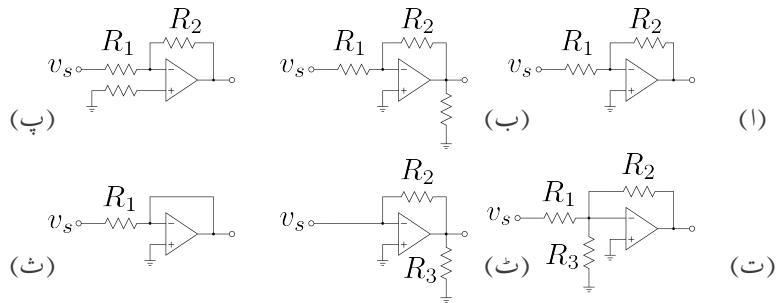
شکل 1.41: موازنہ کار کی مثال

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۔

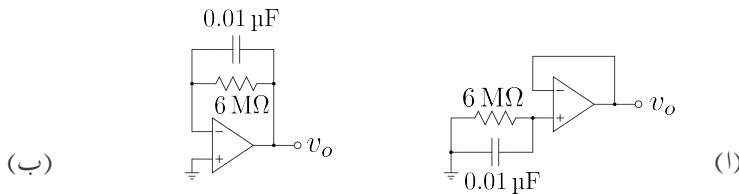
- کامل حسابی ایکلینیک تصور کرتے ہوئے ان تمام ادوار کے داخلی مزاج مت اور خارجی اشارے حاصل کریں۔
- غیر کامل حسابی ایکلینیک تصور کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ غیر کامل حسابی ایکلینیک کے جزو

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

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 تابیے 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۔

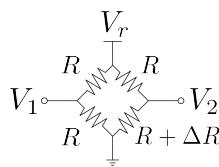
- اصل اشارہ  $v_1 - v_2$  کی قیمت دریافت کریں۔
- دل کا کون سا طرف دھڑکتے وقت ثبت برقی دباد پر تھا۔

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 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

- ثابت داخلی سرے پر درکار مزاحمت نسب کرنے سے  $v_o = 0.19 \text{ V}$  کی صورت میں  $v_s = 0 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں میلان برق روکی وجہ سے خارجی اشارے میں  $10 \text{ mV}$  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 پہنچنے 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 ہو۔

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

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

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

جواب:  $s = 0.882 s^{-1}$ ۔ ان جوابات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ داخلی اشارے کی عدم موجودگی یعنی  $v_s = 0$  کی صورت میں تکمل 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

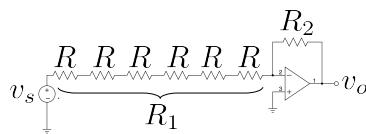
$$v_{s2} = V_t \cos \omega_t t + V_d \cos \omega_d t$$

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

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 بر قی 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 بر قی طاقت ضالع نہیں ہونا چاہئے۔

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

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

جوابات:  $2.4 \text{ V}$  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 سرود سے جڑے  $v_{j1}$  تا  $v_{js}$  کو قصر دور کرتے ہوئے مزاحمت  $R_{j1}$  تا  $R_{js}$  کے داخلی سرے بر قی زمین کے ساتھ جوڑتے ہوئے دور

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۔

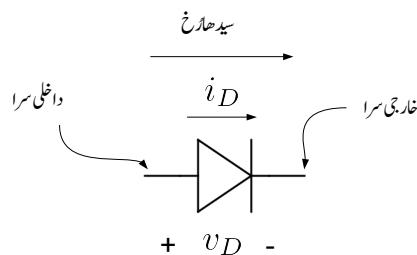
جواب:  $|V_p| > 0.2625V$



## الباب 2

### ڈائیوڈ

الیکٹر انک پر زہ جات میں ڈائیوڈ<sup>1</sup> کلیدی مقام رکھتا ہے۔ ڈائیوڈ کی علامت شکل 2.1 میں دکھائی گئی ہے۔ ڈائیوڈ کی خاصیت یہ ہے کہ اس کے دو سروں کے مابین، برقی رو صرف ایک رُخ میں 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



شکل 2.1: ڈائیوڈ کی علامت

---

diode<sup>1</sup>

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

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

اس مساوات میں حرارتی برق دباؤ  $V_T$  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 گریڈ 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۔

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  $n = 1$

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

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

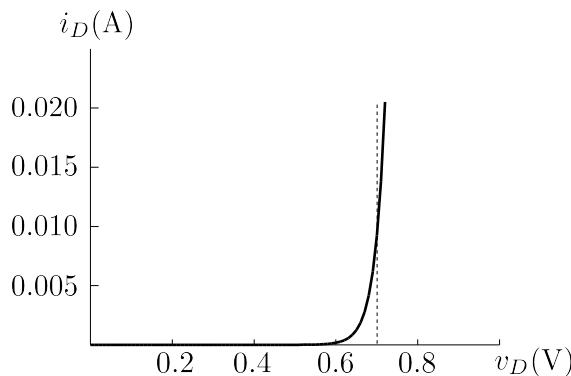
$$v_D = V_T \ln \left( \frac{i_D}{I_S} + 1 \right) = 0.025 \times \ln \left( \frac{100 \times 10^{-3}}{5.1 \times 10^{-15}} + 1 \right) = 0.765 \text{ V} .3$$


---

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۔

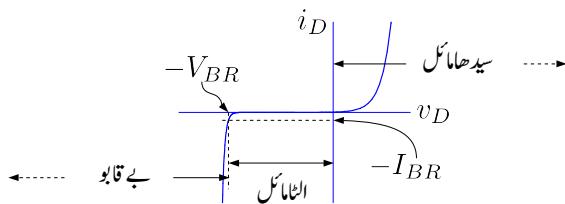
جواب:  $2^{20} \times I_S \approx 1 \text{ nA}$

---

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 مقابلہ برقی رو کا خط

ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ سیدھا مائل<sup>14</sup> کیا گیا ہے۔ شکل 2.3 میں ڈائیوڈ کا برقی دباؤ بال مقابلہ برقی رو ( $v_D - i_D$ ) کا خط دکھایا گیا ہے جس میں ڈائیوڈ کے سیدھے مائل اور اٹھے مائل خطے دکھائے گے 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 پچیدگیاں نظر انداز کی گئیں اور یوں اگرچہ یہ مساوات سیدھے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی کو بہت بہتر بیان کرتا ہے، اٹھے مائل ڈائیوڈ کی کارکردگی کو یہ پوری طرح صحیح بیان نہیں کرتا اور ڈائیوڈ کے بے قابو خطے کو سراسر خطا کر جاتا ہے۔ بے قابو خطے پر آگے تبصرہ کیا جائے گا۔ یہاں صرف اتنا بتانا ضروری ہے کہ اگر ڈائیوڈ پر اٹھے رخ برقی دباؤ لاگو کر کے اسے الثماں کیا جائے تو ڈائیوڈ اس برقی دباؤ کو برداشت کرتا ہے اور اٹھے رخ برقی رو نہیں گزرنے دیتا۔ اگر اس الثماں کرنے والے برقی دباؤ کو ہندر تج بڑھائی جائے تو آخر کار یہ ڈائیوڈ کے برداشت کے حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈائیوڈ یک دم اٹھے رخ بے قابو برقی رو گزارنے دے گا۔ جس برقی دباؤ پر ایسا ہو اسے ڈائیوڈ کی ناقابل برداشت الٹ برقی دباؤ<sup>16</sup>  $V_{BR}$  کہتے ہیں۔ اگرچہ گراف میں ناقابل برداشت برقی دباؤ منفی محور پر ہے، اس کی قیمت ثابت لکھی اور پڑھی جاتی ہے۔ مختلف ڈائیوڈ کی ناقابل برداشت برقی دباؤ مختلف ہوتی ہے اور یہ چند ولٹ سے ہزاروں ولٹ تک ممکن ہے۔

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

$$\bullet \text{ سیدھا مائل } 0 < v_D$$

---

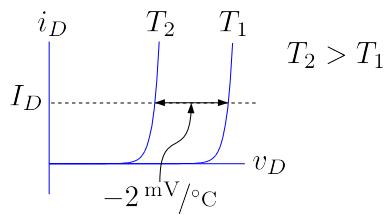
reverse leakage current<sup>12</sup>

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۔
- 

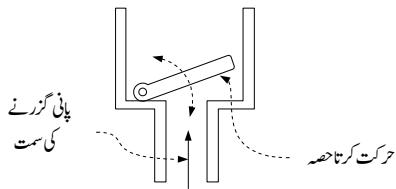
## 2.1 کامل ڈائیوڈ

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۔

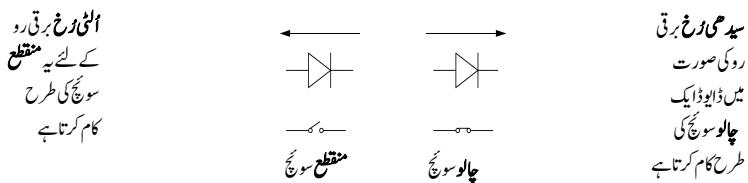
ڈائیوڈ کی کارکردگی دل کے والو<sup>23</sup> کی مانند ہے۔ دل کا والو خون کو صرف ایک جانب گزرنے دیتا ہے۔ اسی طرح ڈائیوڈ برقی رو کو صرف سیدھے رخ گزرنے دیتا ہے۔ شکل 2.5 میں پانی کے پائپ پر نسب والو دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی شکل سے ہی واضح ہے۔

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>

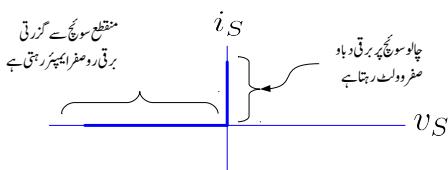


شکل 2.5: پانی کے پانپ پر نسب دالو



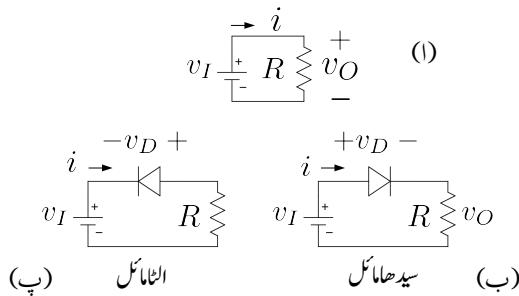
شکل 2.6: ڈائیوڈ بطور برقی سوچ

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



شکل 2.7: ڈائیوڈ سوچ کا خط

switch OFF<sup>25</sup>



شکل 2.8: سیدھا مائل ڈائیوڈ اور معاکل ڈائیوڈ

## 2.2 ڈائیوڈ کے چند ادوار

شکل 2.8 میں تین ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل اف میں برقی دباؤ  $v_I$ ، گھٹری کی سمت میں برقی رو  $i$  پیدا کرتا ہے جسے تیر کے نشان سے ظاہر کیا گیا ہے۔ شکل ب اور شکل پ میں مزاحمت کے ساتھ سلسلہ وار ڈائیوڈ بھی نسب کر دئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ڈائیوڈ یوں جوڑا گیا ہے کہ برقی رو  $i$  کی سمت شکل 2.1 میں دکھائے ڈائیوڈ کے سیدھے روخ کی جانب ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو  $i$  کی سمت ڈائیوڈ کی الٹ رخ کی جانب ہے۔ یوں شکل ب میں برقی رو  $i$  کا گزر ممکن ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو  $i$  کا گزر ناممکن ہے۔ شکل ب میں برقی دباؤ  $v_I$  ڈائیوڈ کو مائل کرتا ہے کہ یہ برقی رو کو سیدھے روخ گزرنے دے۔ ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ سیدھے روخ مائل کیا گیا ہے یا کہ ڈائیوڈ سیدھا مائل<sup>26</sup> کیا گیا ہے۔ اس کے بر عکس شکل پ میں برقی دباؤ  $v_I$  ڈائیوڈ میں الٹ روخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرتا ہے۔ اس صورت میں ہم کہتے ہیں کہ ڈائیوڈ الٹے روخ مائل کیا گیا ہے یا کہ ڈائیوڈ الٹا مائل<sup>27</sup> کیا گیا ہے۔ ڈائیوڈ کے سیدھے مائل حال کو جالو حال جبکہ اس کے الٹ مائل حال کو منقطع حال بھی کہتے ہیں۔ شکل ب کے لئے کرخوف کی مساوات برائے برقی دباؤ لکھتے ہیں۔

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

---



---

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

مثال 2.6: شکل 2.8 ب میں مزاحمت کی قیمت  $1\text{k}\Omega$  تصور کریں۔ 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۔

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

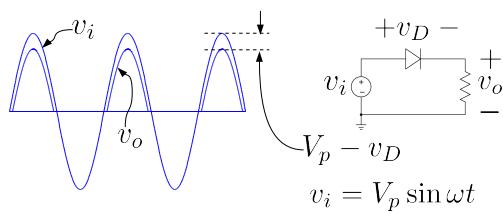
$$i = \frac{v_I}{R} = \frac{1.2}{1000} = 1.2\text{ mA} .2$$

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 لہر مثبت سمت کار

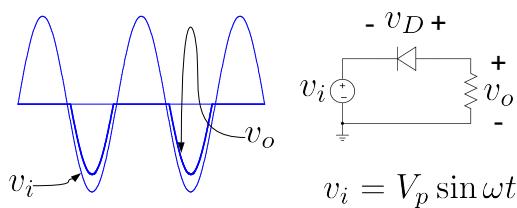
### 2.3 بدلتی دباؤ سے یک سستی دباؤ کا حصول (سمت کاری)

#### 2.3.1 نصف لہر سمت کاری

شکل 2.9 میں بدلتی داخلی برقی دباؤ  $v_i = V_p \sin \omega t$  کے شبت حصے ڈائیوڈ کو سیدھا مائل کرتے ہیں۔ یوں اس دوران میں بدلتی داخلی برقی دباؤ کو تقریباً 0.7V لیا گیا ہے۔ اس کے برعکس  $v_i$  کے منفی حصے ڈائیوڈ کو آٹا 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  $v_i$  کے 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  $v_o$  کے چوٹی کو  $v_i$  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 لہر کی یک سستی برقی دباؤ کے حصول کو نصف لہر سمت کاری<sup>28</sup> کہتے ہیں۔ یوں شکل 2.9 میں دئے دور کو نصف لہر مثبت سمت کار<sup>29</sup> کہتے ہیں۔

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



شکل 2.10: نصف اہر منفی سمت کار

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

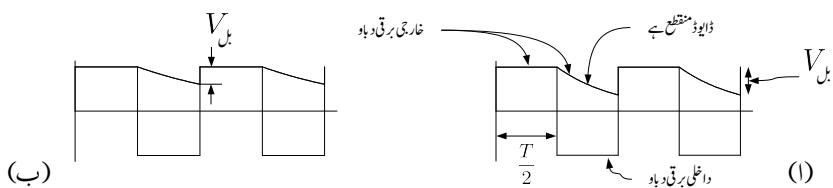
مثال 2.7: بوجھ سے لدے شبت نصف اہر سمت کار کو  $50\text{ Hz}$  تعداد  $\pm 15\text{ V}$  جیطے کا مستطیل داخی اشارہ فراہم کیا جاتا ہے جس کے ثبت اور منفی حصے برابر دورانی کے ہیں۔ بوجھ  $C = 100\text{ }\mu\text{F}$  جبکہ  $R_L = 100\Omega$  ہیں۔ خارجی برقی دباؤ بلدار ہوتا ہے۔ اس میں بل<sup>34</sup> کی مقدار حاصل کریں۔ ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کے گھنٹے کو نظر انداز کریں۔ خارجی برقی دباؤ میں بل کو  $1\text{ V}$  سے کم رکھنے کی خاطر درکار کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ حل: شکل 2.11 اف میں صورت حال دکھائی گئی ہے جہاں خارجی برقی دباؤ کا بلدار ہونا واضح ہے۔ داخلی برقی دباؤ منفی ہونے کے صورت میں ڈائیوڈ منقطع رہتا ہے۔ اس دوران کپیسٹر  $C$  برقی طاقت فراہم کرتا ہے۔ پچاس تعداد کے اشدارے کا دوری عرصہ<sup>35</sup> میں ملی سینٹہ ہے۔ یوں کپیسٹر سے دس ملی سینٹہ 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 کرنے 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

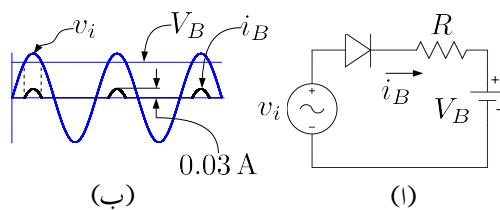
$$14 = 15e^{-\frac{0.01}{100C}}$$

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

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

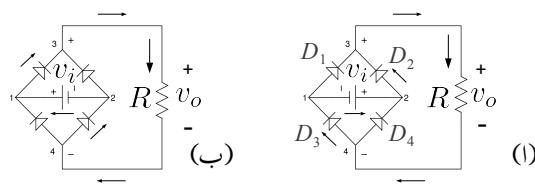
اور  $v_i = 15 \sin \omega t$  ہے جہاں  $\omega = 100\pi$  رہتی ہے۔ اس بیٹری چارج کی برقی رو  $i_B$  حاصل کر کے گراف کریں۔ مزاحمت  $R$  برقی رو کی چوٹی کو ڈایوڈ اور بیٹری کے قابل برداشت حد سے نیچے رکھتا ہے۔ حل: داخلی برقی دباؤ  $v_i$  کی قیمت مسلسل تبدیل ہوتا ہے۔ جب تک  $v_i$  کی قیمت بیٹری کے برقی دباؤ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

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

شکل 2.12 - ب میں بیٹری بھرنے والی برقی رو  $i_B$  کے علاوہ  $v_i$  اور  $V_B$  بھی دکھائے گئے ہیں۔ برقی دباؤ اور برقی رو کو ایک ہی جگہ گراف کیا گیا ہے تاکہ وقت  $t$  کے ساتھ مختلف متغیرات کے تعلق کی وضاحت ہو سکے۔ جیسا آپ دیکھ سکتے ہیں بیٹری صرف ان اوقات بھری جاتی ہے جب  $v_i > V_B$  ہو۔ شکل میں نقطہ دار 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

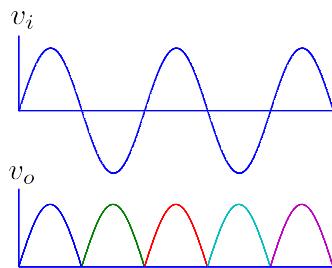
شکل 2.13 میں مکمل لہر سمت کار<sup>37</sup> دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں چار ڈائیوڈ مریع کی شکل میں جوڑے گئے ہیں اور دور کو  $v_i$  بطور بدلتا داخلی برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے۔ دور کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر شکل 2.14 الف پر توجہ رکھیں۔  $v_i$  کی قیمت ثابت ہونے کی صورت میں منبع برقی دباؤ کے ثبت (+) سرے سے 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۔

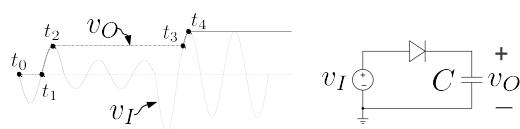
اب دیکھتے ہیں کہ منبع برقی دباؤ کے برقی دباؤ کی قیمت منفی ہونے کی صورت میں کیا ہوتا ہے۔ یہ صورت حال شکل 2.13 - ب میں دکھائی گئی ہے۔ اس صورت میں برقی رو ڈائیوڈ  $D_1$  اور  $D_4$  سے گزرنے گی جبکہ  $D_2$  اور  $D_3$  منقطع رہیں گے۔ برقی رو اب بھی مزاحمت میں گزشتہ سمت میں ہی گزرنے گی۔

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



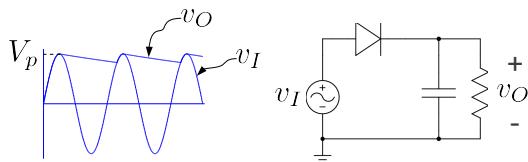
شکل 2.15: چوٹی حاصل کار

## 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  $v_I$  اور خارجی برقی دباؤ  $v_O$  دونوں صفر وولٹ کے برابر ہیں۔ لمحہ  $t_0$  سے لمحہ  $t_1$  تک داخلی برقی دباؤ ڈائیوڈ کو والٹ مائل کرتے ہوئے منقطع رکھتا ہے اور یوں اس دوران  $v_O$  صفر رہے گا۔  $t_1$  سے  $t_2$  تک خارجی برقی دباؤ  $v_O$  خوش اسلوبی سے داخلی برقی دباؤ  $v_I$  کی 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>  $t_0$  دنیوں کو نقطوں سے ظاہر کیا گیا ہے



شکل 2.16: حیطہ اتار کار

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

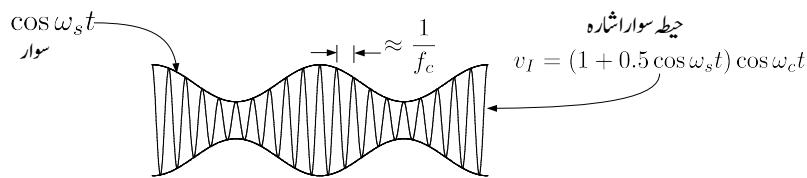
اس تجزیہ سے واضح ہے کہ یہ دور داخلی اشارہ کی چوٹی حاصل کر کے اس پر برقرار رہتا ہے۔ اسی لئے اسے ثابت چوٹی حاصل کار کہتے ہیں۔ اگر اس دور میں ڈائیوڈ ائٹ رخ لگایا جائے تو خارجی اشارہ  $v_O$  منفی چوٹی حاصل کرے گا اور یوں اس دور کو منفی چوٹی حاصل کار کہا جائے گا۔

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

کسی بھی اشارہ یعنی اطلاع  $v_s$  کو ایک جگہ سے دوسری جگہ منتقل کرنے کی خاطر اسے بلند تعداد کے سائنس نما اشارہ  $v_c$  کے جیٹ پر جیٹ سوار کار<sup>41</sup> کی مدد سے سوار کیا جاتا ہے۔ منتقلی کے مقام پر پہنچنے کے بعد جیٹ سوار اشارے سے جیٹ سوار کار کی مدد سے اصل اشارہ یعنی اطلاع  $v_s$  کو دوبارہ حاصل کیا جاتا ہے۔  $v_c$  کے جیٹ پر سوار کرنے سے مراد  $v_c$  کے جیٹ کو 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۔ جیٹ سوار اشارہ حاصل کرنے کی خاطر  $v_s$  اور  $v_c$  کو جیٹ سوار کار سے گزار 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 گھنٹا ہے۔ یہ وقہ تقریباً  $\frac{1}{f_c}$  کے برابر ہے جسے استعمال کرتے ہوئے مساوات 2.9 سے مسئلہ مکلان 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

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

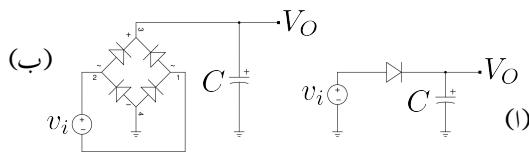
ہے۔ اس زیادہ سے زیادہ داخلی اشارے کے تبدیلی کی شرح کو حیطہ اتار کار کے تبدیلی کے شرح کے برابر رکھا جاتا ہے۔  $\omega_s t = \frac{n\pi}{2}$  پر مساوات 2.10 کے تحت  $V_p = 1$  حاصل ہوتا ہے جسے مساوات 2.12 میں استعمال کرتے ہوئے یوں

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

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۔

---

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



شکل 2.18: منبع برقی دباؤ

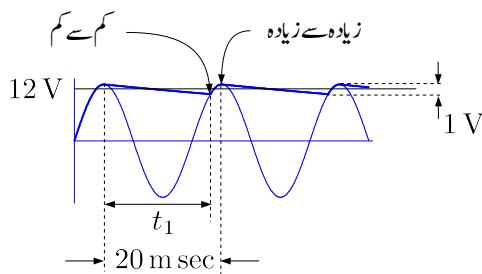
## 2.6 منبع برقی دباؤ

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

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

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

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



شکل 2.19: مثال 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

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

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

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

درکار 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 منع بر قی دباؤ میں درکار کپیسٹر کی قیمت شکل الف کے حوالے سے آدھی ہو گی کیوں کہ اس میں ایک ڈائیوڈ یعنی آدھے سمت کار کی جگہ مرتع ڈائیوڈ یعنی مکمل سمت کار استعمال کیا گیا ہے۔ مکمل سمت کار میں کپیسٹر ہر  $10 \text{ ms}$  بھرا جائے گا۔ مثال 2.9 کو شکل 2.18 ب کے لئے حل کرتے ہوئے  $t_1 = 10 \text{ ms}$  لیا جائے گا جس سے  $C = 20 \mu\text{F}$  حاصل ہوتا ہے۔

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

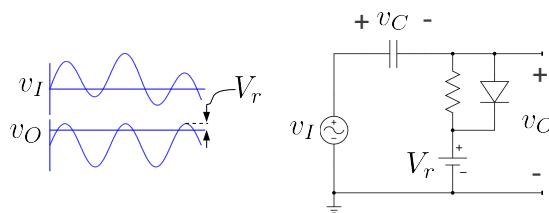
$$(2.14) \quad V_{\text{یکمیت}} = V_p - \frac{\Delta V}{2}$$

حاصل ہو گا۔

## 2.6.1 بر قیاتی شکنجہ

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

آپ جانتے ہیں کہ بدلتی رو مقتاطیں پیدا کرتی ہے اور بدلتی مقتاطی میدان بر قی دباؤ کو جنم دیتا ہے۔ یوں اگر بدیک اشاراتی تاروں کے قریب عام استعمال کے گھریلو یا صنعتی بجلی کے تار گزیں تو ان میں بدلتی بر قی رو باریک اشاراتی تاروں میں بر قی دباؤ پیدا کرتا ہے جس سے اشارہ کا جیٹہ متاثر ہوتا ہے۔ شکل 2.20 میں اشارہ  $v_1$  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 ثابت جیٹہ کو  $V_r$  کی قیمت پر زبردستی رکھتا ہے جس سے اشارہ کی اصل صورت رو نما ہو جاتی ہے۔ گویا یہ دور اشارہ کے جیٹہ کو شکنجہ میں کپڑے رکھتا ہے۔ اسی سے اس دور کا نام بر قیاتی شکنجہ<sup>52</sup> نکلا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف شکنجہ کہتے ہیں اس دور کی کارکردگی 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

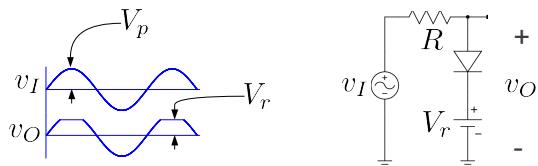
$$v_I = v_C + v_D + V_r$$

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

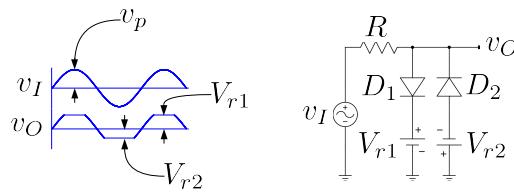
$$i_R = \frac{v_I - V_r}{R}$$

ہو گی۔

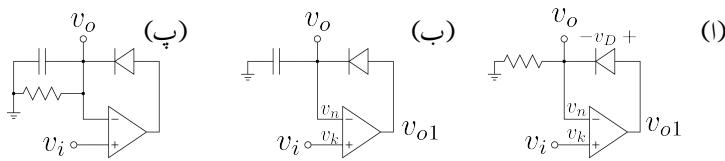
آپ نے دیکھا کہ یہ دور داخلی برقی دباؤ کو  $V_r$  پر تراشتا ہے۔ اس دور میں دو ڈائیوڈ کے استعمال سے دو اطراف کا تراش حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.22 میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں جب تک  $v_I$  کی قیمت ثابت ہو ڈائیوڈ  $D_2$  الٹ مائل رہتا ہے۔ یوں ثابت داخلی برقی دباؤ کے لئے یہ دور بالکل پچھلے دئے گئے ایک طرف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

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 لوگاریتمی ایکلیفیاٹر

حسابی منقی ایکلیفیاٹر میں مزاجمت کی جگہ ڈائیوڈ نسب کرنے سے شکل 2.24 اف کا لوگاریتمی 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  $D_2$  اللٹا مائل ہو گا۔ اسی طرح منقی  $v_i$  کی صورت میں  $v_0$  ثابت ہو گا جس سے  $D_1$  اللٹا مائل 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 متغیرہ کا لوگاریتم 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 برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہذا اس پر برقی دباؤ  $v_k$  صفر ہو گا۔ منقی مداخل پر برقی دباؤ  $v_n$  لکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

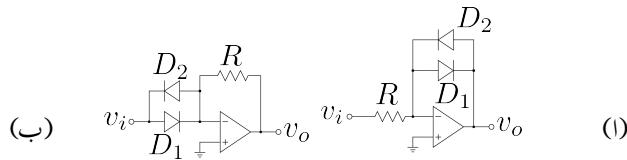
$$\frac{v_n - v_i}{R} + i_D = 0$$

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

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

حاصل ہوتا ہے جہاں ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کو  $v_0 - v_n$  لیا گیا ہے۔ دونوں جانب قدری لوگاریتم<sup>55</sup> لیتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

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



شکل 2.24: لوگاریتمی ایمپلینیٹر

شکل ب میں قدری الٹ-لوگاریتم ایمپلیفیائر<sup>54</sup> دکھایا گیا ہے۔ حسابی ایمپلینیٹر کے دونوں مداخل کو برقی زمین تصور کرتے ہوئے مثبت  $v_i$  کی صورت میں ڈائوڈ  $D_1$  سیدھا مائل ہوتے ہوئے

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ دور داخلی اشarde کا قدری الٹ-لوگاریتم حاصل کرتا ہے۔

### 2.8.5 ضرب کار

$v_A$  اور  $v_B$  کے لوگاریتم جمع کرنے سے  $\ln v_A + \ln v_B = \ln v_A v_B$  حاصل ہوتا ہے جس کا الٹ-لوگاریتم لینے سے  $v_A v_B$  یعنی دونوں متغیرات کا حاصل ضرب حاصل ہوتا ہے۔ اسی حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے

---

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

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

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

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

اسی طرح جمع کار کے مساوات سے

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

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

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

اور الٹ لوگار تھمی کے مساوات سے

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

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

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

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

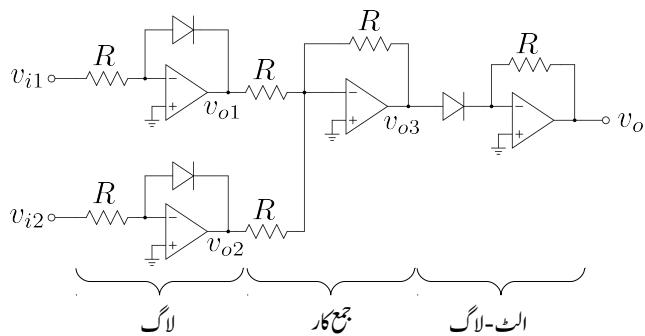
شکل میں جمع کار کی بجائے منفی کار کے استعمال سے تقسیم کار<sup>58</sup> حاصل ہوتا ہے۔

### 2.8.6 کامل مکمل لہر سمت کار

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

---

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



شکل 2.25: ضرب کار

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

$$v_o = -v_i$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 2.27 2.27 الف میں  $v_1$  بھی دکھایا گیا ہے۔ چونکہ اس کے دونوں جانب مزاحمتوں کے سرے صفر وولٹ پر ہیں لہذا اس صورت  $v_1 = 0 \text{ V}$  رہے گا۔ شکل 2.27 2.27 میں ثبت  $v_i$  کی صورت میں  $v_o$  اور  $v_1$  دکھائے گے ہیں۔

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

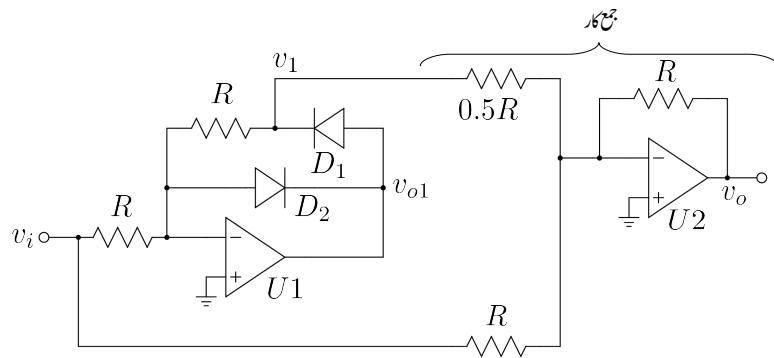
$$\begin{aligned} v_k &= 0 \\ \frac{v_n - v_i}{R} + \frac{v_k - v_1}{R} &= 0 \end{aligned}$$

اور یوں

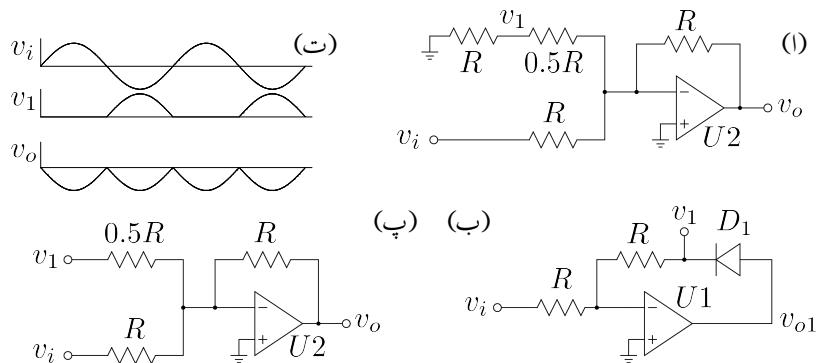
$$v_1 = -v_i$$

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

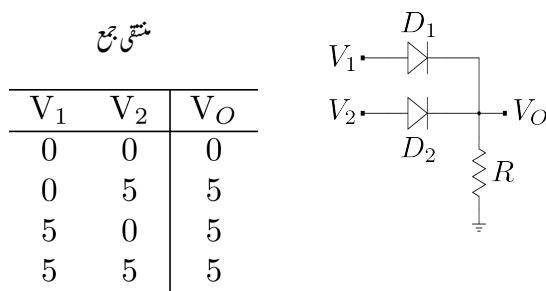
$$v_o = -v_i - 2v_1$$



شکل 2.26: کامل اہر سٹ کار



شکل 2.27: کامل اہر سٹ کار کا کردگی



شکل 2.28: متنقی جمع

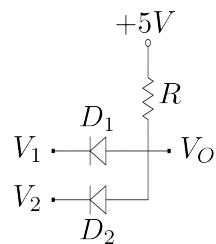
حاصل ہوتا ہے۔ شکل 2.27 میں منفی  $v_i$  کی صورت میں  $v_1$  اور  $v_2$  دکھائے گئے ہیں۔

## 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 متفقظ سوچ نسب کر کے دور کو حل کیا جاسکتا ہے۔ بدقتی سے قبل از وقت یہ جانتا کہ کون کون سے ڈائیوڈ سیدھے مائل اور کون کون سے ڈائیوڈ اٹھے مائل ہیں عموماً ناممکن ہوتا ہے۔ ڈائیوڈ کے ادوار حل کرنے کا کوئی ایک سادہ طریقہ نہیں پایا جاتا البتہ گھبرانے کی بات نہیں چونکہ ایسے ادوار حل کرنے کے مشق سے یہ اندازہ لگانا کہ کون کون سے ڈائیوڈ سیدھے یا اٹھے مائل ہیں عموماً ممکن ہوتا ہے۔ اس طریقہ کو مشق سے بہتر سیکھا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل 2.28 میں دئے دوں پر غور کریں۔

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

متنبی 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: متنبی ضرب

پہلی صورت میں دونوں داخلی برقی دباؤ صفر وولٹ ہیں یعنی  $V_1 = 0$  اور  $V_2 = 0$  ہیں۔ یہ جدول کی پہلی صف میں دکھایا گیا ہے۔ اس صورت میں واضح ہے کہ دور میں برقی رو ممکن نہیں۔ یوں خارجی جانب نسب مزاحمت میں برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے اس کے سروں کے مابین برقی دباؤ بھی صفر وولٹ ہو گا۔ جدول کی پہلی صف میں دیکھ جانب  $V_O$  کی صف میں 0 اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

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

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

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

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

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

## 2.10 یک سمیٰ روختہ بوجھ

خط بوجھ کا اس کتاب میں آگے جا کر ٹرانزسٹر<sup>61</sup> کے ادوار میں 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

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

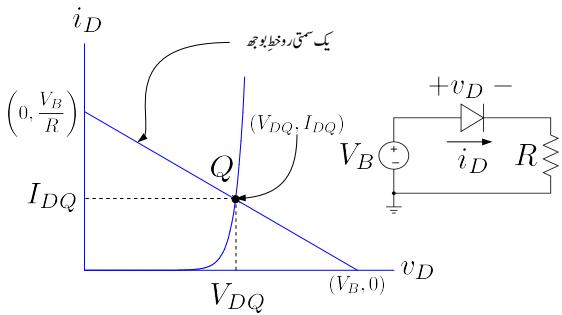
ان دو مساوات کو کئی طریقوں سے حل کر کے  $i_D$  اور  $v_D$  اصل کئے جاسکتے ہیں۔ آئیں انہیں حل کرنے کے چند طریقے دیکھیں۔

### 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 بوچھ اور نقطہ ماکل

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

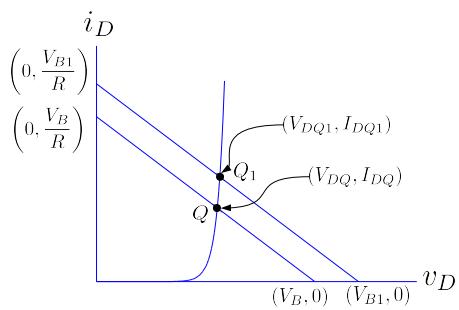
$$\frac{\Delta i_D}{\Delta v_D} = -\frac{1}{R}$$

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

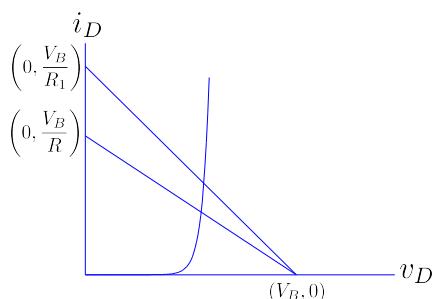
یوں اگر مزاحمت برقرار رکھتے ہوئے دور میں داخلی برقي دباؤ  $V_B$  کی قیمت بڑھا کر  $V_{B1}$  کر دی جائے تو خطِ بوچھ افقي محور کو موجودہ جگہ سے قدیر دائیں جانب  $(V_{B1}, 0)$  پر ٹکرائے گا اور عمودی محور کو  $\left(0, \frac{V_{B1}}{R}\right)$  پر ٹکرائے گا۔

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

<sup>63</sup> گوڑے پر بوچھ لادا جاتا ہے۔ یہاں  $R$  بطور برقي بوچھ کردار ادا کرتا ہے اور اس کے مساوات کے گراف کو خطِ بوچھ کہتے ہیں  
<sup>64</sup> DC load line  
<sup>65</sup> gradient



شکل 2.31: داخلي برقي داوك خط بو جھ پا اثر



شکل 2.32: مراجعت کي تبدیلی کا خط بو جھ پا اثر

## 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۔

$I_{D_0}$  کو 2 mA کھٹھتے ہوئے (یعنی  $I_{D_0} = 2 \text{ mA}$ ) اور  $V_{D_0} = 0.6 \text{ V}$  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  $I_{D_1}$  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۔

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

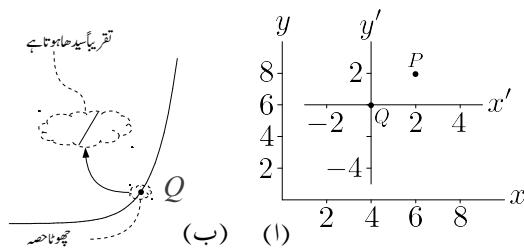
یہ جواب بالکل درست تب ہوتا اگر 0.9612233 mA پر ڈائیوڈ کا برقی دباؤ 0.58165077 V ہوتا مگر ایسا نہیں ہے لہذا ہمیں ایک مرتبہ پھر ڈائیوڈ کے برقی دباؤ کا بہتر اندازہ لگانا ہو گا۔ یوں  $I_{D_2}$  کو 0.9612233 mA کو اور ڈائیوڈ پر برقی دباؤ کو  $V_{D_2}$  لیتے ہوئے۔

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

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

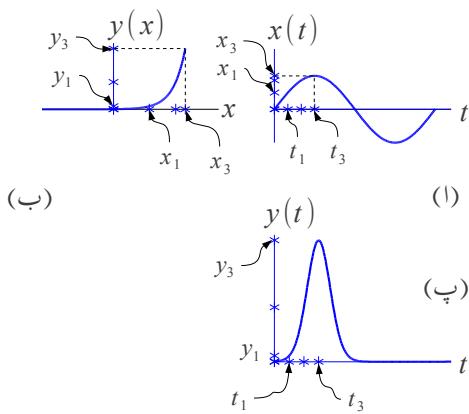
اس حصے میں کار تیسی محمد اور ترسیم پر غور کیا جائے گا جس کی اس کتاب میں کئی جگہ ضرورت پیش آئے گی۔ اگرچہ اس حصے کو کتاب کے آخر میں ضمیمہ کے طور رکھنا چاہئے تھا مگر اس کی اہمیت کو دیکھتے ہوئے میں نے اسے اس باب کا حصہ بنایا ہے۔ طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ اس حصے کو بخوبی سمجھیں۔

## 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: $x(t)$ 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 کو استعمال کرتے ہوئے (2.34 پ کی طرح گراف کریں۔

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

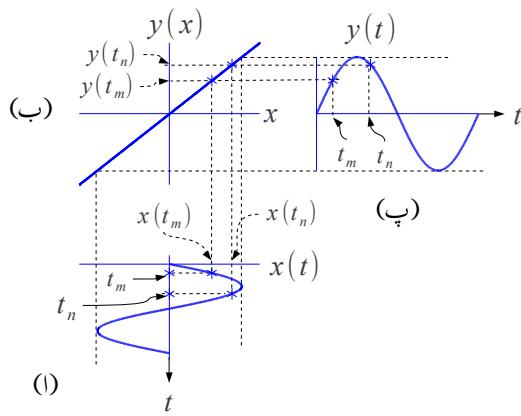
یہاں میں بتانا چاہوں گا کہ اس مثال میں تفاعل  $y(x)$  خم دار<sup>67</sup> تھا۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے تفاعل  $y(t)$  سے تفاعل  $x(t)$  حاصل کی گئی۔ اور  $y(t)$  کی شکلیں بالکل مختلف ہیں۔

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 الف میں گھما کر دکھایا گیا ہے۔ اس مثال میں بھی  $x(t)$  کو سائن نما تصور کیا گیا ہے جبکہ تفاعل  $y(x)$  کو سیدھا خط یعنی

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

---

curved<sup>67</sup>



شکل 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  $m$

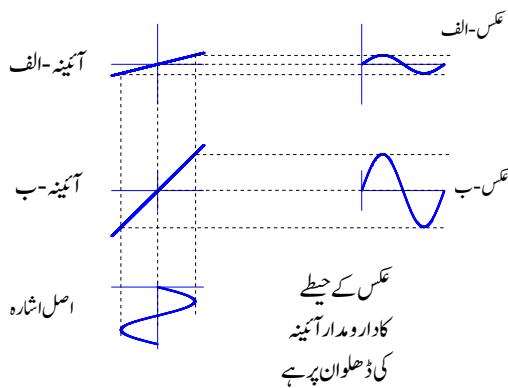
$$(2.18) \quad m = \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_Q$$

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 کرداری جائے۔

شکل الف اور شکل ب یوں بنائے جاتے ہیں کہ شکل ب کا  $x$  محمد شکل الف کے  $x$  محمد کے متوازی ہو اور ان کی جسمات 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  $y$  محمد شکل ب کے  $y$  محمد کے بالکل دائیں جانب برابر رکھا جائے اور ان کی جسمات 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۔ سیدھا خط  $(0, 0)$  سے گزرنے کی صورت میں  $c = 0$  ہو گا اور یوں سیدھے خط کی مساوات  $y = mx$  ہو گی۔



شکل 2.36: عکس کا حیطہ بال مقابل آئینے کی ڈھلوان

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

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

شکل 2.34 اور شکل 2.35 میں (t) x کو داخلی (یا اصل) اشارہ، (t) y کو خارجی (یا 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۔

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

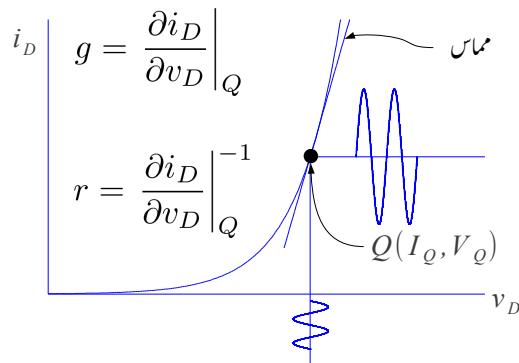
## 2.12 باریک اشاراتی تجزیہ

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

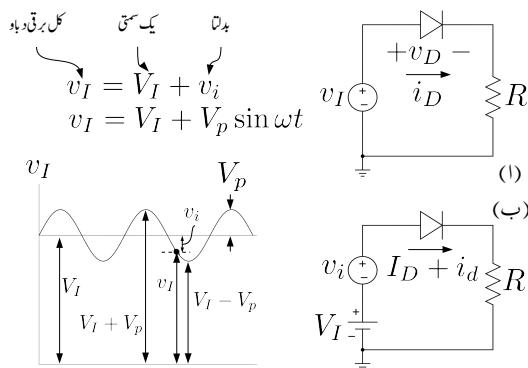
$$(2.23) \quad v_I = V_I + v_i$$

## 2.12. باریک اشاراتی تجزیہ

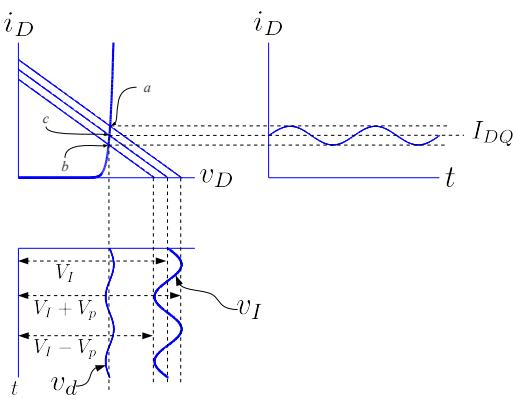
139



شکل 2.37: باریک اشاراتی موصیت اور باریک اشاراتی مزاحمت



شکل 2.38: باریک اشارہ



شکل 2.39: ڈائیوڈ پر باریک اشارات

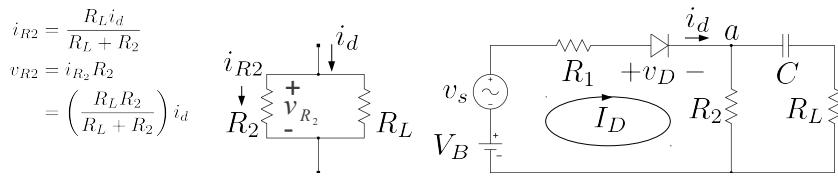
باریک اشارہ<sup>71</sup> سے مراد وہ بدلتا اشارہ ہے جس کا جیٹ دور میں پائے جانے والے یک سمی برقی دباؤ یا یک سمی برقی رو کی قیتوں سے نہیت کم ہو (یعنی  $V_I < < v_i$  )۔

شکل 2.31 میں تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ کا خط بو جھ پر اثر دکھایا گیا۔ اسی ترکیب کو یہاں استعمال کرتے ہوئے باریک داخلی اشارہ  $v_i$  کی موجودگی میں ڈائیوڈ کی کارکردگی پر غور کیا جائے گا۔ تغیر پذیر داخلی برقی دباؤ  $v_I$  سے نپٹنے کی خاطر مختلف لمحات پر وقت کو ساکن تصور کرتے ہوئے ان لمحات پر داخلی برقی دباؤ کی کل قیمت لی جاتی ہے۔ ان قیتوں پر خط بو جھ اور ڈائیوڈ کی مساوات کا خط گراف کیا جاتا ہے۔ یوں مختلف اوقات پر ڈائیوڈ کے مختلف نقطے مائل (slope) حاصل کئے جاتے ہیں۔

شکل 2.39 میں  $0 = \omega t_0$  اور  $\omega t_0 = 90^\circ$  پر داخلی برقی دباؤ  $v_I(t_0) = V_I$  اسٹعمال کرتے خط بو جھ گراف کئے گئے ہیں۔

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

small signal<sup>71</sup>



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

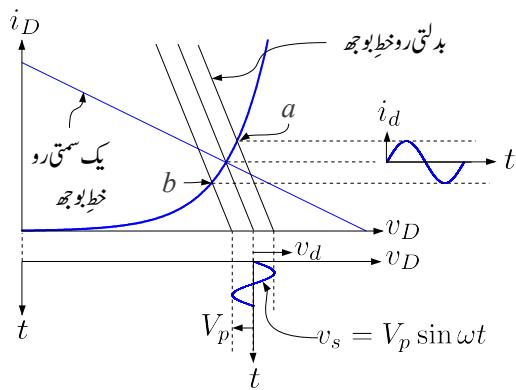
## 2.12.1 بدلتی رو، خطِ بوجہ

حصہ 2.10 میں یک سمی خلیہ کی گفتگو کی گئی۔ اسی کو آگے بڑھاتے ہوئے بدلتی رو، خطِ بوجہ<sup>72</sup> کو یہاں پیش کیا جائے گا جس کا اگلے باہم میں کلیدی کردار ہو گا۔ شکل 2.40 میں دکھائے ڈائیوڈ کے دور میں کپیسٹر بھی استعمال کیا گیا ہے۔ تصور کریں کہ باریک اشارہ  $v_s$  کے تعداد پر کپیسٹر کو قصر دور (یعنی  $0 \rightarrow |X_C|$ ) تصور کیا جاسکتا ہے۔ چونکہ کپیسٹر میں سے یک سمی برتنی رو نہیں گزرتی لہذا یک سمی برتنی رو  $R_L$  سے نہیں گزرے گی۔ کپیسٹر کو یک سمی متغیرات کے لئے کھلے دور تصور کیا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے سے یک سمی دور حاصل ہوتا ہے جس کے یک سمی خلیہ کی ڈھلوان  $\frac{-1}{R_1+R_2}$  ہو گی اور  $R_L$  کا اس میں کوئی کردار نہیں ہو گا۔

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

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

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



شکل 2.41: بدلتی رو خط بوجھ

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

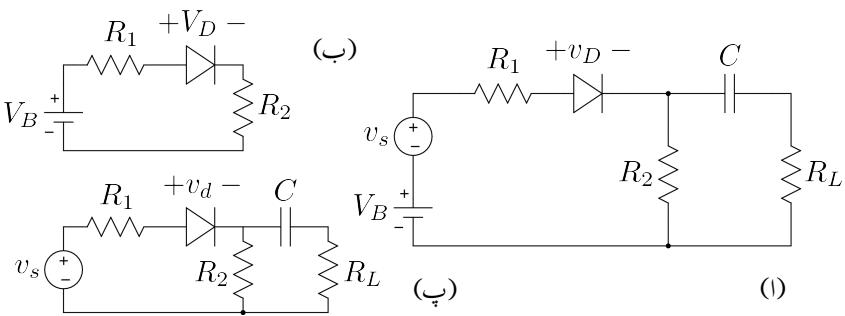
$$\begin{aligned} V_B + v_s &= I_D R_1 + v_D + (I_D + i_{R2}) R_2 \\ &= (I_D + i_d) R_1 + (V_D + v_d) + \left[ I_D + \left( \frac{R_L}{R_L + R_2} \right) i_d \right] R_2 \end{aligned}$$

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۔

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

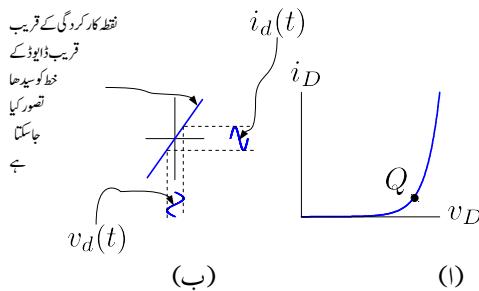
$$i_d = \frac{v_s}{R_1 + r_d + \left( \frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \right)}$$

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 باریک اس استعمال کیا جائے گا۔

## 2.12.2 باریک اشاراتی مزاجت

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



شکل 2.43: ڈائیوڈ کے باریک اشارات کا حصول

دو نکتوں کے مابین ڈائیوڈ کا خط تقریباً ایک سیدھی لکیر کی مانند ہے۔<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

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

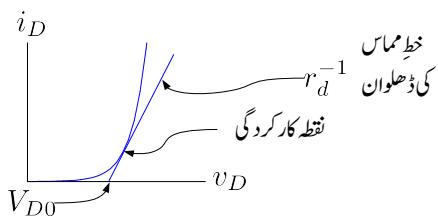
شکل 2.43 میں وسیع اشاراتی محدود  $(i_d - v_d)$  جبکہ شکل 2.43 ب میں باریک اشاراتی محدود  $r_d$  استعمال کئے گئے ہیں۔ شکل ب میں یہ بھی دیکھتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  کو استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی برتنی دباؤ  $v_d(t)$  پر اس کے باریک اشاراتی برتنی رو  $i_d(t)$  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 خط 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 خط مماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول

شکل 2.44 میں نقطہ کارکردگی پر خط مماس<sup>76</sup> دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر خط 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 خط مماس سے حاصل کریں۔ نقطہ کارکردگی پر چالو ڈائیوڈ کا خط 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۔

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


---

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

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

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

اور  $i_D = 25 \mu\text{A}$

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


---

## 2.13 طبیعتِ نیم موصل اشیاء

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

کیمیائی دوری 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 بند<sup>89</sup> بناتے ہیں۔

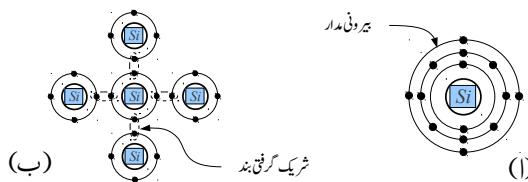
بر قیمتی پر زہ جات بنانے کی خاطر 99.9999999 فن صد خالص سیلیکان درکار ہوتا ہے جسے عموماً نو صاف سیلیکان پکارا جاتا ہے۔ اتنی خالص سیلیکان حاصل کرنا از خود فنی مہارت کی انتہا ہے۔ خالص سیلیکان غیر موصل ہوتا ہے البتہ اس میں، نہایت باریک مقدار میں، مختلف اجزاء کی ملاوٹ<sup>90</sup> سے اس کے موصلیت<sup>91</sup> 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 رہت سیلیکان اور آسیجن کا مرکب  $\text{SiO}_2$  ہے۔

سیلیکان کا ایٹمی عدد<sup>93</sup> یا جوبوئی عدد 14 ہے۔ یوں اس کے بیرونی مدار میں چار الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ اس کے بیرونی مدار میں آٹھ الیکٹران پورا کرنے کی خاطر یہ چار قربی سیلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک 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 منفی بار کے طور سیلیکان میں حرکت کرتا ہے اور یوں یہ قلم کی موصلیت میں کردار ادا کرتا ہے۔ اس طرح

---

periodic table <sup>79</sup>
group <sup>80</sup>
carbon <sup>81</sup>
silicon <sup>82</sup>
germanium <sup>83</sup>
elements <sup>84</sup>
atomic model <sup>85</sup>
shell <sup>86</sup>
electrons <sup>87</sup>
valency <sup>88</sup>
covalent bond <sup>89</sup>
doping <sup>90</sup>
conductance <sup>91</sup>
semiconductor <sup>92</sup>
atomic number <sup>93</sup>
crystal <sup>94</sup>



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

شریک گرفت بند کی قید سے آزاد ہوا الیکٹران جواب سیکان میں آزادی سے حرکت کر سکتا ہو کو آزاد الیکٹران<sup>95</sup> یا متحرک الیکٹران<sup>96</sup> کہتے ہیں۔ اسی طرح شریک گرفت بند ٹوٹنے کی وجہ سے الیکٹران کے اخراج سے اس مقام پر خالی خلاء رہ جاتا ہے اور یہاں موجود سیکان کا ایٹم ثابت بار اختیار کر لیتا ہے۔ ثابت ایٹم قریب موجود شریک گرفت بندوں سے الیکٹران کھینچ کی کوشش کرتا ہے اور کبھی بکھار لیا کرنے میں کامیاب ہو جاتا ہے۔ یوں اس ایٹم کا بار دوسرے ایٹم کو منتقل ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس خلاء کا مقام بھی تبدیل ہو کر دوسرے ایٹم کے مقام پر منتقل ہو جاتا ہے۔ ایسا بار بار ہونے سے خلاء مسلسل جگہ تبدیل کرتا ہے۔ خلاء اور ثابت ایٹم کا مقام ایک ساتھ حرکت کرتے ہیں گویا کہ خلاء از خود ثابت بار ہو۔ یوں سیکان میں آزادی سے حرکت کرتے ثابت خلاء کو آزاد 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 گرفت 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 گرفت بند ٹوٹنے سے ایک آزاد الیکٹران اور ایک آزاد خول وجود میں آتے ہیں لہذا حرارتی الیکٹران اور حرارتی خول کی تعداد ہر صورت برابر رہتی ہے۔ حرارت سے پیدا الیکٹران اور خول کو اقلیتی 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 جڑتے ہیں۔ ان کے جڑنے سے ایک آزاد الیکٹران اور ایک آزاد خول کا وجود ختم ہو جاتا ہے۔ اس عمل کو دوبارہ جوڑنا<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۔

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

جہاں

$n_i$  حرارتی الیکٹران کی تعداد فی مرلیع سنٹی میٹر ہے۔

$p_i$  حرارتی خول کی تعداد فی مرلیع سنٹی 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 اکائی کیلوں K ہے۔

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

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

یاد رہے کہ حرارتی 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، نہلیت باریک مقدار میں، موجودگی کے کیا اثرات مرتب ہوتے ہیں۔

سیلیکان کے قلم میں سیلیکان کے ایٹھ ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سیلیکان کے قلم میں شامل کئے جانے والے ملاوی ناٹروجن کے ایٹھوں کی تعداد نہایت کم ہوتی ہے اور یوں ناٹروجن کے ایٹھوں کی موجودگی کا قلم میں ایٹھوں کے ترتیب پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شامل کئے جانے والے ملاوی ناٹروجن کے ایٹھ قلم میں ایٹھ کو سیلیکان ایٹھ کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔ شکل 2.46 میں ناٹروجن کے ایٹھ کو سیلیکان کے قلم میں بنتے دکھایا گیا ہے۔ ناٹروجن ایٹھ کے بیرونی مدار میں موجود پانچ الکیٹرانوں میں سے چار الکیٹران قلم میں قریب چار سیلیکان ایٹھوں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنانے پیں جبکہ پانچوں الکیٹران فالتوڑہ جاتا ہے۔ اس فالتوڑا الکیٹران کا ناٹروجن ایٹھ کے ساتھ کمزور 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

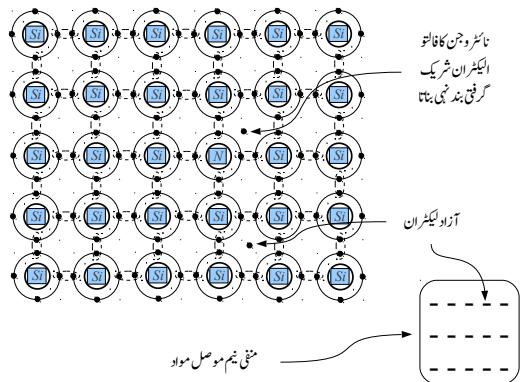
$$(2.41) \quad n_{n0} p_{n0} = n_i^2$$

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: ناکرو جن کی شمولیت سے منفی قسم کے نیم موصل کا حصول

ہو گی۔ منفی نیم موصل میں اکثریتی الیکٹرونوں<sup>110</sup> کی کثافت شامل کرنے والے مادوئی 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 ناکرو جن کی شمولیت سے سیلیکان میں متحرک آزاد الیکٹران یعنی متھرک منفی یار<sup>112</sup> نے موصلیت پیدا کی۔ ایسے سیلیکان کو منفی قسم کا نیم موصل یا منفی نیم موصل<sup>113</sup> کہتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل تیار کرنے کی خاطر سیلیکان میں کیمیائی دوری جدول کے پانچویں جماعت کے عناصر بطور ملاوٹ شامل کرنے جاتے ہیں۔ کسی بھی کمکل ایٹم میں پروٹون اور الیکٹران کی تعداد برابر ہوتی ہے۔ یوں ایٹم کا کل بار صفر ہوتا ہے۔ سیلیکان میں ناکرو جن بطور ملاوٹ شامل کرنے سے اس کا کل بار صفر ہی رہتا ہے۔ ناکرو جن ایٹم کے فائلو الیکٹران کی جدائی کے بعد ناکرو جن ایٹم ثابت بار رکھتا ہے۔ یوں اگرچہ قلم کا کل بار اب بھی صفر ہی ہے لیکن جس مقام پر ناکرو 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 جگہ رہتے ہیں۔ یہ اپنی اپنی جگہ جھوول سکتے ہیں لیکن جگہ تبدیل نہیں کر سکتے۔ ایسے ایٹموں کو ساکن تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ قلم میں جگہ جگہ ساکن ثبت بار والے ناکرو 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 موصول قلم میں ثابت بار ساکن رہتے ہیں جبکہ اس میں منفی بار (آزاد الیکٹران) حرکت پذیر ہوتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصول مواد میں برقی روکا بہاؤ آزاد الیکٹران کے حرکت سے ہوتا ہے۔ آزاد الیکٹران نیم موصول مواد کے وجود میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ایٹم یا مالکیوں حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد الیکٹران کو کبھی کھار الیکٹران گیس<sup>114</sup> بھی کہا جاتا ہے۔

ان دو اقسام کے باروں کا تذکرہ کرتے عموماً ساکن بار<sup>115</sup> اور متتحرک بار<sup>116</sup> کی بات کی جاتی ہے۔ یوں منفی قسم کے نیم موصول مادے میں موصلیت صرف متتحرک باروں کی وجہ سے پیدا ہوتی ہے۔ ساکن بار کا قلم کے موصلیت پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ منفی نیم موصول مواد کو ظاہر کرنا بھی شکل میں دکھایا گیا ہے جہاں (-) آزاد الیکٹران کے وجود کو اجاگر کرتا ہے ناکہ کلہ برقی بار کو سیلکان میں بیرونی مادہ مثلًا ناکٹروجن کے شمولیت سے پیدا آزاد الیکٹران کو اکثریتی الیکٹران<sup>117</sup> بھی کہتے ہیں۔

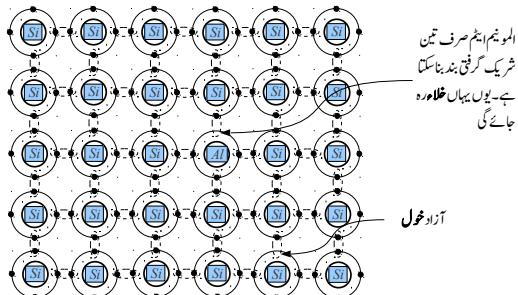
## 2.15 ثبت قسم کا نام موصول

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۔ سیلکان کے قلم میں اس جماعت کے عناصر کی شمولیت کے اثرات دیکھنے کی خاطر المونیم کی شمولیت کو مثال بناتے ہیں۔ سیلکان کے قلم میں سیلکان کے ایٹم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سیلکان کے قلم میں بطور ملاوٹ شامل کئے جانے والے المونیم ایٹموں کی تعداد نہایت کم ہونے کی بنا پر یہ قلم میں ایٹموں کے ترتیب پر اثر انداز نہیں ہوتے۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹ المونیم کے ایٹم قلم میں جگہ جگہ سیلکان ایٹم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔

شکل 2.47 میں المونیم کے ایٹم کو سیلکان کے قلم میں بنتے دکھایا گیا ہے۔ قلم میں بنتے المونیم ایٹم کے بیرونی مدار میں موجود تین الیکٹران قلم میں قریب تر تین سیلکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنائیتے ہیں۔ المونیم ایٹم کے بیرونی مدار میں چوتھے الیکٹران کی عدم موجودگی کی بنا پر قریب چوتھے سیلکان ایٹم کے ساتھ شریک گرفتی بند بنانا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں اس بند کی جگہ خلاء رہ جاتی ہے۔

---

electron gas<sup>114</sup>  
immobile charges<sup>115</sup>  
mobile charges<sup>116</sup>  
majority electrons<sup>117</sup>



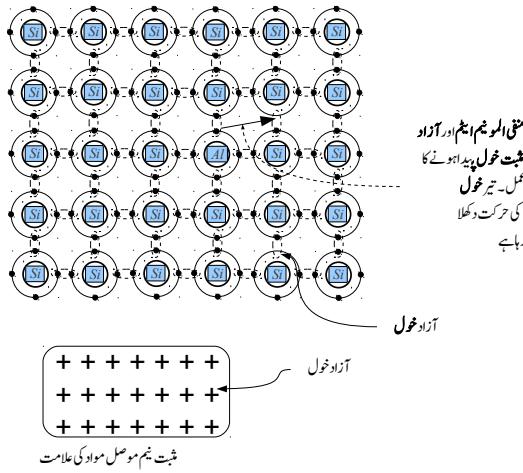
شکل 2.47: المونیم ایٹم قلم میں سیلیکان ایٹم کی جگہ لیتا ہے

شکل 2.48 کو دیکھتے ہوئے آگے پڑھیں۔ حرارتی توانائی سے عین ممکن ہوتا ہے کہ اس خلاء کے قریب کوئی شریک گرفتی بند منقطع ہو جائے اور وہاں سے الیکٹران خارج ہو جائے۔ خارج شدہ الیکٹران بھیختا بھیختا 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 یہاں آزاد خول مسلسل جگہ تبدیل کرے گا جبکہ منقی المونیم ایٹم ساکن رہتا ہے۔ مسلسل حرکت پذیر ثبت خول (آزاد خول) کی بدولت قلم کی موصلیت وجود میں آتی ہے جبکہ ساکن منقی بار (المونیم ایٹم) کا قلم کی موصلیت میں کوئی کردار نہیں۔ یہاں ثبت نیم موصل مواد میں بر قی رہا ہے اسی طرح 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۔ مثبت نیم موصل مواد کو ظاہر کرنا بھی شکل 2.48 میں دکھایا گیا ہے جہاں (+) آزاد خول کے وجود کو اجاگر کرتا ہے ناکہ کلہ بر قی بار کو۔

اس طرح آزاد خول قلم میں مکمل آزادی کے ساتھ حرکت کر سکتے ہیں جس سے قلم موصل ہو جاتا ہے۔ قلم میں المونیم ایٹموں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا جاتا ہے۔ آزاد خول نیم موصل مواد کے وجود

<sup>118</sup> free hole  
<sup>119</sup> p-type semiconductor



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

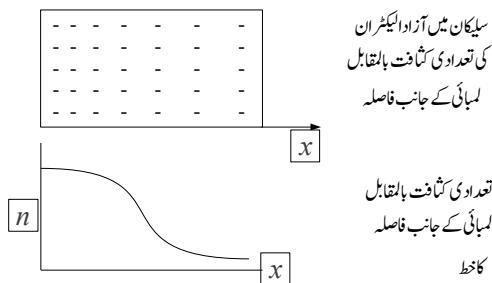
$$\frac{pA\Delta x}{2} - \frac{(p + \Delta p)A\Delta x}{2} = -\frac{\Delta pA\Delta x}{2}$$

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۔

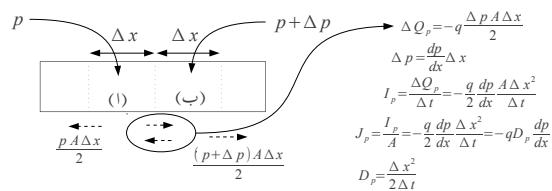
$$(2.46) \quad \Delta p = \frac{dp}{dx} \Delta x$$

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 پاکٹافٹ 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  $C^{-19} \times 10^{-19}$  ہے۔

$D_p$  خول کے نفوذ کا مستقل<sup>131</sup> ہے۔ سیلیکان میں  $s/cm^2/s$  کے برابر ہوتا ہے۔

$p$  آزاد خول کی تعدادی کثافت ہے۔

آزاد الکیٹرانوں 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 الکیٹران کے نفوذ کا مستقل<sup>132</sup> ہے جس کی قیمت سیلیکان کے لئے  $34 cm^2/s$  ہے۔

<sup>128</sup> diffusion current density

<sup>129</sup> نفوذ کے دریچے ایجاد برداری کے اس قلیل کو ایک فن FickAdolf نے دریافت کیا

<sup>130</sup> diffusion current density

<sup>131</sup> hole's diffusion constant

<sup>132</sup> electron's diffusion constant

## 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>

سیلکان 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

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

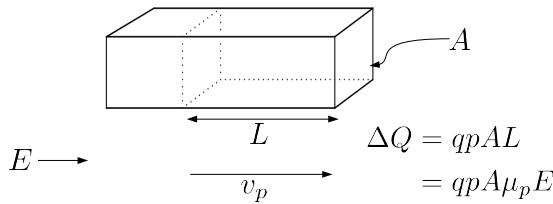
جہاں  $\mu_n$  کو الیکٹران کی حرکت پذیری<sup>140</sup> کہتے ہیں۔ اگر سمیت رفتار بہاؤ کو  $\text{cm/s}$  اور برقی شدت کو  $\text{V/cm}$  میں ناپا جائے تو سیلکان میں الیکٹران کی حرکت پذیری  $\mu_n$  کی قیمت  $1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  ہے۔ اسی طرح آزاد خول کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

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

جہاں سیلکان میں آزاد خول کی حرکت پذیری  $\mu_p$  کی قیمت  $480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  کے لگ بھگ ہے۔ سیلکان 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 سیلکان 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 سینٹی میٹر میں آزاد خول اس سلانخ میں 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: برقی شدت سے برقی 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 برقی رو  $I_p$  کی قیمت  $qpAv_p$  ہو گی۔ اس برقی رو کی کثافت  $J_p$

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

ہو گا۔

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

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

آزاد الکیٹران اور آزاد خول کے موجودگی میں برقی رو دونوں باروں کی وجہ سے پیدا ہو گی اور یوں اس صورت میں ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(2.55) \quad J_\sigma = qn\mu_n E + qp\mu_p E = q(n\mu_n + p\mu_p)E$$

اس مساوات میں

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

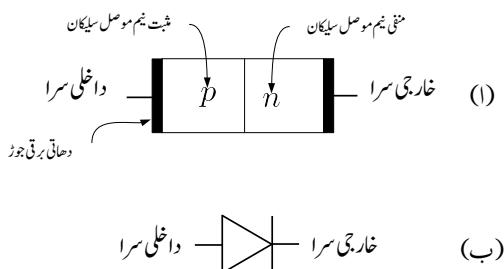
لکھنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

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

یہ مساوات برقی شدت کی بدولت بہاو سے پیدا ہو 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>

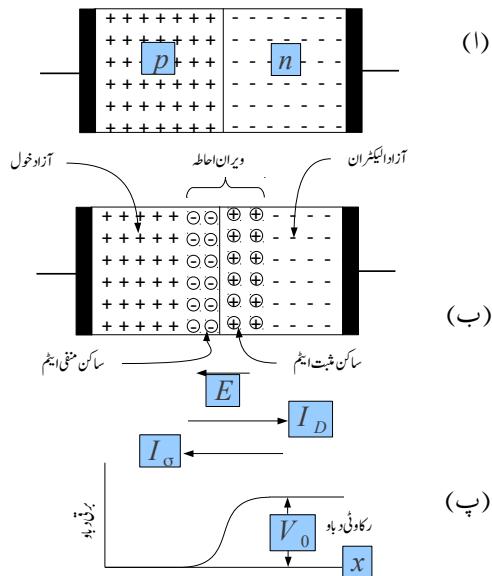


شکل 2.52: ڈائیوڈ کی بناوٹ اور اس کی علامت

## 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 بقايا 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 بقايا 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>



2.53: شکل: 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> ایسا ہے کہ 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 مختص ہے۔ ویران خطے کے حدود بڑھنے سے ایسا ہونے کے امکانات بڑھ جاتے ہیں۔

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

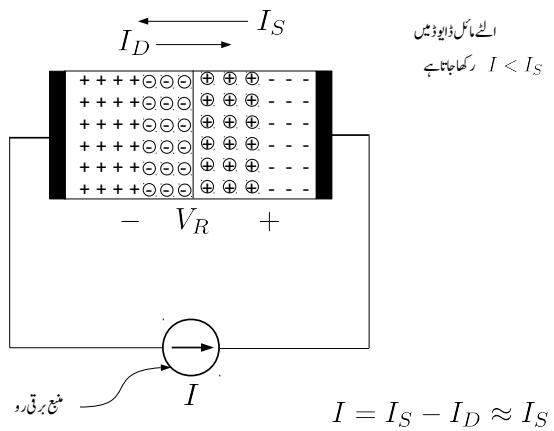
مثال 2.12: اگر ڈائیوڈ کے سروں کے مابین برقی تار جوڑی جائے تو کیا رکاوٹی برقی دباؤ کی وجہ سے برقی تار میں برقی رو پیدا ہو گی؟ حل: ہرگز نہیں۔ اگر ایسا ممکن ہوتا تو ہم ڈائیوڈ سے الگ تار تو انہی حاصل کر سکتے ہوتے جو کہ قانون برائے بقاۓ تو انہی کے خلاف ہے۔

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



### شکل 2.54: آلٹامائیڈ ایڈیٹ

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 **النماذج الديموغرافية**

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 ورنی منبع برقی رو 155، ڈائیوڈ میں اٹھی جانب برقی رو I گزارتا ہے۔ منبع برقی رو اس آله کو کہتے ہیں جو درکار برقی رو مہیا کر سکے۔ تصور کریں کہ I کی قیمت ڈائیوڈ کے اندر ورنی بہاؤ 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 مثبت 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۔ مثبت 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۔

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

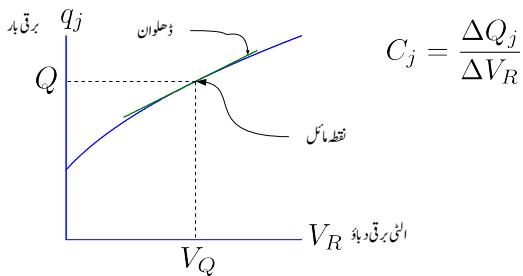
اس مساوات کے تحت الٹے مائل ڈائیوڈ میں الٹی جانب برقی رو کی قیمت  $I_S$  کے برابر ہوتی ہے۔ مساوات 2.4 بھی یہی کہتا ہے۔  $I_S$  کی قیمت نہیت کم ہوتی ہے اور اسے عموماً صفر تصور کیا جاتا ہے۔

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 اخابری دباؤ اور کپیسٹر

یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ حقیقت میں الٹے مائل ڈائیوڈ میں  $I_S$  سے کئی گناہ زیادہ برقی رو گزرتی ہے اور اس کی قیمت درحقیقت الٹے لاؤگو 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 پیچیدگیاں نظر انداز کرتا ہے۔ ایک ڈائیوڈ جس کی  $I_S$  کی قیمت  $10^{-15} \text{ A}$  کے برابر ہو حقیقت میں الٹی جانب  $10^{-9} \text{ A}$  تک رو گزرا سکتا ہے۔ چونکہ حقیقت میں الٹی جانب گزرتی برقی رو کی قیمت بھی نہیں کم ہوتی ہے لہذا الٹے مائل ڈائیوڈ کو مقطع ہی تصور کیا جاتا ہے۔

### 2.18.1 الٹے مائل ڈائیوڈ بطور کپیسٹر

آپ نے دیکھا کہ ڈائیوڈ میں جوڑ کے ایک جانب ثابت ایٹم اور دوسری جانب منفی ایٹم نمودار ہو جاتے ہیں۔ یوں جوڑ کے ایک جانب ویران خطے میں ثبت ہار ( $+q$ ) اور دوسری جانب ویران خطے میں اس کے برابر مگر منفی ہار یعنی ( $-q$ ) پیدا ہوتا ہے۔ ان دو اقسام کے باروں کے درمیان رکاوٹی برقی دباؤ  $V_0$  پیدا ہوتا ہے۔ اگر ڈائیوڈ پر الٹی برقی دباؤ  $V_R$  باہر سے لاؤگو کی جائے تو مزید بار بدار ایٹم نمودار ہوتے ہیں جس سے جوڑ کے دونوں جانب بار کی مقدار بڑھ جاتی ہے اور رکاوٹی برقی دباؤ میں  $V_R$  کا اضافہ ہو جاتا ہے۔ جوڑ پر بار  $q_i$  اور بیرونی برقی دباؤ  $V_R$  کا خط شکل 2.55 میں دکھایا گیا ہے۔ یہاں ایک لمحہ رک کر غور کریں کہ کیا ویران خطے کے دونوں جانب بار کے تہہ اور ان کے مابین رکاوٹی برقی دباؤ ایک کپیسٹر<sup>160</sup> نہیں بن جاتے۔ یقیناً ایسا ہی ہے۔ آپ کپیسٹر کی مساوات

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

<sup>160</sup> capacitor

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

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

شکل میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی نقطہ پر کپیسٹر کی قیمت درحقیقت اس نقطہ پر خط کے ڈھلوان کے برابر ہوتا ہے۔ یوں اس خط کی مدد سے کسی بھی نقطہ پر ڈائیوڈ کی کپیسٹنس حاصل کرنے کی خاطر اس نقطہ پر مماس کا خط بنائیں اور اس خط کی ڈھلوان حاصل کریں۔ یہی ڈائیوڈ کی کپیسٹنس ہو گی۔

ڈائیوڈ کی کپیسٹنس  $C_j$  کی قیمت مساوات 2.62 سے بھی حاصل کی جاسکتی ہے۔ یہ مساوات درحقیقت شکل 2.55 کے خط کو الجبرائی طور سے حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے۔

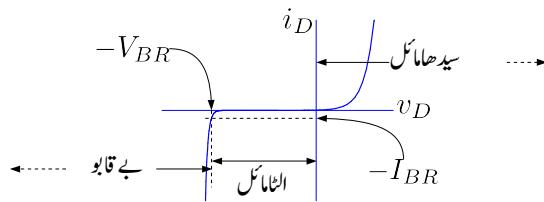
$$(2.62) \quad C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_0}\right)^m}$$

جوڑ کے ایک جانب  $n$  ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کشافت کو جس انداز سے تبدیل کرتے ہوئے جوڑ کے دوسرے جانب  $p$  ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کشافت 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 اٹھا مائل کرنے والے برقی دباؤ کو بند رکھ 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 برقی دباؤ<sup>162</sup>  $V_{BR}$  کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ میں یکدم الٹی جانب برقی رو کا گزنا دو مختلف وجوہات کی بناء پر عمل میں آ سکتا ہے۔ نیم موصل سلیکان میں باروں کے تودہ<sup>163</sup> کی وجہ سے یا پھر زینر اثر<sup>164</sup> سے ڈائیوڈ میں یکدم بے قابو برقی رو گزار سکتا ہے۔ آئین ان دونوں کو سمجھیں۔

جب بھی اٹھے ماکل ڈائیوڈ کے ویران خطے میں آزاد بار داخل ہو، اس پر برقی شدت  $E$  عمل کرتا ہے جس کی وجہ سے یہ تمیزی 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 ایٹھوں کے ساتھ بار بار لکراتے ہوئے ویران خطے سے باہر جانب حرکت کرتا ہے۔

اگر آزاد الکیٹران برقی شدت سے اتنی میکانی توانائی حاصل کرے کہ اس کے لکرانے 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 ایٹھوں سے لکراتے 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۔

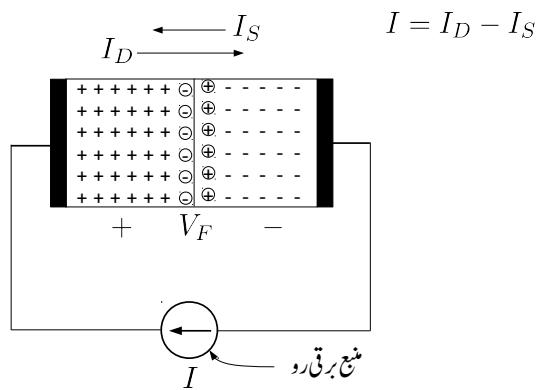
### 2.19.1 زینر برقی دباؤ بال مقابل درجہ حرارت

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: سید ہمامنگ ڈائیوڈ

کو آزاد الکٹران اور ثابت نیم موصل کو آزاد خول۔ منفی نیم موصل کو فر، ہم 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 بیہاں کی رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ رکاوٹی برقی دباؤ کی قیمت کم ہونے سے لفڑی برقی رو  $I_D$  میں اضافہ ہوتا ہے۔ کرخوف کے مساوات برائے برقی رو کے مطابق یوں

$$(2.64) \quad I = I_D - I_S$$

ہو گا۔ سید ہے مائل ڈائیوڈ کی رکاوٹی برقی دباؤ میں  $V_F$  ولٹ کی کمی آتی ہے۔ یہ برقی دباؤ یعنی  $V_F$  ڈائیوڈ کے سروں پر نمودار ہوتا ہے جسے ولٹ میٹر<sup>169</sup> کی مدد سے ناپا جا سکتا ہے۔  $V_F$  ناپتے وقت ڈائیوڈ کا ثابت نیم موصل سرازیادہ برقی دباؤ پر ہوتا ہے۔

اسی طرح اگر ڈائیوڈ کو منع برقی دباؤ  $V_F$  سے سیدھا مائل کیا جائے تو ڈائیوڈ کی اندر ہونی رکاوٹی برقی دباؤ میں  $V_F$  ولٹ کی کمی پیدا ہو گی اور اس میں مساوات 2.64 کے تحت برقی رو گزرے گی۔

volt meter<sup>169</sup>

### 2.20.1 سیدھے مائل ڈائیوڈ کی نفوذی کپیسٹنس

حصہ 2.18.1 میں اٹھے مائل ڈائیوڈ کے ویران خطے کی دونوں جانب باروں کے جمع ہونے سے پیدا کپیسٹنس پر غور کیا گیا جہاں آخر میں سیدھے مائل ڈائیوڈ کی کپیسٹنس کا بھی ذکر کیا گیا۔ سیدھے مائل ڈائیوڈ میں ایک اور نویعت 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 الکٹران ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہو کر بر قی رو کو جنم دیتا ہے۔ اگر ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہونے کے لئے درکار اوسط دورانیہ  $\tau$  سینٹ ہوتا اوسط بر قی رو  $I_D = \frac{Q}{\tau}$  ہو گی جہاں  $Q$  اوسط بار ہے۔ یوں ڈائیوڈ کی مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(2.65) \quad I_D = \frac{Q}{\tau} = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

اگر ہم سیدھے کپیسٹر کی تعریف  $C_d = \frac{dQ}{dV_D}$  کریں تب مندرجہ بالا مساوات سے

$$(2.66) \quad C_d = \frac{I_D \tau}{V_T}$$

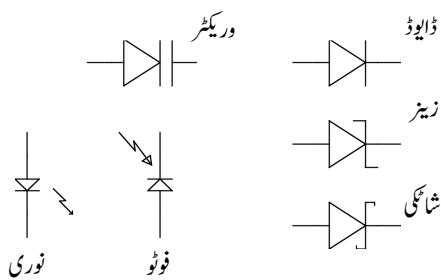
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس کپیسٹر کی قیمت سیدھے بر قی رو کے برائے راست متناسب ہے اور یوں اس کی قیمت کافی زیادہ ممکن ہے۔ مثال کے طور پر اگر  $\tau = 1\text{s}$  اور  $I_D = 1\text{mA}$  ہوتا  $C_d = 40\text{pF}$  ہے۔ ڈائیوڈ استعمال کرتے تیز رفتار عددی ادوار<sup>171</sup> میں یہ وہ کپیسٹنس ہے جو بلند تر تعدد کی حد تعین کرتا ہے۔

### 2.21 ڈائیوڈ کے دیگر اقسام

زیر 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 کی ڈائیوڈ<sup>172</sup> کہتے ہیں۔ ڈائیوڈ کے علامت میں انگریزی حروف تجی 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 دباد کی قیمت 0.12 V تا 0.45 V ہوتا ہے جسے عمومی طور پر 0.3 V تصور کیا جاتا ہے۔

سیدھے مائل شاگی ڈائیوڈ میں منفی نیم موصل سے الیکٹران کی ویران نخلے سے گزر کر دھات تک پہنچنے سے برقی رو وجود میں آتی ہے۔ چونکہ دھات میں الیکٹران کی حرکت با آسانی ہوتی ہے لہذا دوبارہ جڑنے کا دورانیہ τ نہیات کم ہوتا ہے۔ τ کی قیمت 10 ps کے لگ بھگ ہوتا ہے جو کہ pn ڈائیوڈ کے دورانیہ سے کمی درجے کم ہے۔ اس طرح  $I_D = 1 \text{ ms}$  پر شاگی ڈائیوڈ کا نفوذی کپیٹر مساوات 2.66 سے  $C_d = 0.4 \text{ pF}$  حاصل ہوتا ہے۔

ان ڈائیوڈ میں نہیات کم پار ڈنیرہ ہوتا ہے۔ یوں انہیں انتہائی تیزی سے سیدھے مائل چاول حال سے الٹے مائل منقطع حال یا الٹے مائل منقطع حال سے سیدھے مائل چاول حال میں لا یا جا سکتا ہے۔ نہیات 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 ثابت۔ منقی 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 الکیٹران اور آزاد خول پیدا کرتے ہیں۔ ویران خطے میں برقی شدت ان باروں کو یہاں سے باہر نکال جاتے ہیں۔ یوں ڈائیوڈ میں اٹھ 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

فونٹو ڈائیوڈ کے برلنکس نوری ڈائیوڈ<sup>180</sup> میں جب سیدھے رُخ برقی رو گزاری جائے تو باروں کے ملپ سے روشنی پیدا کی جاسکتی ہے۔ ایک الکٹران اور ایک خول کے ملپ سے ایک فوٹان وجود میں آتا ہے۔ یوں برقی رو کے بڑھانے سے پیدا روشنی کی شدت بڑھتی ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی خارج کرنے کا عمل دکھا کر پہچان کی جاتی ہے۔

## 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 بائیں جانب نوری ڈائیوڈ میں برقی رو گزاری جائے تو اس کے دائیں جانب شمسی ڈائیوڈ سے برقی دباؤ حاصل ہو گا۔ اس طرح ضیائی وابستہ کار کے دونوں اطراف کا آپس میں برقی طور پر کمکل منقطع ہونے کے باوجود ایک جانب سے دوسری جانب برقی اشارہ منتقل کیا جاسکتا ہے۔ اس آله کو ایسے مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں دو ادوار کو برقی طور پر منقطع رکھتے ہوئے ان کے مابین معلومات کی ترسیل کی ضرورت ہو۔

ضیائی وابستہ کار کے استعمال سے دو ادوار کے مابین برق شور<sup>182</sup> کے منتقلی کو روکنے میں مدد ملتی ہے۔ اس کا استعمال عددی ادوار<sup>183</sup> کے علاوہ قوی برقيات<sup>184</sup> میں بھی بہت اہم ہے جہاں پائچ وولٹ پر چلنے والے مخلوط ادوار کی مدد سے ہزاروں وولٹ پر چلنے والے قوی برقیاتی ادوار کو قابو کیا جاتا ہے۔ طبی آلات میں اس کے استعمال سے مریض کو برقی جیبلکار گلنے 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

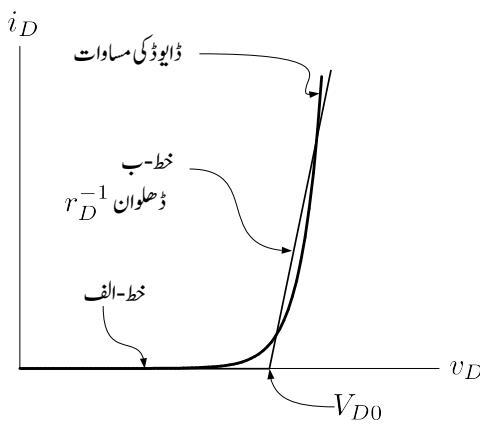
شکل 2.59 ب میں ضیائی ذرائع ابلاغ<sup>185</sup> کا نظام دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ نوری ڈائیوڈ اور شمسی ڈائیوڈ کے مابین شیش ریشہ<sup>186</sup> یوں نسب کیا جاتا ہے کہ نوری ڈائیوڈ سے خارج شعاعیں شیش ریشہ میں داخل ہوں اور شیش ریشہ کے دوسرے سرے سے خارج ہوتی شعاعیں شمسی ڈائیوڈ پر پڑیں۔ یوں ایک جانب نوری ڈائیوڈ میں برقی رو گرانے سے تار کے دوسری جانب برقی دباؤ حاصل ہوتا ہے۔ اس نظام کو استعمال کرتے ہوئے ایک مقام سے دوسرے مقام اشارہ بھیجا جا سکتا ہے۔ موجودہ نظام ابلاغ اسی پر منحصر ہے۔ شیش ریشہ ایک ایسی تار کو کہتے ہیں جس میں روشنی کے شعاع بغیر گھٹے گزرتی ہے۔

## 2.22 ڈائیوڈ کے ریاضی نمونے

انجنئرنگ کے شعبے میں کسی چیز کا اصل بنانے سے پہلے اس کا ریاضی نمونہ<sup>187</sup> تیار کیا جاتا ہے۔ اس ریاضی نمونے پر مختلف تجربے کئے جاتے ہیں۔ ان تجربات کے نتائج کو مدد نظر رکھتے ہوئے ڈیزائن کو بہتر بنایا جاتا ہے اور صرف اس وقت اصل تیار کیا جاتا ہے جب ڈیزائن کامیاب ثابت ہو۔ موجودہ دور میں کمپیوٹر کا استعمال اس پہلو سے نہایت اہم ہے۔ یہاں یہ بتانا ضروری ہے کہ انجنئرنگ مفاهیم کے بغیر، کمپیوٹر کے ریاضی نمونے استعمال کرتے کبھی بھی کوئی چیز تیار نہیں کی جاسکتی۔ کمپیوٹر صرف ایک آلہ ہے اور اس سے حاصل جوابات کی اہمیت کمپیوٹر استعمال کرنے والے کی قابلیت پر منحصر ہے۔

---

optical communication<sup>185</sup>  
optical cable<sup>186</sup>  
mathematical model<sup>187</sup>



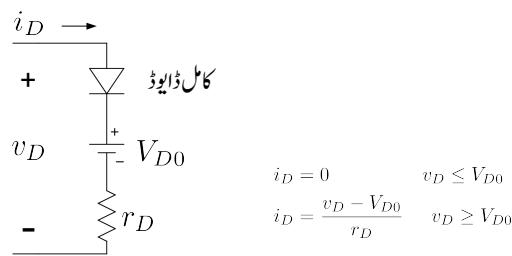
شکل 2.60: مساوات کا سیدھے خطوط سے اخبار

## 2.22.1 سیدھے خطوط کاریاضی نمونہ

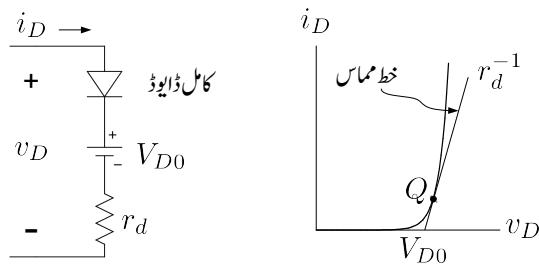
ڈائیوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی دباؤ ڈائیوڈ کی مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ عموماً اوقات ہمیں عمومی جوابات مطلوب ہوتے ہیں اور ہم اس مساوات کو حل کرنے کی پیچیدگیوں میں نہیں پڑنا چاہتے۔ یہ بات خاص کر اس وقت کے لئے درست ہے جب قلم و کاغذ سے جواب حاصل کرنے کی کوشش کی جا رہے ہو۔

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 الف 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

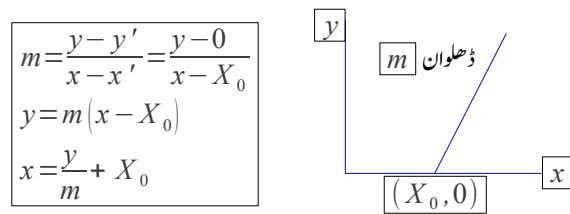


شکل 2.62: باریک اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

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 رہتے ہوئے زیادہ درست جواب درکار ہوتا ہے۔ شکل 2.62 الف میں اس نقطے  $Q$  پر ڈائیوڈ کی مساوات کا خط مماس دکھایا گیا ہے جس کی ڈھلوان  $r_d^{-1}$  ہے۔ ڈائیوڈ کے سیدھے خطوط کے ریاضی نمونے میں  $r_d^{-1}$  استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کے قریب بہترین جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ باریک اشاراتی! سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ<sup>189</sup> شکل 2.62 ب میں دکھایا گیا ہے۔

مثال 2.14: شکل 2.63 میں دئے گئے 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۔

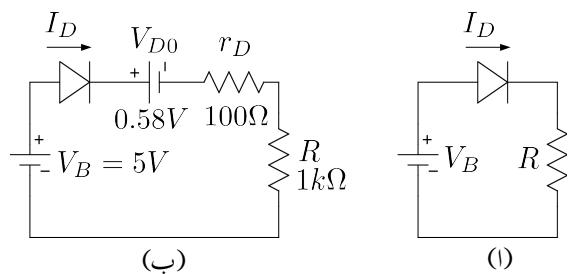
$$m = \frac{y - 0}{x - X_0}$$

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 ڈالیوڈریاضی 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 چیزوں 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

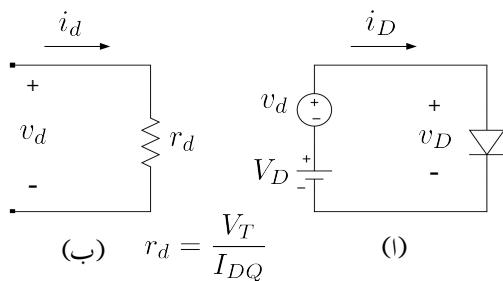
$$(2.69) \quad v_D = V_D + v_d$$

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  $v_D = V_D$  کی صورت میں  $i_D = I_D e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_{DQ}$

$$(2.71) \quad i_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_{DQ}$$



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  $v_d \ll V_T$ ) 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  $i_D = I_{DQ} + \frac{v_d}{r_d}$  ہوتا ہے لہذا مساوات 2.75 کا پہلا جزو نقطہ کار کردگی پر یک سمتی برقی رو  $I_{DQ} + i_d$  ہے جبکہ

---

$(e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \dots)$  Maclaurin's series<sup>191</sup>

$$\begin{aligned}
 r_d &= \frac{V_T}{I_{DQ}} \\
 C_j &= \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_{DQ}}{V_o}\right)^n} & V_{DQ} < 0 \\
 C_j &\approx 2C_{j0} & V_{DQ} > 0 \\
 C_d &= \frac{\tau I_{DQ}}{V_T}
 \end{aligned}$$

شکل 2.66: بلند تعداد باریک اشاراتی ڈائیوڈ ریاضی نمونہ

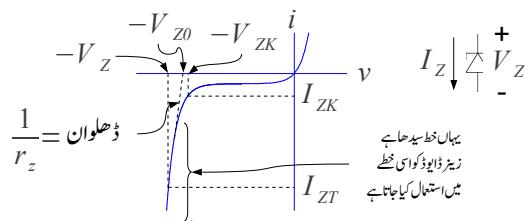
اس کا دوسرا جزو بدلتے اشارہ  $v_d$  پر منحصر بر قی رو  $i_d$  ہے یعنی

$$(2.76) \quad i_d = \frac{v_d}{r_d}$$

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 اندروں کیسپیٹر کا بھی حساب رکھتا ہو۔ ڈائیوڈ کے اندروں کیسپیٹر دو طرح کے ہوتے ہیں۔ پہلا کیسپیٹر  $C_j$  ویران خطے کے دونوں جانب الٹ بر قی بادوں کی وجہ سے پیدا ہوتا ہے جبکہ دوسرے قسم کا کیسپیٹر  $C_d$  بادوں کے بہاو سے پیدا ہوتا ہے۔ ان کیسپیٹروں 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 کیسپیٹر  $C_J$  اور  $C_D$  استعمال کئے جائیں گے۔



شکل 2.67: زینرڈائیوڈ کے خط پر اہم نقطے

## 2.23 زینرڈائیوڈ اور اس کاریاضی نمونہ

شکل 2.67 میں زینرڈائیوڈ کے برقی دباؤ بالمقابل برقی رو کا خط اور اس کی علامت دکھائی گئی ہے۔ اس کی علامت میں انگریزی حروف تہجی Z شامل کر کے اس کی پہچان کی جاتی ہے۔ سیدھا مائل زینرڈائیوڈ بالکل ایک عام ڈائیوڈ کے مانند کام کرتا ہے اور اسے آپ عام ڈائیوڈ کی جگہ استعمال کر سکتے ہیں۔ بس یہ ذہن میں رکھیں کہ عام ڈائیوڈ استعمال کرتے وقت ہم کبھی نہیں چاہتے کہ یہ الٹی برقی رو گزرنے والے جبکہ زینرڈائیوڈ کو عموماً ان مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں اس میں الٹی برقی رو ہی گزاری جاتی ہے۔ زینرڈائیوڈ کے خط پر جہاں برقی رو بڑھنے شروع ہوتی ہے اسے زینرڈائیوڈ کا گھٹنا ہے<sup>193</sup> کہتے ہیں۔<sup>194</sup> زینرڈائیوڈ بنانے والے صنعت کار زینرڈائیوڈ کے گھٹنے پر برقی دباؤ  $V_{ZK}$  اور برقی رو  $I_{ZK}$  کی قیمت فراہم کرتے ہیں۔ چونکہ زینرڈائیوڈ عموماً اثماں مائل رکھا جاتا ہے لہذا، جیسا شکل 2.67 میں دکھایا گیا ہے، اس پر برقی دباؤ اور اس میں برقی رو عام ڈائیوڈ کے الٹ نالی جاتی ہے۔ اس طرح اگر خط پر منفی تیسیں ولٹ 30V پر زینر گھٹنا 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۔ زینرڈائیوڈ کو عموماً اس کے زینر برقی دباؤ سے بھی پکارا جاتا ہے لیکن  $V_Z = 10V$  کی صورت میں اسے دس ولٹ کا زینر کہا جائے گا۔

اگر زینرڈائیوڈ پر برقی رو  $V_Z$  اور اس میں گزرتی برقی رو  $I_Z$  ہو تو اس میں برقی طاقت کے ضیاء<sup>195</sup>

<sup>193</sup> زینر گھٹنے کی طرح معلوم ہوتا ہے۔  
<sup>194</sup> knee power loss<sup>195</sup>

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۔

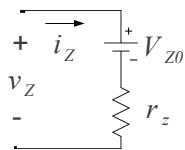
زیز ڈائیوڈ میں برقی طاقت کے ضیاء سے حرارتی توانائی پیدا ہوتی ہے جس سے زیز ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتا ہے۔ اگر زیز ڈائیوڈ سے حرارتی طاقت کے اخراج کی شرح اس میں برقی طاقت کے ضیاء سے پیدا ہوتے ہیں تو زیز ڈائیوڈ کا درجہ حرارت بڑھتے بڑھتے ناقابل برداشت ہو جاتا ہے جس سے یہ تباہ ہو جاتا ہے۔ بر قیامتی پر زہ جات 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

$$(2.80) \quad v_Z = V_{Z0} + i_Z r_z$$

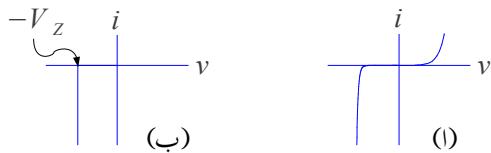
اس مساوات سے زیزڈائیڈ کاریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 2.68 میں دکھایا گیا ہے۔ زیز گھٹنے کے قریب خط کافی زیادہ مرتا ہے جبکہ زیادہ برقی رو (یعنی  $I_Z >> I_{ZK}$ ) پر یہ خط تقریباً سیدھا رہتا ہے۔ زیزڈائیڈ کا عمومی استعمال اس سیدھے خطے میں ہی کیا جاتا ہے۔

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۔

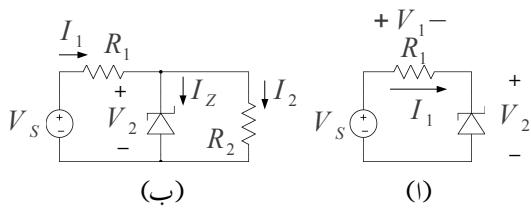
شکل 2.69 - ب زیادہ آسانی اور جلدی سے قابل قبول جوابات حاصل کرنے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔  
شکل 2.70 - الف میں دور میں زینر ڈائیوڈ کو بے قابو حالت میں رکھ کر اس دور کو عموماً سادہ منع بر قی دباؤ (یعنی بر قی دباؤ کی منع) کے طور استعمال کیا جاتا ہے جس کی خارجی یک سستی بر قی دباؤ کی قیمت  $V_Z$  کے برابر 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 اُوہم کے قانون سے

$$V_1 = V_s - V_2 = I_1 \times R_1 = 0$$

$$V_2 = V_s$$

$$V_2 = 3\text{V}$$

حاصل ہوتا ہے یعنی زینر ڈائیوڈ پر 3 V برقی دباؤ ہو گا جبکہ اس میں صفر برقی رو ہو گا۔

2. اس مرتبہ لاگو برقی دباؤ زینر برقی دباؤ سے زیادہ ہے لہذا زینر ڈائیوڈ برقی رو گزارے گا۔ مساوات 2.82 کے تحت اس صورت زینر ڈائیوڈ پر  $V_z$  یعنی 5.6 V کا برقی دباؤ ہو گا جبکہ مزاحمت پر اُوہم کے قانون کے تحت

$$V_1 = V_s - V_z = I_1 \times R_1$$

$$= 8 - 5.6 = I_1 \times 1000$$

$$I_1 = 2.4\text{mA}$$

ہو گا۔ چونکہ یہی برقی رو زینر ڈائیوڈ سے بھی گزرتا ہے لہذا  $I_z = 2.4\text{mA}$  حاصل ہوتا ہے۔

3. یہاں بھی لاگو برقی دباؤ زینر ڈائیوڈ میں برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے لہذا

$$V_1 = V_s - V_z = I_1 \times R_1$$

$$= 20 - 5.6 = I_1 \times 1000$$

$$I_1 = 14.4\text{mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے  $I_Z = 14.4 \text{ mA}$  حاصل ہوتا ہے۔

مثال 2.18: شکل 2.70 الف میں زیز ڈائیوڈ کے متوازی مزاحمت  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  جوڑ کر شکل 2.70 ب حاصل ہوتا ہے۔ مثال 2.17 میں دے معلومات استعمال کرتے ہوئے برقی دباؤ  $V_2$  حاصل کریں۔

حل:

1. گزشته مثال میں  $V_S = 3 \text{ V}$  پر دیکھا گیا کہ زیز ڈائیوڈ منقطع رہتا ہے اور یوں  $I_Z = 0$  ہو گا۔ منقطع زیز کو دور سے نکلا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے سے دو سلسلہ وار مزاحمت رہ جاتے ہیں جن سے

$$V_2 = \frac{V_S \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3 \times 1000}{1000 + 1000} = 1.5 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ زیز ڈائیوڈ میں صفر برقی رو گزرتا ہے لہذا دونوں مزاحمت میں برابر برقی رو گزے کا جسے یوں حاصل کیا جاسکتا ہے۔

$$I_1 = I_2 = \frac{V_S}{R_1 + R_2} = \frac{3}{2000} = 1.5 \text{ mA}$$

2. یہاں  $V_S = 8 \text{ V}$  ہونے سے یوں معلوم ہوتا ہے کہ زیز ڈائیوڈ بے۔ قابو حال میں ہو گا مگر غور کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ ایسا نہیں ہے۔ یہ ایک دلچسپ مثال ہے جسے حل کرنے سے سوچ میں وسعت پیدا ہوتی ہے۔

شکل 2.70 ب کے تحت زیز ڈائیوڈ دو ہی صورتوں میں رہ سکتا ہے یعنی منقطع یا بے قابو۔ اُنہیں دو صورتوں کو مساوات 2.81 اور مساوات 2.82 بیان کرتے ہیں۔

آئین موجودہ مثال میں زیز کو منقطع تصویر کریں۔ منقطع زیز ڈائیوڈ کا دور پر کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہوتا اور اسے دور سے مکمل طور نکلا جاسکتا ہے۔ ایسا کرنے سے ہمارے پاس دو سلسلہ وار مزاحمت رہ جاتے ہیں جن سے

$$V_2 = \frac{V_S \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{8 \times 1000}{1000 + 1000} = 4 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $V_2 = 4\text{V}$  ہونے سے صاف ظاہر ہے کہ زینر ڈائیوڈ منقطع رہے گا۔ یوں زینر ڈائیوڈ کو منقطع تصور کرنا درست تھا۔ منقطع زینر ڈائیوڈ میں  $I_Z = 0$  رہے گا بجکہ مزاحمت میں

$$I_1 = I_2 = \frac{V_S}{R_1 + R_2} = \frac{8}{2000} = 4\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اسی مثال کو یوں بھی حل کر سکتے ہیں کہ پہلے تصور کیا جائے کہ دور میں زینر ڈائیوڈ نہیں لگایا گیا۔ اس طرح  $V_2 = 4\text{V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اب اگر زینر ڈائیوڈ نسب کر دیا جائے تو یہ منقطع ہی رہے گا۔

آئیں اسی مثال کو تیسری مرتبہ یوں حل کریں کہ زینر ڈائیوڈ کو بے قابو صورت میں تصور کیا جائے۔ چونکہ بے قابو زینر ڈائیوڈ پر زینر برقی دباؤ ہی پایا جاتا ہے لہذا یوں  $V_2 = V_Z = 5.6\text{V}$  ہو گا۔ شکل 2.70 ب میں  $V_2 = 5.6\text{V}$  لیتے ہوئے اُوہم کے قانون سے

$$I_1 = \frac{V_S - V_2}{R_1} = \frac{8 - 5.6}{1000} = 2.4\text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{5.6}{1000} = 5.6\text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ زینر ڈائیوڈ اور دونوں مزاحمت کے مشترک جوڑ پر کر خوف کے قانون برائے برقی روکے تھت  $I_1 = I_2 + I_Z$  ہونا چاہئے جس سے

$$I_Z = I_1 - I_2 = 2.4\text{ mA} - 5.6\text{ mA} = -3.2\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی زینر برقی رو کا مطلب ہے کہ زینر ڈائیوڈ میں برقی رو کی سمت شکل 2.70 ب کے الٹ ہے۔ ایسا ہونے سے صاف ظاہر ہے کہ زینر ڈائیوڈ ہرگز بے قابو حالت میں نہیں ہے۔ بے قابو حالت میں برقی رو شکل میں دکھائے رکھ میں ہوتا ہے۔ ہم نے زینر ڈائیوڈ کو غلط حالت میں تصور کیا تھا اور یہ بے قابو صورت میں نہیں ہے۔ اس طرح زینر ڈائیوڈ منقطع ہی ہے۔ یہاں سے ہم پہلے ہی حل کر چکے ہیں۔

3. اس مثال کو بھی کئی طریقوں سے حل کیا جا سکتا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ زینر ڈائیوڈ بے قابو ہے۔ اس صورت  $V_2 = V_Z = 5.6\text{V}$  ہو گا۔ یوں اُوہم کے قانون سے

$$I_1 = \frac{V_S - V_2}{R_1} = \frac{20 - 5.6}{1000} = 14.4\text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{5.6}{1000} = 5.6\text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

$$I_1 = I_2 + I_Z$$

$$14.4 \text{ mA} = 5.6 \text{ mA} + I_Z$$

$$I_Z = 8.8 \text{ mA}$$

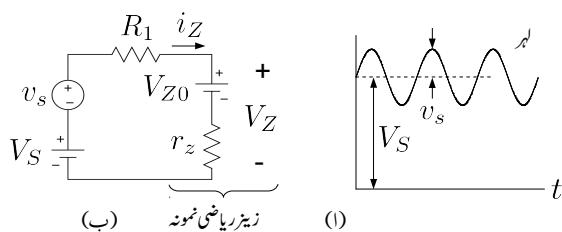
حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ زیز ڈائیوڈ میں بے قابو برقی رو کے رخ ہی برقی رو گزر رہی ہے لہذا جواب درست ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب تک  $I_1$  کی قیمت  $I_2$  کے قیمت سے زیادہ ہو اس صورت میں زیز ڈائیوڈ میں بے قابو برقی رو گزرے گا جس کی قیمت  $I_Z = I_1 - I_2$  ہو گی۔ اس کے علاوہ یہی ممکن ہے کہ  $I_1 = I_2$  اور  $I_Z = 0$  ہو۔ تیری صورت جہاں  $I_1$  کی قیمت  $I_2$  کے قیمت سے کم حاصل ہو درست نہیں اور اسے رد کیا جاتا ہے۔

شکل 2.70 الف کے برقی دباؤ کی منجع کو داخلی جانب برقی دباؤ مہیا کیا گیا ہے جس کو شکل 2.71 الف میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ داخلی برقی دباؤ مکمل طور یک سختی نہیں ہے بلکہ اس میں ناپسندیدہ لہر  $v_s$  پایا جاتا ہے جبکہ یک سختی برقی دباؤ  $V_S$  اس کا بیشتر حصہ ہے۔ ان دونوں حصوں کی نشاندہی شکل میں کی گئی ہے۔ زیز ڈائیوڈ سے بنائی گئی برقی دباؤ کے منجع سے توقع کی جاتی ہے کہ اس میں لہر کی مقدار کم سے کم ہو گی۔

مثال 2.19: شکل 2.70 الف میں  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  اور  $v_s = 1.2 \sin \omega t$ ،  $V_S = 15 \text{ V}$  اور  $r_z = 10 \Omega$  اور  $V_{Z0} = 5.6 \text{ V}$  ہونے کی صورت میں خارجی برقی دباؤ  $V_2$  حاصل کریں۔

حل: شکل 2.70 الف میں زیز ڈائیوڈ کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 2.71 ب حاصل ہوتا ہے۔ خارجی برقی دباؤ حاصل زیز پر پائے جانے والا برقی دباؤ  $V_Z$  ہی ہے جسے یوں حاصل کرتے ہیں۔



شکل 2.71: زینر منع

پہلے دور میں برقی رو حاصل کرتے ہیں۔

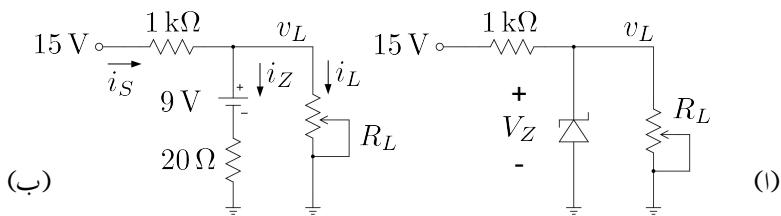
$$\begin{aligned} i_Z &= \frac{V_S + v_s - V_{Z0}}{R_1 + r_z} \\ &= \frac{15 + 1.2 \sin \omega t - 5.6}{1000 + 10} \\ &= (9.3 + 1.18811 \sin \omega t) \times 10^{-3} A \end{aligned}$$

اس سے زینر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_Z &= V_{Z0} + i_Z r_z \\ &= 5.6 + (9.3 + 1.18811 \sin \omega t) \times 10^{-3} \times 10 \\ &= 5.693 + 0.01188 \sin \omega t \end{aligned}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ داخلی برقی دباؤ میں اہر، یک سمیت حصے کا  $\frac{1.2}{15} \times 100 = 8\%$  بنتا ہے جبکہ خارجی برقی دباؤ میں اہر صرف  $0.01188 \times \frac{0.01188}{5.693} \times 100 = 0.2086\%$  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  $r_z = 20\text{V}$  ہے۔ برقی بوجھ کی مزاحمت  $2\text{k}\Omega$  تا  $9\text{k}\Omega$  تبدیل ہو سکتی ہے۔ ان حدود میں بوجھ پر برقی دباؤ  $v_L$  کا تنمیہ لگائیں۔

حل: شکل ب میں اس کا باریک مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ زینر ڈائیوڈ بے قابو صورت میں رہتا ہے۔ یوں زینر ڈائیوڈ اور برقی بوجھ پر تقریباً  $9\text{k}\Omega$  رہتے ہیں اور

$$i_S = \frac{15 - 9}{1000} = 6\text{ mA}$$

اوگر  $R_L = 2\text{k}\Omega$  ہو تب

$$i_L = \frac{9}{2000} = 4.5\text{ mA}$$

اور

$$i_Z = 6\text{ mA} - 4.5\text{ mA} = 1.5\text{ mA}$$

ہوں گے۔ اس طرح حقیقت میں

$$(2.83) \quad v_L \Big|_{R_L=2\text{k}\Omega} = V_{Z0} + i_Z r_z = 9 + 1.5 \times 10^{-3} \times 20 = 9.03\text{ V}$$

پایا جائے گا۔

اب چونکہ ہمیں زینر ڈائیوڈ پر پائے جانے والے 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 ہو گی۔ 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۔

$$\begin{aligned}
 \widehat{V_{SS}} + v_s &= \widehat{V_{D0} + I_D R + I_D r_d} + i_d R + i_d r_d \\
 (2.87) \quad v_s &= i_d R + i_d r_d
 \end{aligned}$$

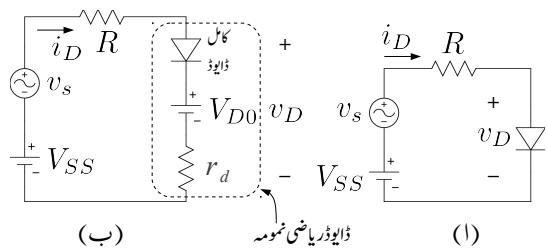
جہاں مساوات 2.86 کی مدد سے دائیں اور بائیں بازو کے یک سمتی مقداروں کی نشاندہی کرتے ہوئے انہیں کاٹ کر مساوات کا دوسرا جزو حاصل کیا گیا۔

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 کہلاتا ہے۔ ڈائیوڈ کے باریک اشارات  $i_d$  اور  $v_d$  یوں حاصل کیا جائیں گے۔

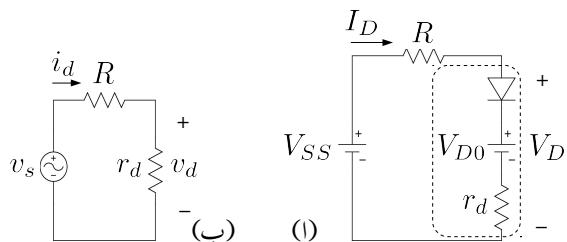
$$\begin{aligned}
 (2.88) \quad i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\
 v_d &= i_d r_d = \frac{r_d v_s}{R + r_d}
 \end{aligned}$$

مندرجہ بالا طریقہ کار ایک عمومی طریقہ کار ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ کے ادوار بالحوم اور ٹرانزسٹر کے ادوار بالخصوص حل کئے جاتے ہیں۔ اس طریقے میں ادوار حل کرتے وقت پہلے بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے۔ اس نقطے پر ڈائیوڈ (ٹرانزسٹر) کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے کے اجزاء حاصل کئے جاتے ہیں۔ باریک اشاراتی حساب و کتاب کی خاطر مساوی باریک اشاراتی دور بنایا جاتا ہے جس میں تمام یک سمتی منع بر قی دباؤ کو قصر دور کرتے ہوئے ڈائیوڈ (ٹرانزسٹر) کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کیا جاتا

## 2.24. یک سنتی اور بدلنے متغیرات کے حساب کی علیحدگی



شکل 2.73: یک سنتی اور بدلنے متغیرات کی علیحدگی



شکل 2.74: یک سنتی اور باریک اشاراتی مساوی ادوار

ہے۔ یوں حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو عام برقی دور کے مانند حل کرتے ہوئے باریک اشاراتی برقی دباؤ اور باریک اشاراتی برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔

یک سمتی اور باریک اشاراتی حساب و کتاب کا یوں علیحدہ کرنا برقيات کے میدان میں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ اگلے بالوں میں اس طریقہ کار کو بار بار بروئے کار لایا جائے گا۔

---

مثال 2.21: شکل 2.73 الف میں  $R = 5\text{k}\Omega$  اور  $v_s = 0.5 \sin \omega t$  اور  $V_{SS} = 12\text{V}$  ہوئے ڈائیوڈ سے گزرنی بدلتی برقی رو  $i_d$  اور اس پر بدلتا برقی دباؤ  $v_d$  حاصل کریں۔

حل: اس دور کا مساوی باریک اشاراتی دور شکل 2.74 ب میں دکھایا گیا ہے جسے حل کرنے کی خاطر ڈائیوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت  $r_d$  کی قیمت جانا ضروری ہے۔ ڈائیوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت نقطہ مائل سے مساوات 2.35 سے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل 2.73 کے یک سمتی حل سے

$$(2.89) \quad I_D = I_{DQ} = \frac{V_{SS} - 0.7}{R} = \frac{12 - 0.7}{5000} = 2.26\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(2.90) \quad r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}} = \frac{0.025}{0.00226} = 11.062\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل 2.74 ب کے دور سے

$$(2.91) \quad \begin{aligned} i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\ &= \frac{0.5 \sin \omega t}{5000 + 11} \\ &= 9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t \\ v_d &= i_d r_d \\ &= (9.978 \times 10^{-5} \sin \omega t) \times 11 \\ &= 1.0976 \times 10^{-3} \sin \omega t \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

---

## 2.25 قانون مرلنج حیطہ اتار کار

اس باب میں زیادہ طاقت یعنی زیادہ حیطے کے اشارے کی صورت میں حیطہ اتار کار پر غور کیا گیا جہاں حیطہ اتار کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے چوٹی کے برابر ہوتا ہے۔ اس حصے میں کم طاقت یعنی کم حیطے کے اشارے کی صورت میں حیطہ اتار کار کی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جہاں آپ دیکھیں گے کہ حیطہ اتار کار کا خارجی برقی دباؤ اس کے داخلی برقی دباؤ کے مرلنج کے راست تناسب ہوتا ہے۔ اس حصے میں آپ یہ بھی دیکھیں گے کہ کم طاقت والے اشارے کی طاقت کو حیطہ اتار کار سے ناپا جا سکتا ہے۔

شکل 2.75 میں مزاحمت  $R_S$  کو رویڈیو اشارہ  $v_i$  فراہم کیا گیا ہے۔ دراصل جس بھی دور کو رویڈیو اشارہ فراہم کیا جا رہا ہو اس دور کے داخلی مزاحمت کو  $R_S$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ ذرائع ابلاغ<sup>197</sup> کے ادوار میں  $R_S$  کی قیمت عموماً  $50\Omega$  ہوتی ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ سائن نما برقی دباؤ  $V_p \cos \omega t$  کی موثر<sup>198</sup> قیمت  $V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$  کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت  $R_S$  میں برقی طاقت کے ضایع کو

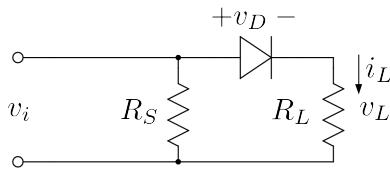
$$(2.92) \quad P = \frac{V_{rms}^2}{R_S} = \frac{V_p^2}{2R_S}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس طاقت کو ناپنے کی غرض سے  $R_S$  کے متوازی ڈائیڈ اور مزاحمت  $R_L$  نسب کئے گئے ہیں جہاں سلسلہ وار جڑے ڈائیڈ 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 ڈائیڈ کو معمولی یک سمتی برقی دباؤ دے کر سیدھا مائل رکھا گیا ہے۔ شکل میں اس یک سمتی برقی دباؤ کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ آئیں اب تخلیلی تجزیہ کریں۔

کسی بھی خمار تفاضل  $f(x)$  کو سلسلہ طاقت<sup>199</sup>

$$f(x) = c_1 x + c_2 x^2 + c_3 x^3 + \dots$$

سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح اس شکل میں ڈائیڈ اور مزاحمت  $R_L$  کے برقی رو کو داخلی برقی دباؤ  $v_i$  =



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۔

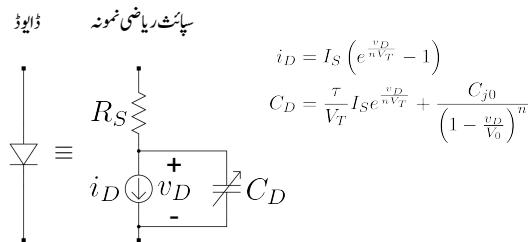
<sup>201</sup> diode square law detector

<sup>202</sup> spice

<sup>203</sup> پہلا سپائٹ کمپیوٹر پروگرام کیلئے فوریا، برقلے کے یونیورسٹی میں تیار کیا گیا۔

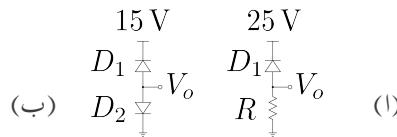
جدول 2.4: سپائٹ ریاضی نمونے کے جزو

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 دورانیہ عبور
0 F	CJ0	$C_{j0}$	صفر بر قی دباؤ پر الٹی کپیشن
0.5	M	$m$	جزو شرہ بندی
$\infty \text{ V}$	BV	$V_{ZK}$	ناقابل برداشت بر قی دباؤ
$10^{-19} \text{ A}$	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 ضیاء حاصل کریں۔ فی واث طاقت کے ضیاء سے درجہ حرارت میں اضافہ حاصل کریں۔ اس کو ڈائیوڈ کی حرارتی مزاحمت  $^{\text{204}}$  کہتے ہیں۔

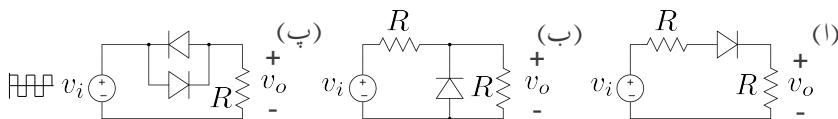
جوابات:  $1.28 \text{ W}$ ,  $19.53 \frac{\text{C}}{\text{W}}$

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۔

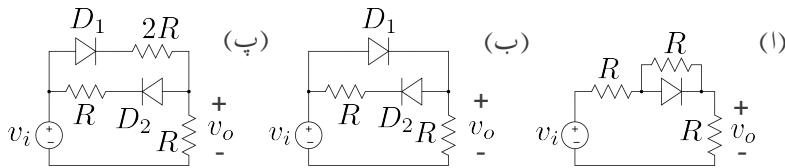
جوابات: اف) صرف ثبت 0.5 V جیٹ کا مستطیل اشارہ۔ ب) صرف ثبت 0.5 V جیٹ کا مستطیل اشارہ۔ پ) بالکل داخلی اشارے کی طرح  $\pm 1 \text{ V}$  کا مستطیل اشارہ۔

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

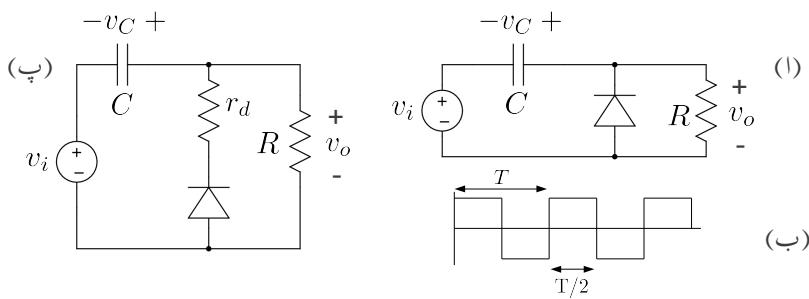
سوال 2.10: شکل 2.78 کے تینوں ادوار میں کامل ڈائیوڈ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے  $v_i$  کو سائن-منالیتے ہوئے خارجی اشارے  $v_o$  حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا جیٹھے  $\pm 1V$  لیں۔

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۔



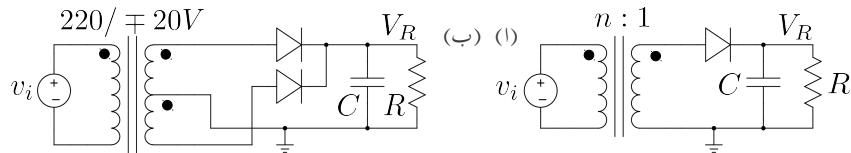
شکل 2.80: شکر

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 شکنجه دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگاتار مستطیلی داخلي اشاره مہیا کیا جاتا ہے جس کا حیطہ  $V \mp 10\text{ V}$  ہے۔ اور  $RC \ll T$  اور  $r_dC \ll T$  اور جلدی سے میں خارجي اشارے کا خط کھپیں۔

جواب: پہلے سوال کی طرح داخلي اشاره ثابت ہونے کے لئے پر  $v_C = 10\text{ V}$  اور خارجي اشاره  $20\text{ V}$  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 اشاره منفي ہوتا ہے اس لمحے  $v_o = -12.64\text{ V}$  ہو گا۔  $r_dC \ll T$  ہونے کے 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 اشاره 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 سمیت برقی دباو میں بل  $\pm 1\text{ V}$  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  $\pm 0.6 \text{ V}$ 

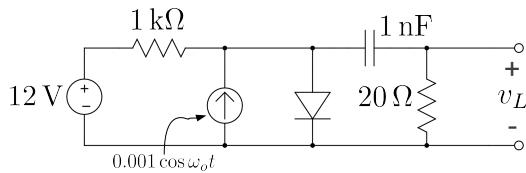
سوال 2.17:  $I_S = 5 \text{ fA}$  کے ڈائیوڈ کے برقی دباؤ بال مقابل برقی رو کا خط کھینچیں۔ اس پر سے چالو کردہ برقی دباؤ کا تخمینہ لگائیں۔

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  $V_T \ll i_D$  حاصل کریں۔ اگر  $V_T$  ہو تو اس سلسلہ کے صرف پہلے دو جزو لیتے ہوئے ثابت کریں کہ  $i_D \approx I_D + \frac{v_d}{r_d}$  کھلا جاسکتا ہے جہاں  $r_d = \frac{V_T}{I_D}$  کے برابر ہے۔



شکل 2.82: دہرانے کے طریقے کی مثال

سوال 2.21: شکل 2.82 میں ڈائیوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔  $I_S = 10 \text{ fA}$  اور  $V_T = 25 \text{ mV}$  لیتے ہوئے ڈائیوڈ میں یک سمتی برقی رو دہرانے کے 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۔

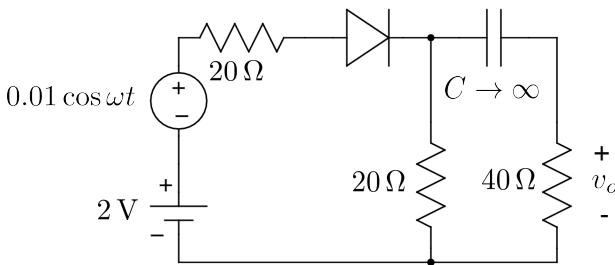
جواب:  $V_o = 10 - 600I_o$

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۔

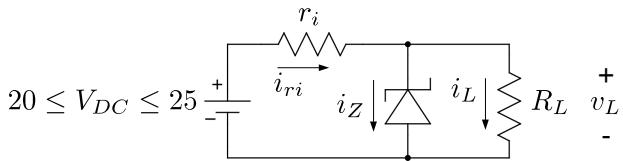
3. بدلتا برتنی دباؤ  $v_o$  حاصل کریں۔

4. نقطہ ماکل پر بدلتی رو، خط بو جھ کھپنیں۔

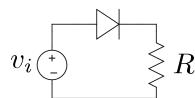
جوابات:  $0.0019 \cos \omega t$  ،  $36.7 \Omega$  ،  $(0.68 \text{ V}, 33 \text{ mA})$

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 ڈائیوڈ زیادہ سے زیادہ  $1 \text{ A}$  کی اوسط برقي رو بروداشت کر سکتا ہے۔ مزاحمت کی کم سے کم ممکنہ قیمت حاصل کریں۔

جواب: ڈائیوڈ آدھے لہر کے لئے چالو رہتا ہے۔ آدھے لہر کی اوسط برقي رو  $\frac{V_p}{\pi R}$  کے برابر ہے۔ یوں  $R = 98.676 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔



## الباب 3

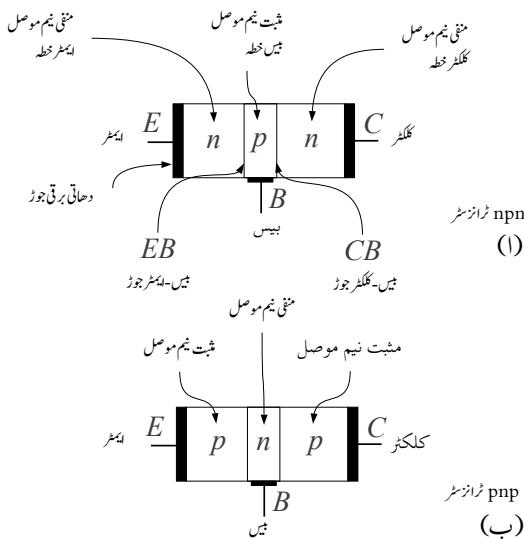
### ٹرانزسٹر (دوجو ٹرانزسٹر)

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>

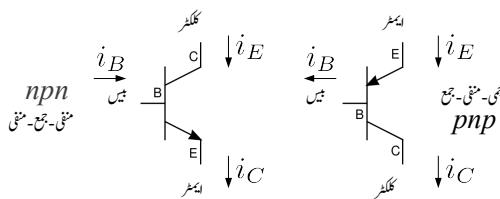


شکل 1.3: منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر اور منفی-جمع ٹرانزسٹر کی بناء

ہے۔ اس کے برعکس شکل ب میں دو شبت نیم موصل خطوں کے مابین ایک منفی نیم موصل خطہ سمیتا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو جمع-منفی-جمع ٹرانزسٹر یا  $pnp$  ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ منفی-جمع ٹرانزسٹر کے تین برقی سرے ہیں جنہیں ایمیٹر<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 شبت نیم موصل  $p$  خطوں کے درمیان دو  $n-p$  جوڑ ہیں جنہیں بیس-ایمیٹر  $BE$  جوڑ اور بیس-کلکٹر  $BC$  جوڑ کہتے ہیں۔

شکل 3.2 میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے دو اقسام کے علامات دکھائے گئے ہیں۔ بیس-ایمیٹر جوڑ پر تیر کا نشان ٹرانزسٹر میں اس جوڑ سے گزرتی برقی روکی صحیح سمت دکھلاتا ہے۔ یوں  $pnp$  ٹرانزسٹر میں ایمیٹر 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 ایمیٹر سرے پر برقی رو اندر جانب جکہ باقی دو سروں پر برقی روکی سمت ٹرانزسٹر کے باہر جانب کو ہوگی۔ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمیٹر جوڑ اور بیس-کلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل یا الٹا مائل کر کے ٹرانزسٹر کو تین مختلف طریقوں پر چلایا جا سکتا ہے۔ جدول 3.1

emitter<sup>8</sup>  
collector<sup>9</sup>  
base<sup>10</sup>



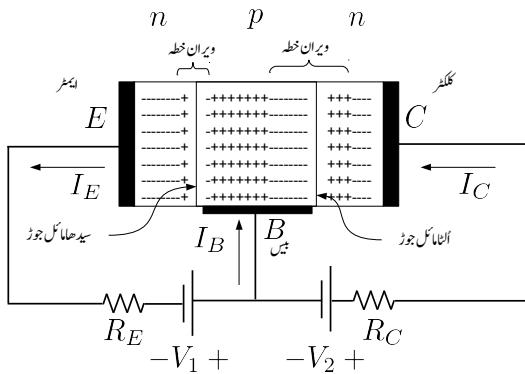
شکل 3.2: ٹرانزسٹر کے علامات

جدول 3.1: ٹرانزسٹر کے تین مختلف انداز کا کارکردگی	
انداز کا کارکردگی	بیس-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>

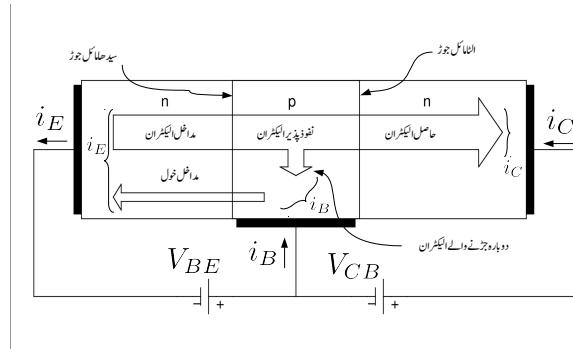
number density<sup>14</sup>

charge<sup>15</sup>

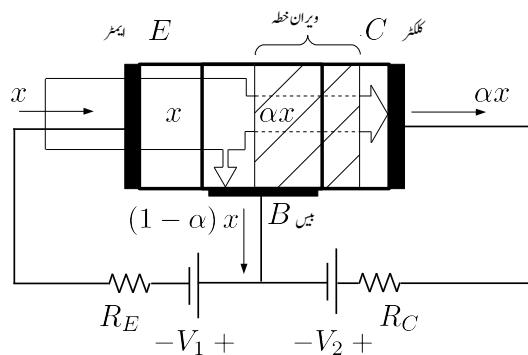
<sup>16</sup> پہلے خول کے بہاو کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس کی بات آگے جا کر ہو گی

### 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 الیکٹرانوں 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 ہو گی۔

$$(3.2) \quad I_C = \alpha x q$$

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 لکھروں میں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$(3.7) \quad I_C = \alpha I_E$$

$$(3.8) \quad \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$(3.9) \quad I_E = (\beta + 1) I_B$$

چونکہ  $\alpha \approx 1$  ہوتا ہے لہذا مساوات 3.7 سے ظاہر ہے کہ  $I_C$  کی قیمت تقریباً  $I_E$  کے برابر ہو گی۔ مساوات 3.8 سے ظاہر ہے کہ  $\beta$  ٹرانزسٹر کی افزائش برقی رو 17 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 گنام 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-ایکٹر جوڑ کو سیدھا مائل جکبہ اس کے بیس۔ گلٹر جوڑ کو غیر چالو رکھا جائے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افراہندہ حال رکھنے کی خاطر اس کے بیس۔ گلٹر جوڑ پر برقی دباؤ  $V_{BE}$  ثابت رکھی جاتی ہے جکبہ اس کے بیس۔ گلٹر جوڑ پر برقی دباؤ  $V_{BC}$  کو یا تو منفی رکھا جاتا ہے اور یا اسے چالو کر دہ برقی دباؤ یعنی  $0.5\text{V}$  سے کم رکھا جاتا ہے۔ سیدھے مائل بیس۔ یکٹر 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۔

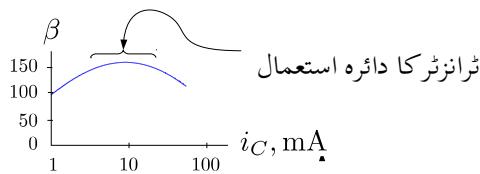
$\beta$  دو یہ سمجھی برقی رو یعنی  $I_B$  اور  $I_C$  کی شرح ہے جسے عموماً  $h_{FE}$  بھی لکھا جاتا ہے یعنی

$$(3.14) \quad \beta = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

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 جکبہ  $h_{fe}$  کو اس کا بدلتا افزاش برقی رو کہا جاتا ہے۔ اگرچہ  $h_{FE}$  اور  $h_{fe}$  کے قیتیں مختلف ہوتی ہیں لیکن ان میں فرق بہت زیادہ نہیں ہوتا۔ اس کتاب میں  $h_{FE}$  اور  $h_{fe}$  میں فرق کو نظر انداز کرتے ہوئے انہیں ایک ہی قیمت کا تصور کرتے ہوئے  $\beta$  سے ظاہر کیا جائے گا۔



شکل 6: افراستہ بالقابل بر قی رہ

### 3.3 غیر افراستہ کردہ برقی دباؤ

شکل 3.7 میں ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایمیٹر جوڑ پر  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  جبکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ پر  $V_{BC} = 0.5\text{V}$  دکھائے گئے ہیں۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے اس صورت میں برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت  $0.2\text{V}$  ہوتی ہے۔ اگر بیس-کلکٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو اس حد (یعنی چالو کردہ برقی دباؤ) سے بڑھایا جائے تو  $V_{CE}$  کی قیمت  $0.2\text{V}$  سے کم ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر غیر افراستہ صورت اختیار کر لے گا۔ لہذا افراستہ حال ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت  $0.2\text{V}$  سے زیادہ رہتی ہے۔ اس قیمت کو ٹرانزسٹر کا غیر افراستہ برقی دباؤ  $V_{CEsat}$  کہتے ہیں<sup>20</sup> یعنی

$$(3.16) \quad V_{CEsat} = 0.2\text{V}$$

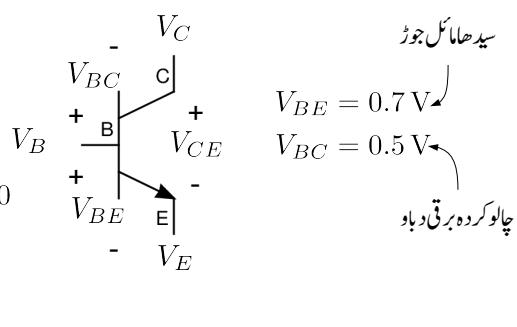
### 3.4 افراستہ حال جمع-منفی-جمع ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل 3.8 میں  $pnp$  ٹرانزسٹر کے بیس-ایمیٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ کو اتنا مائل کرتے ہوئے اسے افراستہ نخطے میں رکھا گیا ہے۔  $pnp$  ٹرانزسٹر کی کارکردگی بالکل  $npn$  ٹرانزسٹر کی طرح ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ  $pnp$  ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں الیکٹرانوں کی حرکت سے ہوتا ہے جبکہ  $pnp$  ٹرانزسٹر میں برقی روکا وجود ٹرانزسٹر میں خولوں کی حرکت سے ہوتا ہے۔

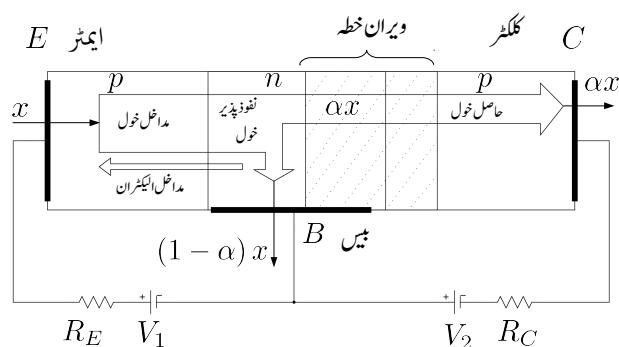
---


$$V_{CEsat}^{20}$$

$$\begin{aligned}
 V_{BC} &= V_B - V_C \\
 V_{BE} &= V_B - V_E \\
 V_{CE} &= V_C - V_E \\
 V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} &= 0 \\
 V_{CE} &= V_{BE} - V_{BC} \\
 &= 0.7 - 0.5 \\
 &= 0.2 \text{ V}
 \end{aligned}$$



شکل 3.7: ٹرانزسٹر کی غیر افراستہ کردہ برقی دباؤ



شکل 3.8: pnp ٹرانزسٹر میں خول کا بہاؤ

جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، بیروفنی لا گو بر قی دباؤ  $V_1$  ایمپٹر۔ میں جوڑ کو سیدھا مائل کرتا ہے جس سے ایمپٹر سے بیس خطے میں خول داخل ہوتے ہیں اور بیس خطے سے ایمپٹر خطے میں الیکٹران داخل ہوتے ہیں۔ چونکہ بیس خطے میں الیکٹران کی تعدادی کثافت ایمپٹر میں خول کی تعدادی کثافت سے کئی درجے کم رکھی جاتی ہے لہذا ایمپٹر سے بیس خطے میں داخل ہونے والے خولوں کی تعداد بیس سے ایمپٹر داخل ہونے والے الیکٹرانوں کی تعداد سے کئی درجے زیادہ ہوتی ہے۔ میں خطے کی لمبائی نہایت کم ہوتی ہے اور یوں میں خطے میں داخل ہونے والے خولوں کا پیشتر حصہ بیس۔ کلکٹر جوڑ پر پائے جانے والے ویران خطے تک پہنچتا ہے۔ ویران خطے میں خول داخل ہوتے ہیں پہاں پائے جانے والے بر قی میدان کی وجہ سے کلکٹر میں دھکیل دئے جاتے ہیں۔ یوں ایمپٹر سے بیس میں خارج کئے جانے والے خولوں کا پیشتر حصہ کلکٹر پہنچ کر  $I_C$  پیدا کرتا ہے۔ کلکٹر کے دھانقی جوڑ پر پہنچنے والا ہر خول، ٹرانزسٹر میں باہر سے آنے والے الیکٹران کے ساتھ مل کر ختم ہوتا ہے۔ یوں بیروفنی دور میں بر قی رو الیکٹران کے حرکت سے جبکہ  $pnp$  کے اندر بر قی رو خول کے حرکت سے پیدا ہوتا ہے۔

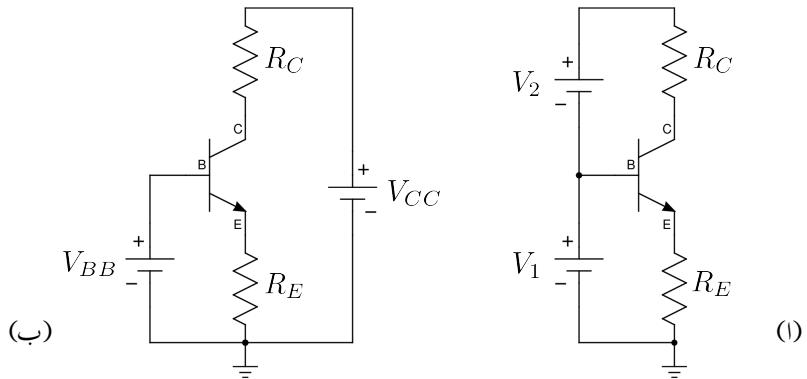
### $V_{EC}$ اور $V_{EB}$ کے $pnp$ 3.4.1

$npn$  ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس۔ ایمپٹر جوڑ پر  $V_{BE} = 0.7\text{ V}$  پایا جاتا ہے اور  $0.2\text{ V}$  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۔

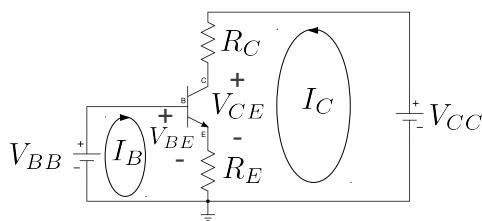
مثال 3.4: شکل 3.9 کی قیمت تین ولٹ اور  $V_2$  کی قیمت آٹھ ولٹ ہونے کی صورت میں اس کے مساوی دور شکل 3.9 ب میں  $V_{CC}$  اور  $V_{BB}$  کی قیمتیں حاصل کریں۔

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۔

$$\begin{aligned}V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)R_E \\V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\(3.19) \quad I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\I_C &= \alpha I_E \\I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1}\end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر  $I_B + I_C = I_E$  لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے عموماً  $I_C$  کو کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس۔ ایمپٹر جوڑ پر برقی دباؤ کو  $V_{BE}$  لکھا جاتا ہے جس کی عمومی قیمت کسی بھی سیدھے مائل ڈالیوڈ کی طرح  $0.7\text{V}$  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۔

$$\begin{aligned}V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C)R_E \\V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\(3.21) \quad V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)\end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر  $I_E \approx I_C$  لیا گیا۔ حاصل کردہ برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت نیز احمد

صورت میں ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو گا اور مندرجہ بالا جوابات درست نہیں ہوں گے۔ اس صورت حال پر آگے جا کر تجزیہ کیا جائے گا۔

---

مثال 3.5 میں شکل 3.10 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

ہونے کی صورت میں برقی رو  $I_C$  اور برقی دباؤ  $V_{CE}$  حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.19 کی مدد سے

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 0.5 \text{ mA}$$

اور مساوات 3.21 کی مدد سے

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C(R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.5 \times 10^{-3}(10000 + 1000) \\ &= 6.5 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

---

مثال 3.6: مثال 3.5 میں ٹرانزسٹر کی افزائش برقی رو  $\beta = 99$  تصور کرتے ہوئے برقی رو  $I_C$  اور برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی اصل قیمتیں حاصل کریں۔ ان قیمتیں کا گزشتہ مثال میں حاصل کی گئی قیمتیں سے موازنہ کریں۔

$$\text{حل: مساوات } 3.10 \text{ سے } \alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{99}{99+1} = 0.99 \text{ ہے۔}$$

$$\text{یوں مساوات سے } 3.21 \text{ جبکہ } I_C = \alpha I_E = 0.99 \times 0.5 \text{ mA} = 0.495 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ &= 12 - (0.495 \times 10^{-3} \times 10000) - (0.5 \times 10^{-3} \times 1000) \\ &= 6.55 \text{ V} \end{aligned}$$

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت نیز اندازہ سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراہندہ حال ہے اور یوں یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\alpha$  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

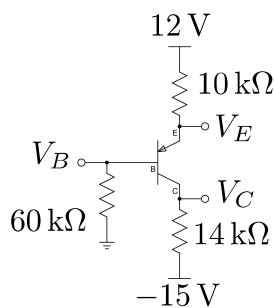
$$\left| \frac{0.495 \times 10^{-3} - 0.5 \times 10^{-3}}{0.495 \times 10^{-3}} \right| \times 100 = 1.01\%$$

اسی طرح دونوں مثالوں میں حاصل کئے گئے بر قی دباؤ  $V_{CE}$  میں  $0.76\%$  فی صد کا فرق ہے یعنی

$$\left| \frac{6.55 - 6.5}{6.55} \right| \times 100 = 0.76\%$$

گزشتہ دو مثالوں سے ظاہر ہے کہ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے  $\alpha$  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

$$\beta + 1 = \frac{I_E}{I_B} = \frac{0.942 \text{ mA}}{31.4 \mu\text{A}} = 30$$

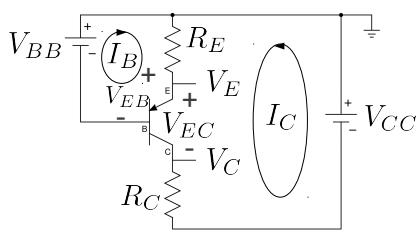
یعنی  $29 = \beta$  حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$I_C = \beta I_B = 29 \times 31.4 \mu\text{A} = 0.91 \text{ mA}$$

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۔

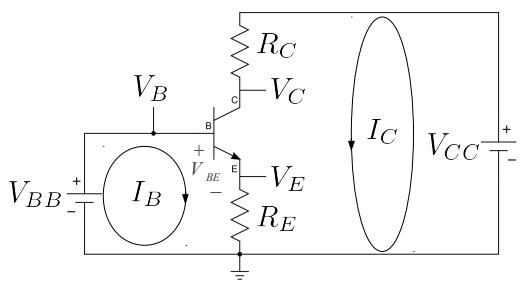
ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\ &= 15 - 0.432 \times 10^{-3} \times 5.6 \times 10^3 \\ &= 12.581 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_E &= I_E R_E \\ &= 0.4444 \times 10^{-3} \times 900 \\ &\approx 0.4 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_B &= V_E + V_{BE} \\ &= 0.4 + 0.7 \\ &= 1.1 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{CE} &= V_C - V_E \\ &= 12.581 - 0.4 \\ &= 12.181 \text{ V}\end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= V_{BE} + I_E R_E \\
 I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C \\
 V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\
 V_E &= I_E R_E \\
 V_B &= V_E + V_{BE} \\
 &= I_E R_E + V_{BE} \\
 V_{CE} &= V_C - V_E \\
 &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E
 \end{aligned}$$

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۔

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\&= \frac{36}{36 + 1} \\&= 0.97297\end{aligned}$$

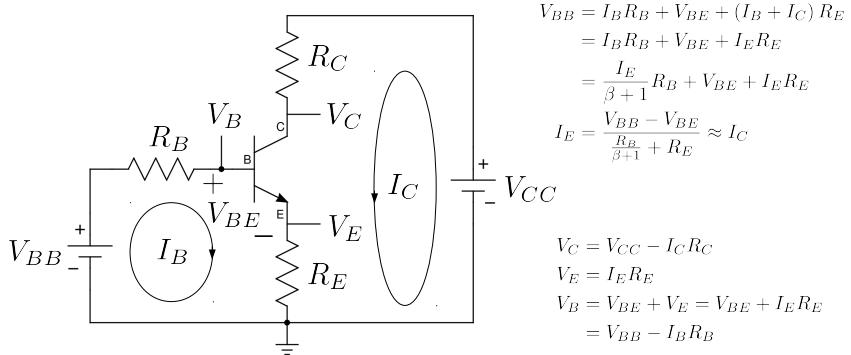
$$\begin{aligned}I_C &= \alpha I_E \\&= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\&= 0.432 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\&= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\&= 12.01 \mu\text{A}\end{aligned}$$

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 جہاں 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

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.1 \text{ V}$$

$$R_C = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 900 \Omega$$

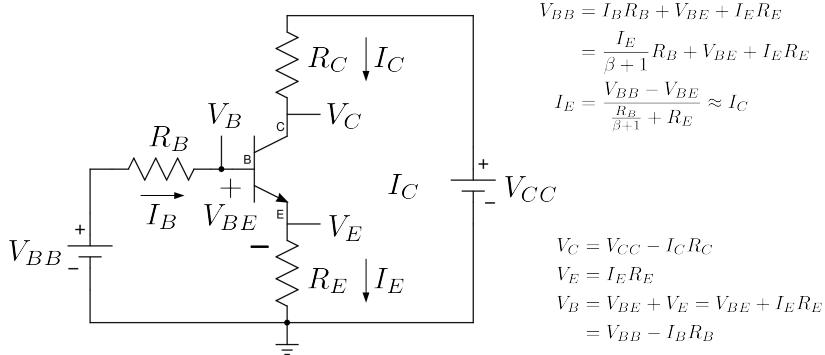
$$R_B = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 36$$

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 جاسکتا ہے جس سے

$$I_E = \frac{1.1 - 0.7}{\frac{3300}{36+1} + 900} = 0.404 \text{ mA} \approx I_C$$

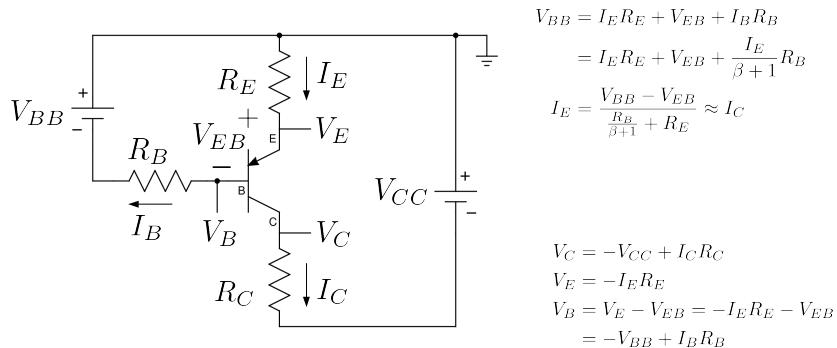
حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\ &\approx (R_C + R_E) I_C + V_{CE} \end{aligned}$$

۔

$$V_{CE} = 15 - 4.04 \times 10^{-4} \times (5600 + 900) = 12.374 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $V_{CE} < V_{CE}$  نہ اخراجی، اور  $V_{CE}$  کا یہی درست جواب ہے۔



: 3.16

مثال 3.12: شکل 3.16 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 2.8 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 27$$

ہونے کی صورت میں  $V_{EC}$  اور  $I_C$  حاصل کریں۔

حل: بیں جانب

$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\
 &= I_E R_E + V_{EB} + \left( \frac{I_E}{\beta+1} \right) R_B \\
 &= V_{EB} + \left( R_E + \frac{R_B}{\beta+1} \right) I_E
 \end{aligned}$$

سے

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E + \frac{R_B}{\beta+1}} \\ &= \frac{1.2 - 0.7}{1200 + \frac{2800}{27+1}} \\ &= 0.385 \text{ mA} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_E R_E + V_{EC} + I_C R_C \\ &\approx V_{EB} + I_C (R_E + R_C) \end{aligned}$$

جس سے

$$\begin{aligned} V_{EC} &= V_{CC} - I_C (R_E + R_C) \\ &= 12 - 0.385 \times 10^{-3} \times (1200 + 4700) \\ &= 9.73 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ حاصل  $V_{EC}$  کی قیمت 0.2 V سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر 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

$$(3.27) \quad \begin{aligned} V_{th} &= \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} \\ \frac{1}{R_{th}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \\ R_{th} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

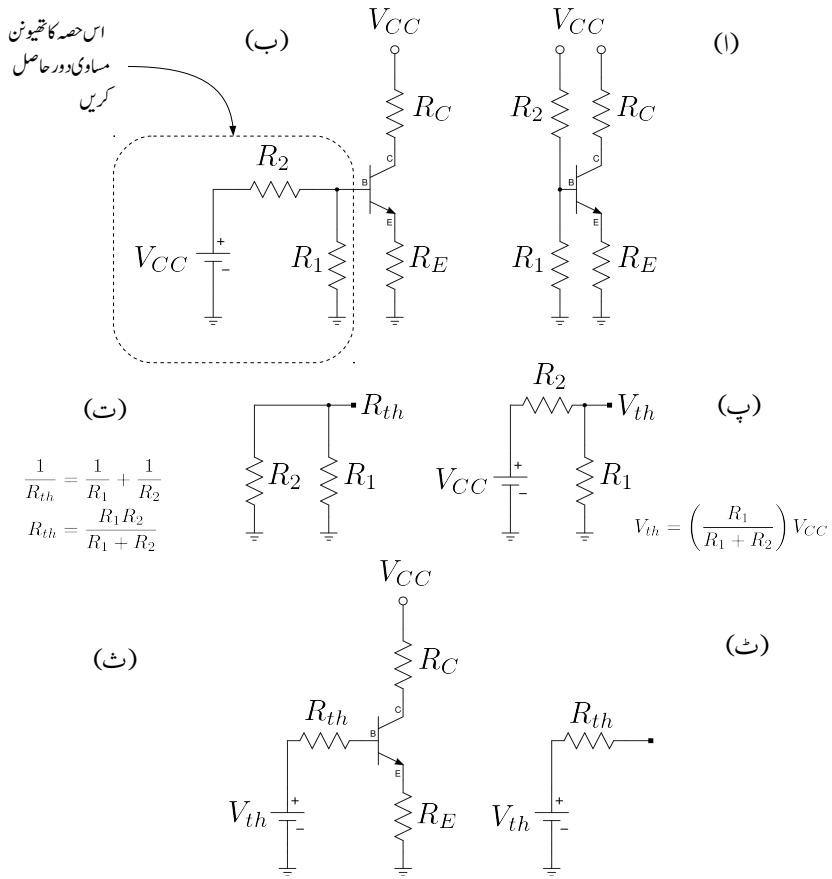
یوں نقطے دار لکیر میں گھیرے ہئے کا مساوی تھونن دور شکل 3.17 ٹ میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.17 اف میں داخلی جانب اس مساوی تھونن دور کے استعمال سے شکل 3.17 ٹ حاصل ہوتا ہے جو کہ ہو بہو شکل 3.14 میں دکھایا دور ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ  $V_{BB}$  کو  $V_{th}$  اور  $R_{th}$  کو لکھا گیا ہے۔

شکل ٹ 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 اف میں

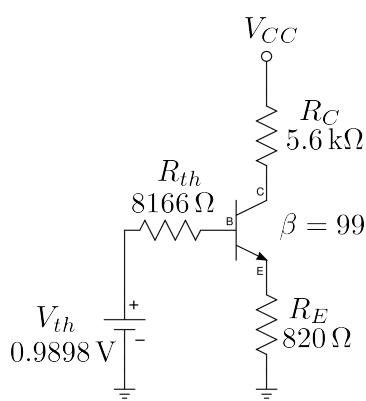
$$\begin{aligned} V_{CC} &= 12 \text{ V} \\ R_C &= 5.6 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 820 \Omega \\ R_1 &= 8.9 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 99 \text{ k}\Omega \\ \beta &= 100 \end{aligned}$$

<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

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{20 - 0.7}{10000 + \frac{200000}{99+1} + 100} \\ &= 1.595 \text{ mA} \end{aligned}$$

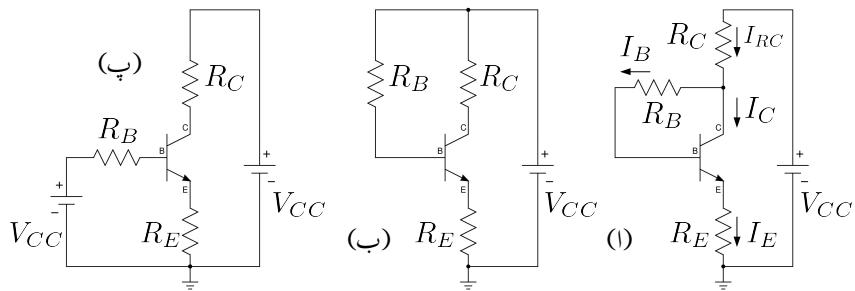
حاصل ہوتا ہے۔ کرنوف کے قانون برائے برقی دباؤ کو خارجی جانب یوں لکھا جاسکتا ہے

$$V_{CC} = I_E R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

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

$$V_{CC} = 20 \text{ V}, \quad R_C = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_B = 500 \text{ k}\Omega \\ R_E = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

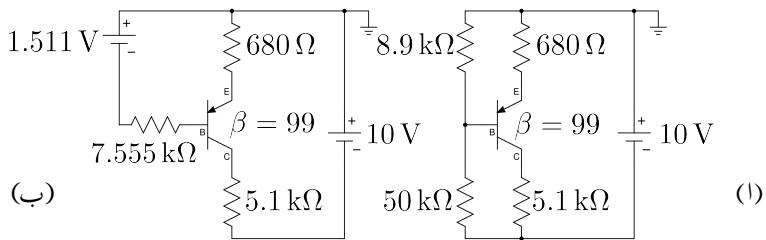
ہیں۔ نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

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۔

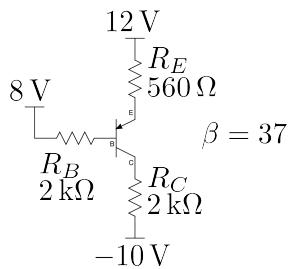
حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$12 - 8 = I_B R_B + V_{EB} + I_E R_E$$

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 ضیاع حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑ پر بھی طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔

حل: مزاحمت  $R_E$  میں  $P_{RE} = I_E^2 R_E$  یعنی  $0.3214 \text{ mA}$  برقی رو سے اس میں برقی طاقت کا ضیاع  $84.7 \mu\text{W}$  ہے۔ اسی طرح  $R_C = I_E R_C$  لیتے ہوئے  $I_C = 578 \mu\text{W}$  حاصل ہوتا ہے۔

ٹرانزسٹر کے اینٹر سرے پر برقی دباؤ  $V_E$  کی قیمت  $I_E R_E = 0.26 \text{ V}$  اور یوں اس کے بیٹیں سرے پر  $0.26 + 0.7 = 0.96 \text{ V}$  ہو گا۔ یوں  $R_1$  میں طاقت کا ضیاع  $\frac{0.96 \times 0.96}{8900} \text{ mW}$  یعنی  $104 \mu\text{W}$  جبکہ  $R_2$  میں  $\frac{(12 - 0.96)^2}{99000} \text{ mW}$  یعنی  $1.23 \mu\text{W}$  ہو گا۔

ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر  $V_C = 12 - 0.3214 \text{ mA} \times 5.6 \text{ k}\Omega = 10.2 \text{ V}$  ہے لہذا اس کا بیس۔ کلکٹر جوڑ  $V_C - V_B = 10.2 - 0.96 = 9.24 \text{ V}$  اللاتماں کی ہے۔ اس جوڑ پر طاقت کا ضایع  $9.24 \times 0.3214 \text{ mA} = 2.97 \text{ mW}$  ہو گا۔ بیس۔ کلکٹر جوڑ سے  $I_E$  گزرتا ہے جسے کے برابر ہی لیا گیا ہے۔ بیس۔ ایمپٹر 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۔ کلکٹر جوڑ پر پایا جاتا ہے۔ کم طاقت کے ٹرانزسٹر عموماً پلاسٹک ڈبیا میں بند مہیا کئے جاتے ہیں۔ پلاسٹک ڈبیا سے ٹرانزسٹر کے تینوں سرے باہر نکلے پائے جاتے ہیں۔ زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر کو عموماً دھاتی ڈبے میں بند مہیا کیا جاتا ہے۔ ایسے ٹرانزسٹر کے بیس۔ کلکٹر جوڑ کو ٹھنڈا رکھنے کی خاطر کلکٹر کو دھاتی ڈبے کے ساتھ جوڑا جاتا ہے۔ جوڑ سے دھات میں گرمی کے منتقلی سے جوڑ ٹھنڈا ہوتا ہے۔ ہوا لگنے سے دھاتی ڈبے ٹھنڈا رہتا ہے۔ اگر ضرورت درپیش آئے تو دھاتی ڈبے کو از خود زیادہ بڑی جسامت کے سرد کار<sup>22</sup> کے ساتھ جوڑا جاتا ہے جس سے گرمی کی منتقلی مزید بڑھ جاتی ہے۔

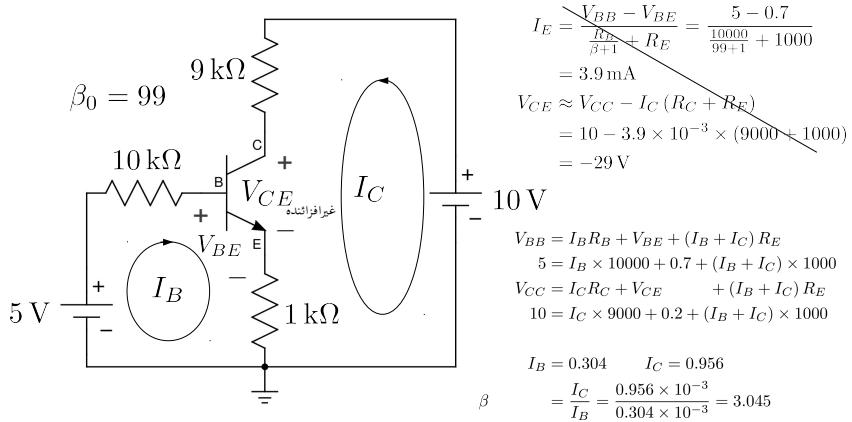
جب بھی کوئی دور بنایا جائے، اس میں استعمال تمام اجزاء میں طاقت کا ضایع حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر کسی پر زے میں طاقت کا ضایع اس پر زے کی برداشت حد سے تجاوز کر جائے تو ایسا پر زہ جل کر تباہ ہو جائے گا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر یا تو ڈیزائن کو تبدیل کیا جائے گا اور یا پھر زیادہ برداشت والا پر زہ استعمال کیا جائے گا۔

### 3.5.2 غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے دور کا حل

شکل 3.22 میں دکھائے دور میں اگر ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال تصور کرتے ہوئے حل کیا جائے تو  $V_{CE}$  کی قیمت منقی انتیس وولٹ  $29 \text{ V}$ ۔ حاصل ہوتی ہے جو کہ غیر افزائندہ  $V_{CE}$  سے کم ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افزائندہ تصور کرنا درست نہیں اور اس جواب کو رد کرنا ہو گا۔ شکل میں اس جواب پر ترجیحی لگا کر رد کیا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر ادوار حل کرتے ہوئے اسی طرح پہلے ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال تصور کرتے ہوئے دور کو حل کیا جاتا ہے۔ اگر حاصل  $V_{CE}$  کی قیمت غیر افزائندہ  $V_{CE}$  سے زیادہ یا اس کے برابر ہو تو جوابات کو درست تسلیم کر لیا جاتا ہے ورنہ ان جوابات کو رد کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر کو غیر افزائندہ تصور کر کے دور کو دوبارہ حل کیا جاتا ہے۔

---



شکل 3.22: غیر افزائندہ مائل ٹرانزسٹر کا حل

غیر افزائندہ ٹرانزسٹر پر پائے جانے والے برقی دباؤ  $V_{CE}$  کی قیمت غیر افزائندہ  $V_{CE}$  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  $I_B = 0.304 \text{ mA}$  اور  $\beta = 3.045$  ہے۔ اس کے حاصل کیا گیا ہے۔ ان قیتوں سے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کی افزائش  $\beta_0 = 99$  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

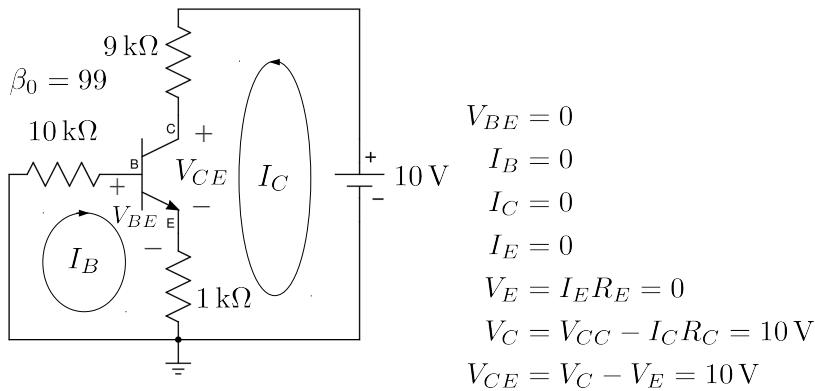
$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left( \frac{R_B}{\beta_{\text{غیر افزائندہ}} + 1} + R_E \right)$$

$$5 = 0.7 + 1.009 \times 10^{-3} \times \left( \frac{R_B}{30 + 1} + 1000 \right)$$

$$R_B = 101.1 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔



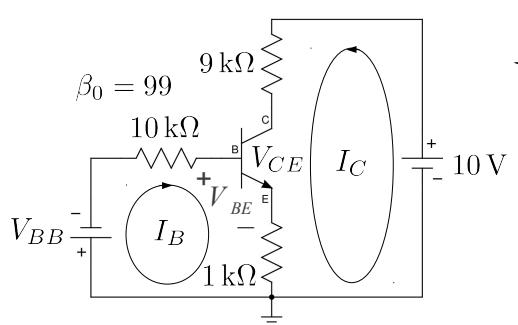
شکل 3.23: منقطع حال ٹرانزسٹر۔ میں۔ یہ سڑ جوڑ سیدھا مکل نہیں ہے

### 3.5.3 منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل

جدول کے تحت میں۔ یہ سڑ جوڑ کو غیر۔ چالو کرنے سے ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹر کو منقطع کرنے کی خاطر اس کے میں۔ یہ سڑ جوڑ کو عموماً اتنا مکل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرتے وقت اس بات کا دھیان رکھا جاتا ہے کہ الٹ بر قی دباؤ اس جوڑ کے قابلہ برداشت الٹ بر قی دباؤ کی حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ عموماً الٹ بر قی دباؤ کی قیمت چند ولٹ ہی ہوتی ہے۔

منقطع ٹرانزسٹر بالکل ایک منقطع بر قی سوچ کی طرح عمل کرتا ہے یعنی اس میں سے کوئی بر قی رو نہیں گزرتی۔ عموماً یہ صورت، دور کو دیکھتے ہی واضح ہو جاتی ہے جیسے شکل 3.23 میں ہے۔ اس شکل میں داخلی جانب کوئی بر قی دباؤ مہیا نہیں کیا گیا۔ یوں ٹرانزسٹر کا میں۔ یہ سڑ جوڑ غیر چالو ہو گا۔ لہذا داخلی جانب بر قی رو  $I_B$  کی قیمت صفر ہو گی۔ صفر ہونے کی وجہ سے ٹرانزسٹر کے باقی دو سروں پر بھی بر قی رو کی قیمت صفر ہو گی۔ جیسا شکل میں حل کر کے دکھایا گیا اس صورت میں  $V_{CE} = V_{CC}$  ہو گا۔

مثال 3.24: شکل 3.21 میں داخلی جوڑ اتنا مکل ہے اور یوں ٹرانزسٹر منقطع ہو گا۔ اگرچہ اس دور کو دیکھتے ہی آپ کہہ سکتے ہیں کہ یہ منقطع ہے، ہم پھر بھی اسے حل کر کے دیکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ ٹرانزسٹر



داخلی جانب میں کردہ برقی دباؤ  
میں۔ بیٹری جوڑ کو اٹا مکل کرتا ہے۔  
المیں جوڑ سے برقی روپ نہیں  
گزرے گا۔ یہ داخلی برقی روپ صفر  
ہو گی جس کی وجہ سے خارجی  
برقی روپ بھی صفر ہو گی۔

شکل 3.24: اٹا مکل داخلی جوڑ

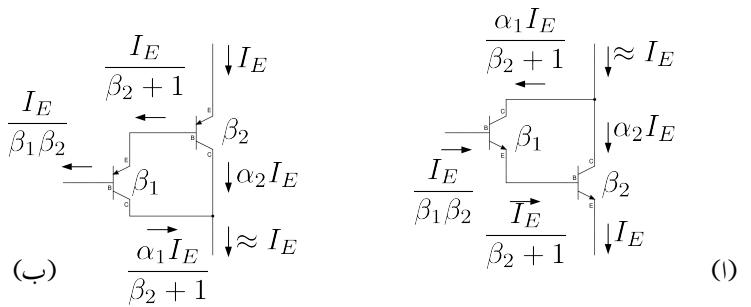
افرا نکدہ حال ہے۔ یوں آپ  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  میں گے۔

$$V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B + I_E R_E$$

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \\ &= \frac{-3 - 0.7}{\frac{10000}{100} + 1000} \\ &= -3.36 \text{ mA} \end{aligned}$$

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 سمیت 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۔

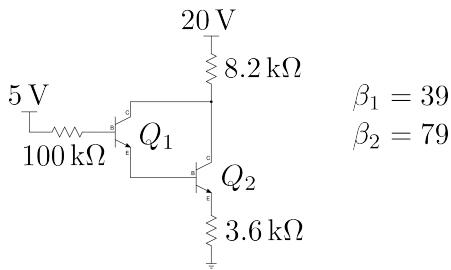
شکل الف میں اگر  $Q_2$  کے ایمپر پر  $I_E$  بر قی رو پایا جائے تو اس کے کلکٹر پر  $\alpha_2 I_E$  اور اس کے بیس پر  $\frac{I_E}{\beta_2+1}$  بر قی رو پایا جائے گا۔  $Q_2$  کے بیس پر بر قی رو  $Q_1$  کے ایمپر پر بر قی رو ہی ہے لہذا  $Q_1$  کے ایمپر پر  $\frac{I_E}{\beta_2+1}$  ہی پایا جائے گا۔ یوں  $Q_1$  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: ڈارلکٹن جوڑی کا دور

لیتے ہوئے کھا جاتا ہے۔ اس میں  $I_{B1} = \frac{I_{E2}}{(\beta_1+1)(\beta_2+1)}$  اور  $V_{BE} = 0.7\text{ V}$

$$5 = \frac{I_{E2}}{40 \times 80} \times 100000 + 0.7 + 0.7 + I_{E2} \times 3600 \\ I_{E2} = 0.991\text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$V_{E2} = I_{E2} R_{E2} = 0.991 \times 10^{-3} \times 3600 = 3.5676\text{ V}$$

$$V_{B2} = V_{E2} + V_{BE2} = 3.5676 + 0.7 = 4.2676\text{ V}$$

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE1} = V_{B2} + V_{BE1} = 4.9676\text{ V}$$

$$V_{C2} \approx 20 - 0.991 \times 10^{-3} \times 8200 = 11.87\text{ V}$$

اور

$$I_{B2} = I_{E1} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1} = \frac{0.991 \times 10^{-3}}{79 + 1} = 12.39\text{ }\mu\text{A}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1 + 1} = \frac{12.39 \times 10^{-6}}{39 + 1} = 309.7\text{ nA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

### 3.7. تعین نقطے سے 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: شکل 3.27 کے دور میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

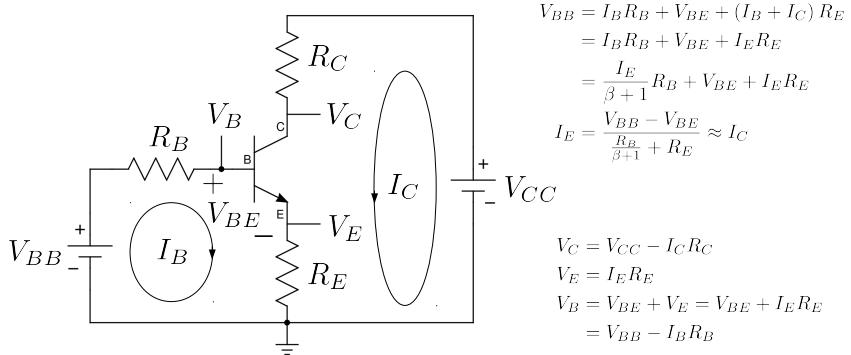
$$V_{BB} = 2.7 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 100 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ مزید یہ کہ اس دور میں استعمال کئے جانے والے ٹرانزسٹر کے عمومی افراش بر قی رو  $\beta_0$  کی قیمت ایک سو ہے (یعنی  $\beta_0 = 100$ )۔



کل 3.23 میلادی

1. اس صورت میں عمومی نقطہ کارکردگی پر بر قی رو  $I_{CQ}$  اور بر قی دباؤ  $V_{CEQ}$  حاصل کریں۔
2. سینتھیزائزڈ  $\beta$  اور پلٹر  $\beta$  پر بھی  $I_C$  اور  $V_{CEQ}$  کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل:

1. مساوات 3.22 اور مساوات 3.23 کی مدد سے عمومی بر قی رو اور عمومی بر قی 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 نیمارنا بہد سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراکنڈہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

### 3.7. تھیں نقطے نقطے کا درجہ کا خلاف

259

2. آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\beta_{\text{کم}} = 50$  اور  $\beta_{\text{بڑا}} = 150$  کے برابر ہیں چونکہ ان دو حدود کے مابین عمومی قیمت 100 ہے یعنی

$$\beta_0 = \frac{\beta_{\text{بڑا}} + \beta_{\text{کم}}}{2} = \frac{150 + 50}{2} = 100$$

اور آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\beta_{\text{کم}} \approx \beta_{\text{بڑا}}$  بھی ہے۔

$\beta_{\text{کم}}$  کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{کم}} + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{50+1} + 1000} \\ &= 0.6755 \text{ mA} \end{aligned}$$

یہ قیمت عمومی قیمت سے 32.78% کم ہے یعنی

$$\frac{1.004975 - 0.6755}{1.004975} \times 100 = 32.78\%$$

اور

$$\begin{aligned} V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.6755 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 5.245 \text{ V} \end{aligned}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $\beta_{\text{کم}}$  استعمال کرتے ہوئے جوابات تبدیل ہو گئے ہیں۔ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے لہذا انزٹر اب بھی افزائندہ حال ہو گا۔

$\beta_{\text{بڑا}} = 150$  کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned} I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{بڑا}} + 1} + R_E} \\ &= \frac{2.7 - 0.7}{\frac{100000}{150+1} + 1000} \\ &= 1.2032 \text{ mA} \end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned}
 V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\
 &= 12 - 1.203 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\
 &= -0.03 \text{ V} \\
 &= 0.2 \text{ V}
 \end{aligned}$$

اس ناممکن جواب کرو دیا جاتا ہے  
لذادورست جواب یہ ہے

چونکہ حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت نیز افرائندہ  $V_{CE}$  سے کم ہے لذا ٹرانزسٹر غیر افرائندہ حال ہو گا اور یہ بطور ایمپلیفائر 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 نقطہ کار کردگی اپنی معین جگہ سے سرک رکتی ہے۔ جیسا اس مثال میں دکھایا گیا، عین ممکن ہے کہ کسی ایک دور میں ٹرانزسٹر افرائندہ حال اور دوسرے میں غیر افرائندہ حال ہو۔

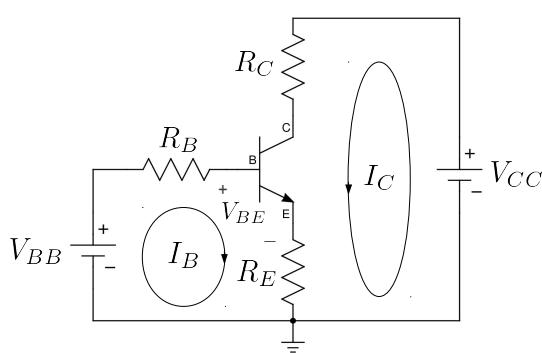
آج کل لاتعداد بر قیانی آلات مثلاً موبائل فون وغیرہ بنائے جاتے ہیں اور ایسے ہر ایک عدد آہل میں لاتعداد ٹرانزسٹر استعمال ہوتے ہیں۔ ان آلات کے درست کار کردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ ان میں استعمال کئے گئے ٹرانزسٹر، ڈیزائن کردہ نقطہ کار کردگی پر ہی رہیں۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ ایسا کس طرح ممکن بنایا جا سکتا ہے۔

شکل 3.28 میں مزاحمتوں اور منبع بر قی دباؤ کی مدد سے ٹرانزسٹر مائل کیا گیا ہے۔ یاد دہانی کی خاطر مساوات 3.22 اور مساوات 3.23 کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\
 I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C
 \end{aligned}
 \tag{3.30}$$

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\
 &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\
 V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\
 &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)
 \end{aligned}
 \tag{3.31}$$

### 3.7. تھیں نقطے نظر کا ردگی کا خلاف



$$V_{BB} = \frac{I_E R_B}{\beta + 1} + V_{BE} + I_E R_E$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \approx I_C$$

$$R_E = 10 \left( \frac{R_B}{\beta + 1} \right)$$

شکل 3.28: تبدیلی  $\beta$  سے لاحق مسئلہ استوار نے کا شرط

مساوات 3.30 کے مطابق اگرچہ  $I_C$  پر  $\beta$  کے اثر کو ختم نہیں کیا جا سکتا مگر  $R_E$  کی قیمت کو  $\frac{R_B}{\beta + 1}$  کے قیمت سے بڑھا کر اس اثر کو کم سے کم کرنا ممکن ہے یعنی

$$(3.32) \quad R_E \gg \frac{R_B}{\beta + 1}$$

عموماً شکل 3.28 کے طرز پر بنائے گئے ادوار میں  $\beta$  کے اثرات کو کم کرنے کی خاطر  $R_E$  کی قیمت کو سے دس گناہ کھا جاتا ہے یعنی

$$(3.33) \quad R_E = \frac{10R_B}{\beta_0 + 1}$$

3.33 کے قیمت کو  $\frac{R_B}{\beta + 1}$  کے دس گناہ قیمت سے مزید بڑھانے سے دیگر معاملات متاثر ہوتے ہیں۔ مساوات 3.33 کے قیمت کو دس گناہ کی تخلیق دینے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔ مساوات 3.33 کو تبدیلی  $\beta$  سے لاحق مسائل استوار نے کا شرط کہتے ہیں۔ آئیں مساوات 3.33 کے تحت بنائے گئے دور کی مثال دیکھیں۔

مثال 3.24: شکل 3.28 میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 1.8 \text{ V}$$

$$R_C = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 10.1 \text{ k}\Omega$$

ہیں جبکہ  $\beta_0$  کی عمومی قیمت 100 ہے۔ اس دور میں برقی رو  $I_C$  اور  $V_{CE}$  کی ممکنہ حدود حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں دئے گئے  $R_B$  اور  $R_E$  کے قیمتیں مساوات 3.33 کے عین مطابق ہیں۔ جیسا مثال 3.23 میں دیکھا گیا کہ  $\beta = 50$  اور  $\beta = 150$  پر  $\beta_0 = 50$  ہیں۔

پر برقی رو اور برقی دباؤ حاصل کرتے ہیں۔  $\beta_0 = 100$ ۔

$$\begin{aligned} I_{EQ} &\approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0 + 1} + R_E} \\ &= \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{100+1} + 1000} \\ &= 1 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 2 \text{ V} \end{aligned}$$

2. کمتر افراش  $\beta = 50$  پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{50+1} + 1000} = 0.918 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 0.918 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 2.82 \text{ V} \end{aligned}$$

ہوں گی۔ برقی رو اپنی عمومی قیمت سے 8.2% کم ہو گئی ہے یعنی

$$\frac{1 \times 10^{-3} - 0.918 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \times 100 = 8.2 \%$$

3. بلند ترا فراش = 150 پر ان کی قیمتیں

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{150+1} + 1000} = 1.031 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \\ &= 12 - 1.031 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\ &= 1.69 \text{ V} \end{aligned}$$

ہوں گی۔ برقی روپی عموی قیمت سے 3.1% بڑھ گئی ہے یعنی

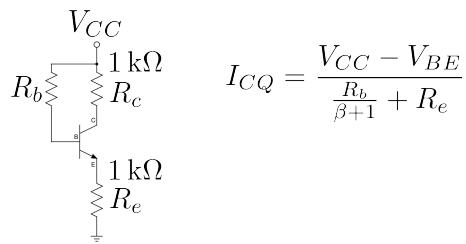
$$\frac{1.031 \times 10^{-3} - 1 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \times 100 = 3.1 \%$$

مثال 3.24 میں آپ نے دیکھا کہ مساوات 3.33 پر پورے اترتے دور میں برقی روکی قیمت اس کی عموی قیمت سے دس فی صد سے کم اخراج کرتی ہے۔ اس مثال میں زیادہ سے زیادہ اخراج 8.2 فی صد رہا ہے۔ منج برقی دباؤ اور مزاحتوں کے استعمال سے ٹرانزسٹر مائل کرتے ہوئے تخلیق کار مساوات 3.33 کو بروئے کار لائے اس بات کو یقینی بناتا ہے کہ ٹرانزسٹر تخلیق کردہ نقطہ کار کردگی سے زیادہ تباوز نہیں کرے گا۔ بعض اوقات ٹرانزسٹر استعمال کرنے سے پہلے اس کا  $\beta$  ناپا جاتا ہے۔ ایسی صورت میں چونکہ  $\beta$  کی قیمت ٹھیک ٹھیک معلوم ہوتی ہے لہذا مساوات 3.33 کے تحت دور تخلیق دینا لازم نہیں ہوتا۔ آئیں ایسی مثال دیکھیں جس میں مساوات 3.33 کو استعمال نہیں کیا گیا۔

مثال 3.25: شکل 3.29 میں  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ،  $R_b = 150 \text{ k}\Omega$ ،  $I_{CQ}$  کی قیمت ٹھیک 50 ہے۔ اور  $V_{CEQ}$  حاصل کریں۔

حل: داخلی جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے مطابق

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_B R_b + V_{BE} + I_E R_e \\ &= V_{BE} + I_E \left( \frac{R_b}{\beta+1} + R_e \right) \end{aligned}$$



شکل 3.29

ہے جہاں دوسرے قدم پر  $I_{CQ} \approx I_{EQ}$   $I_E = (\beta + 1) I_B$  کا استعمال کیا گیا۔ یوں لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} I_E &\approx I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_b}{\beta+1} + R_e} \\ &= \frac{12 - 0.7}{\frac{150000}{49+1} + 1000} \\ &= 2.825 \text{ mA} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_{CQ} R_c + V_{CEQ} + I_{EQ} R_e \\ &\approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_c + R_e) \end{aligned}$$

جس سے

$$V_{CEQ} = 6.35 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

### 3.7.2 $V_{BE}$ سے نقطہ کار کردنگی کا سرک جاتا

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 پاکل اسی طرح درجہ

حرارت کے ساتھ تبدیل ہوتا ہے۔ مساوات 3.30 پر دوبارہ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ  $V_{BE}$  کے تبدیل ہونے سے  $I_C$  تبدیل ہو گا اور یوں نقطہ کارکردگی اپنے متعین جگہ سے سرک جائے گا۔ آئیں نقطہ کارکردگی کے سرک کا تجھیہ لگائیں اور اس سے نجات حاصل کرنے کے طریقے تجھیں۔

دو مختلف درجہ حرارت  $T_1$  اور  $T_2$  پر  $V_{BE1}$  اور  $V_{BE2}$  لکھتے ہوئے مساوات 3.30 کے تحت دو مختلف برقی رو  $I_{C1}$  اور  $I_{C2}$  حاصل ہوں گے جہاں

$$(3.34) \quad I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$(3.35) \quad I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

برقی رو کی تبدیلی حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.36) \quad \Delta I_C = I_{C2} - I_{C1} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = - \left( \frac{\Delta V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right)$$

جہاں  $(V_{BE2} - V_{BE1})$  کو  $\Delta V_{BE}$  لکھا گیا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر کا یہ دور مساوات 3.33 پر پورا اترتا ہو تو بمندرجہ بالا مساوات میں  $R_E$  کی قیمت سے بہت زیادہ ہو گی اور اس صورت میں اسے یوں لکھا جاسکے گا۔

$$(3.37) \quad \begin{aligned} \Delta I_C &= - \left( \frac{\Delta V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right) \\ &\approx - \left( \frac{\Delta V_{BE}}{R_E} \right) \end{aligned}$$

مساوات 3.37 تبدیلی  $V_{BE}$  کی وجہ سے نقطہ کارکردگی کے سرک جانے کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_E$  بڑھانے سے  $I_C$  میں تبدیلی کم کی جا سکتی ہے۔

### 3.7.3 نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب

حصہ 3.7.1 اور حصہ 3.7.2 میں نقطہ کارکردگی سرک جانے کے وجوہات بتائے گئے۔ اس مسئلے کو نہایت عمدگی سے یوں پیش کیا جا سکتا 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 مخصر ہو گی۔ یوں اگر ان آزاد متغیرات میں  $\Delta V_{BE}$ ,  $\Delta\beta$ , ... کی باریک تبدیلی پیدا ہو تو تابع تقاضہ کی قیمت میں کل باریک تبدیلی یوں حاصل کی جائے گی۔

$$(3.38) \quad \Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta} \Delta\beta + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \Delta V_{BE} + \dots$$

اس مساوات میں

$$(3.39) \quad S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$$

$$(3.40) \quad S_{V_{BE}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$$

⋮

لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.41) \quad \Delta I_C = S_\beta \Delta\beta + S_{V_{BE}} \Delta V_{BE} + \dots$$

جہاں  $S_\beta$ ،  $S_{V_{BE}}$  وغیرہ کو نقطہ کارکردگی کے سوارنے کے اسباب<sup>25</sup> کہا جائے گا۔ آئیں ان اسباب کا تخمینہ لگائیں۔

مساوات 3.37 سے

$$(3.42) \quad S_{V_{BE}} = - \left( \frac{1}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \right) \approx - \frac{1}{R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 3.39 میں نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب کو تفرقہ کے ذریعہ سمجھایا گیا ہے۔ جہاں متغیرات میں کم تبدیلی پائی جائے وہاں تفرقہ لیتے ہوئے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ ٹرانزسٹر کے  $\beta$  میں تبدیلی کو کم تصور نہیں کیا جا سکتا لہذا  $S_\beta$  حاصل کرتے وقت دو مختلف  $\beta$  پر  $I_C$  حاصل کرتے ہوئے برقرار ہو میں کل تبدیلی  $\Delta I_C$  حاصل کی جاتی ہے جسے  $\beta$  میں کل تبدیلی  $\Delta\beta$  سے تقسیم کرتے ہوئے  $S_\beta$  کیا جاتا ہے۔ آئیں اس عمل کو دیکھیں۔

$S_\beta$  حاصل کرنے کی خاطر مساوات 3.30 کو دوبارہ دیکھتے ہیں۔  $\beta_1$  اور  $\beta_2$  پر ہم بر قی رو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.43) \quad I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_1 + 1} + R_E} \approx \frac{\beta_1 (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_1 + 1) R_E}$$

$$(3.44) \quad I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_2 + 1} + R_E} \approx \frac{\beta_2 (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E}$$

مندرجہ بالا مساوات میں دوسری مساوات سے پہلی مساوات منقی کرنے سے  $\Delta I_C$  حاصل ہوتا ہے۔ البتہ اس مساوات کی بہتر شکل بھی حاصل کی جاسکتی ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر دوسری مساوات کو پہلی مساوات سے تقسیم کرتے ہوئے حاصل مساوات کے دونوں جانب سے ایک (1) منقی کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \frac{I_{C2}}{I_{C1}} &= \left( \frac{\beta_2 (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right) \times \left( \frac{R_B + (\beta_1 + 1) R_E}{\beta_1 (V_{BB} - V_{BE})} \right) \\ &= \frac{\beta_2 [R_B + (\beta_1 + 1) R_E]}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ \frac{I_{C2}}{I_{C1}} - 1 &= \frac{\beta_2 [R_B + (\beta_1 + 1) R_E] - \beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} &= \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \frac{\beta_2 R_B + \beta_2 \beta_1 R_E + \beta_2 R_E - \beta_1 R_B - \beta_1 \beta_2 R_E - \beta_1 R_E}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} &= \frac{(\beta_2 - \beta_1) (R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \\ &= \frac{(R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]} \Delta \beta \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر  $(\beta_2 - \beta_1)$  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 نقطہ کارکردگی سوانے کے اسباب کی مدد سے برقی رو  $I_C$  کے کل تبدیلی کو مندرجہ بالا مساوات کے طرز پر لکھا جا سکتا ہے۔ نقطہ کارکردگی سوانے کے اسباب کی قیمتیں قابو کرتے ہوئے اس تبدیلی کو قابل قبول حد کے اندر رکھا جاتا ہے۔

### 3.8 مزاحمت کا عکس

شکل 3.30 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 (3.31 الف میں یہ تصور دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.48) \quad I_{Cb} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R''_E} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R'_B + R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر اس مساوات میں  $R'_B$  کی قیمت مساوات 3.47 کے  $\frac{R_B}{\beta+1}$  کے برابر ہو تو  $I_{Ca}$  اور  $I_{Cb}$  برابر ہوں گے یعنی اگر

$$(3.49) \quad R'_B = \frac{R_B}{\beta+1}$$

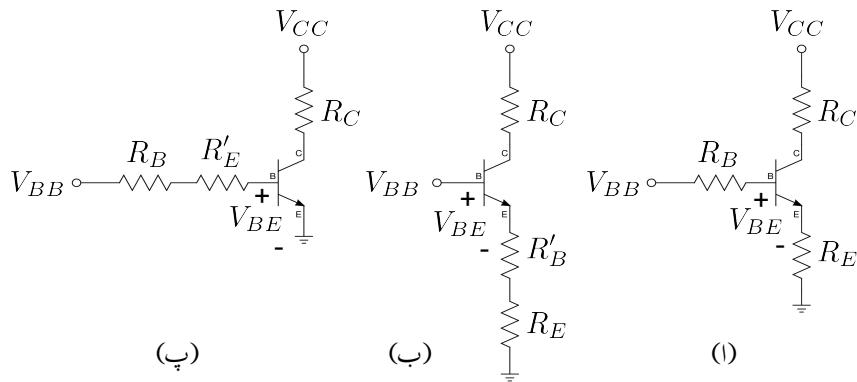
ہوتے

$$(3.50) \quad I_{Ca} = I_{Cb}$$

ہو گا، اگرچہ ان دو اشکال کے  $V_{CE}$  مختلف ہوں گے چونکہ

$$\begin{aligned} V_{CEa} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ V_{CEb} &= V_{CC} - I_C R_C \end{aligned}$$

ہوں گے اور یوں  $V_{CEa} \neq V_{CEb}$ ۔ اسی طرح شکل پ میں برقی رو کو  $I_{Cc}$  لکھتے ہوئے اسے حاصل



شکل 3.30: مزاجت کے عکس

کرتے ہیں۔ یہاں  $R_B$  اور  $R'_E$  سلسلہ وار جڑے ہیں اور ان کا کردار بالکل ایک ایسے مزاجت  $R''_B$  کی طرح ہے جس کی قیمت  $(R_B + R'_E)$  کے برابر ہو۔ شکل 3.31 ب میں یہ تصور دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$(3.51) \quad I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left( \frac{R''_B}{\beta+1} \right)} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left( \frac{R_B}{\beta+1} + \frac{R'_E}{\beta+1} \right)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں اگر  $R_E$  کی قیمت مساوات 3.47 کے برابر ہو یعنی اگر

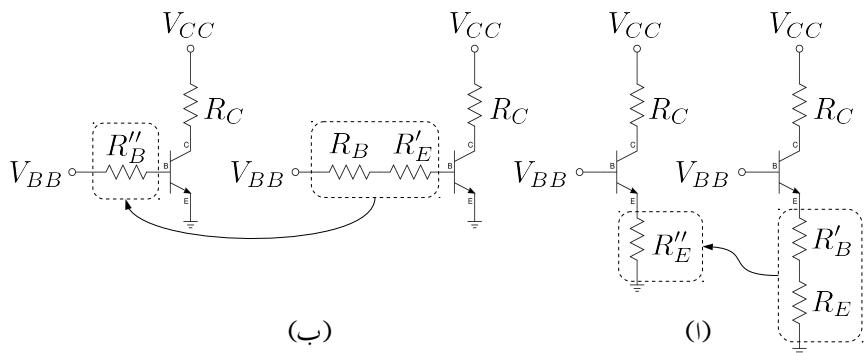
$$(3.52) \quad \frac{R'_E}{\beta+1} = R_E$$

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 3.31: مزاحمت کے حصے

مثال 3.26: شکل 3.30 الف میں

$$\beta = 99$$

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 6.2 \text{ V}$$

$$R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 50 \text{ k}\Omega$$

ہے۔

1. شکل 3.30 الف کا برقی رو  $I_C$  حاصل کریں۔
2. شکل ب میں  $R'_B$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے شکل ب کی برقی رو شکل الف کی برقی رو کے برابر ہو گی۔
3. شکل پ میں  $R'_E$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے اس شکل پ کی برقی رو شکل الف کے برقی رو کے برابر ہو گی۔

حل:

.1

$$I_{Ca} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{6.2 - 0.7}{\frac{50000}{99+1} + 5000} = 1 \text{ mA}$$

.2

$$R'_B = \frac{R_B}{\beta+1} = \frac{50000}{99+1} = 500 \Omega$$

اس قیمت کی مزاحمت کے استعمال سے شکل 3.31 الف میں  $R''_E$  کی قیمت

$$R'_B + R_E = 500 + 5000 = 5500 \Omega$$

ہو گی اور اس میں برقی روکی قیمت

$$I_{Cb} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R'_B + R_E} = \frac{6.2 - 0.7}{500 + 5000} = 1 \text{ mA}$$

ہی حاصل ہو گی۔

.3

$$R'_E = (\beta + 1)R_E = (99 + 1) \times 5000 = 500 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے شکل 3.31 ب میں

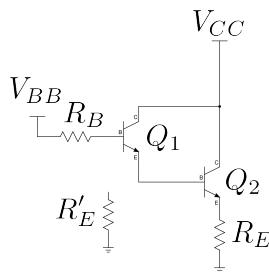
$$R''_B = R_B + R'_E = 50k\Omega + 500k\Omega = 550k\Omega$$

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 3.32: ڈارلینٹن 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 برقی 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 3.32 میں بیس جانب  $R_E$  کا عکس حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$V_{BB} = I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2}R_E$$

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

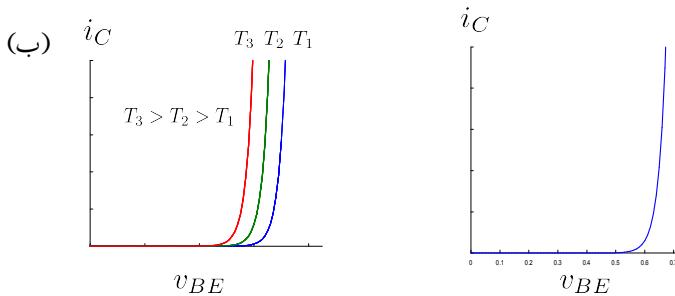
ٹرانزسٹر کے تین سرے ہونے کی بدولت اس کے تین برقی رو اور تین برقی دباؤ ممکن ہیں۔ ان میں کسی دو کو آپس میں گراف کیا جا سکتا ہے۔

$i_C - v_{BE}$  3.9.1

شکل 3.33 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 3.33: ٹرانزسٹر کے خط اور اس پر درجہ حرارت کے اثرات

جنہیں  $e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$  کی صورت میں عموماً

$$(3.57) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

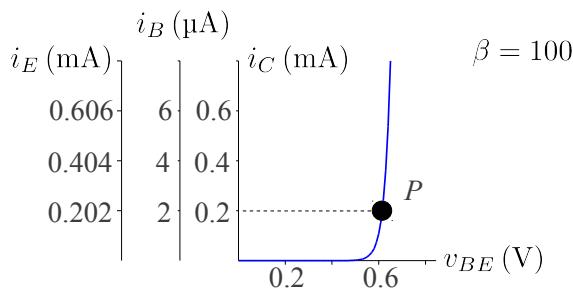
$$(3.58) \quad i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

لکھا جاتا ہے۔ چونکہ  $i_C = \alpha i_E$  اور  $i_E - v_{BE} = \beta i_B$  ہوتے ہیں لہذا  $i_C = \beta i_B - v_{BE}$  خطوں کی شکلیں ایک جیسے ہوں گی۔ ان کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

$$(3.59) \quad i_E = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$(3.60) \quad i_B = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

شکل 3.34 میں ایک ہی گراف پر تینوں خطوں کے گراف کی مثال دی گئی ہے جہاں  $v_{BE}$  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 3.34: بر قی رو بال مقابل بر قی دباؤ

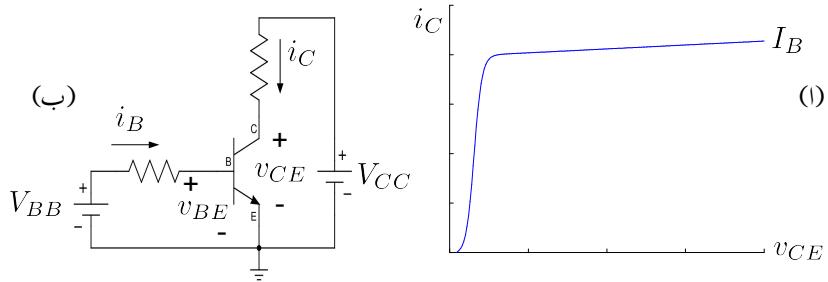
بالکل ڈائیوڈ کی طرح  $i_C$  برقرار رکھتے ہوئے، ایک ڈگری سمنی گریڈ درج حرارت بڑھانے سے  $v_{BE}$  کی قیمت گھٹتی ہے یعنی  $2 \text{ mV}$

$$(3.61) \quad \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$$

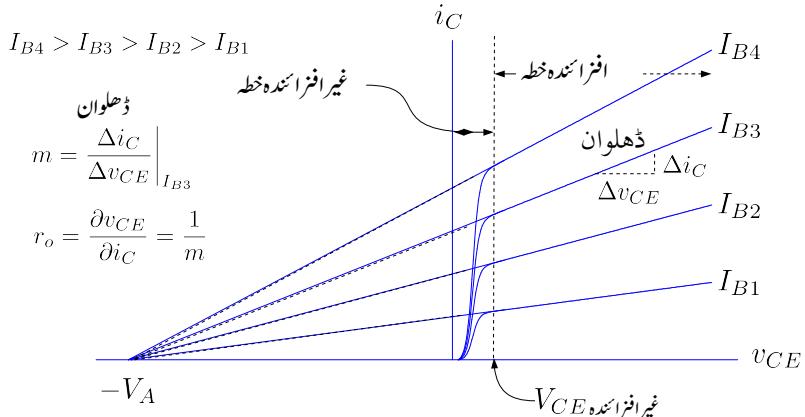
پنپ ٹرانزسٹر کا  $v_{EB}$  بھی اسی شرح سے حرارت کے ساتھ گھٹتا ہے۔

### 3.9.2 خط $i_C - v_{CE}$

شکل 3.35 الف میں  $npn$  ٹرانزسٹر کے  $i_C$  بال مقابل  $v_{CE}$  کا گراف دکھایا گیا ہے جسے حاصل کرتے وقت  $i_B$  کو کسی ایک مقررہ قیمت  $I_B$  پر رکھا گیا۔ شکل 3.35 ب میں ٹرانزسٹر کا وہ دور بھی دکھایا گیا ہے جسے گراف حاصل کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا۔ گراف حاصل کرنے سے قبل  $V_{BB}$  کو تبدیل کرتے ہوئے مقررہ  $I_B$  پیدا کیا جاتا ہے۔  $i_B$  کو برقرار  $I_B$  پر رکھنے کی خاطر  $V_{BB}$  کو اس کے بعد تبدیل نہیں کیا جاتا۔ اس کے بعد گراف حاصل کرنے کی خاطر  $V_{CC}$  کو قدم 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 الف میں دکھایا گیا ہے جہاں گراف کے اوپر  $I_B$  لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ یہ گراف مقررہ  $I_B$  پر حاصل کی گئی ہے۔ اسی طرز پر  $i_B$  کو مختلف قیمتوں پر رکھ کر مختلف  $i_C - v_{CE}$  کے خط حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ اس طرح کے خطوط شکل 3.36 میں دکھائے گئے ہیں۔ ان گراف کو دیکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ  $v_{CE}$  کی قیمت



کل  $i_C - v_{CE}$  کنترل  $nPN : 3.35$



کل  $nPN : 3.36$  کے خطوط اور ارتباطی بر قی دیا

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 افزائندہ خط<sup>26</sup> جبکہ اس سے زیادہ  $v_{CE}$  کے نقطے کو افزائندہ خط<sup>27</sup> کہتے ہیں۔ اس حصہ میں ہم افزائندہ خط پر غور کریں گے۔

افزائندہ نقطے میں  $i_C - v_{CE}$  کے خط سیدھی شکل اختیار کر لیتے ہیں۔ ہر خط ایک خاص ڈھلوان رکھتا ہے۔ اگر ان تمام خطوط کو منقی  $v_{CE}$  کے جانب فرضی طور نقش کیا جائے تو یہ ایک ہی نقطہ پر جامٹے ہیں جہاں  $v_{CE} = V_A$  ہوتا ہے۔ اس فرضی نقش کو نقطہ دار لکیروں سے دکھایا گیا ہے۔ کسی بھی ٹرانزسٹر کے  $V_A$  کی قیمت کو بطور ثابت عدد کے بیان کیا جاتا ہے جسے ارلی 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 3.36 میں کسی ایک نقطہ پر خط کی ڈھلوان  $m$  دکھائی ہے یعنی

$$m = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{I_B3}$$

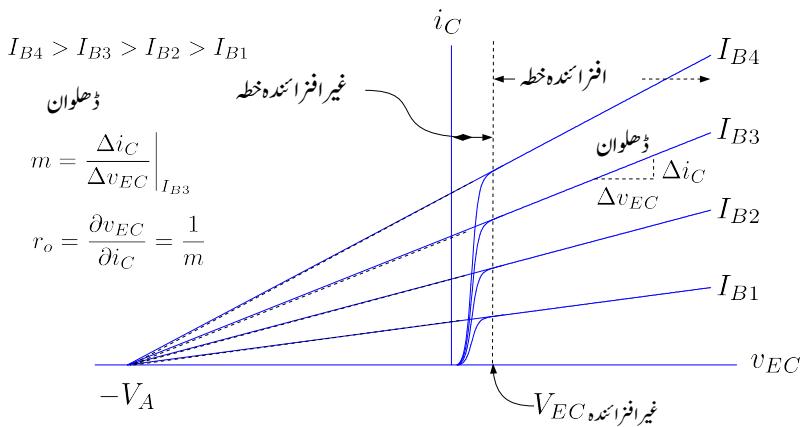
ٹرانزسٹر کے خارجی جانب خارجی مزاحمت  $r_o$  کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$\begin{aligned} r_o &= \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_{I_B} \\ &= \frac{1}{m} \\ &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B}^{-1} \end{aligned}$$

چونکہ  $i_C - v_{CE}$  کے خط اور فرضی نقش کے گئے نقطہ دار لکیر کی ڈھلوان برابر ہیں لہذا ہم خارجی مزاحمت کو یوں بھی حاصل کر سکتے ہیں

$$(3.62) \quad r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$$

saturation region<sup>26</sup>  
active region<sup>27</sup>  
Early voltage<sup>28</sup>  
<sub>29</sub>



شكل 3.37:  $i_C - v_{EC}$  خطوط pnp ٹرانزسٹر

حقیقت میں افراکنڈہ خط کے نچلے حصے 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۔

شكل 3.37 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

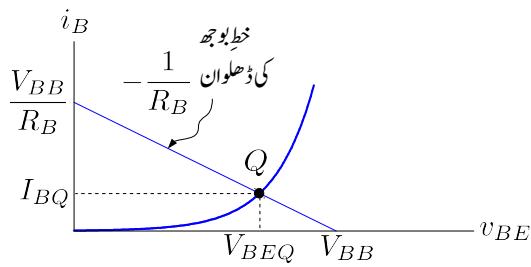
اگرچہ ٹرانزسٹر ادوار کو عموماً الجبرائی طریقہ سے حل کیا جاتا ہے مگر گراف کے استعمال سے بہت گہری سمجھ پیدا ہوتی ہے۔ اس طریقہ کو سمجھنے کے بعد ٹرانزسٹر ادوار تخلیق دینے میں آسانی پیدا ہوتی ہے۔ آئیں شکل 3.39 میں دئے دور کو گراف کی مدد سے حل کرتے ہیں۔

#### 3.10.1 یک سمی روندبو جھ

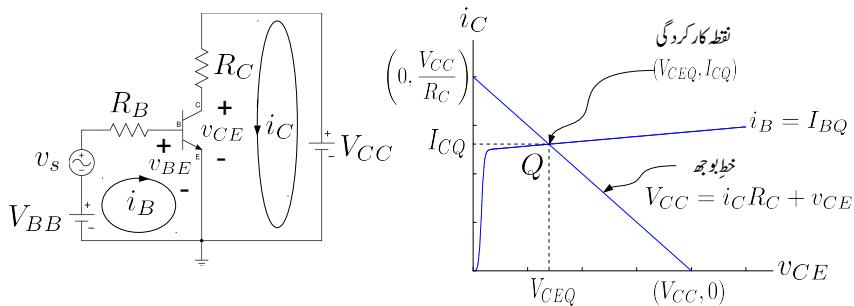
شکل 3.39 میں، بدلتے اشارہ  $v_s$  کو نظر انداز کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر دور کے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.64) \quad V_{BB} = i_B R_B + v_{BE}$$

چونکہ ٹرانزسٹر کا 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 3.38 میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح، بدلتے اشارات



شکل 3.38: داخلي جانب کے نقطہ مائل کا حصول



شکل 3.39: یک سمتی خطِ بوجھ۔

کو نظر انداز کرتے ہوئے، شکل 3.39 میں ٹرانزسٹر دور کے خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.65) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE}$$

اس مساوات کو ٹرانزسٹر کے  $i_C - v_{CE}$  خط پر گراف کیا گیا ہے۔ 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 تکریتا 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  $I_{BQ}$  دو آزاد متغیرات کو 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 3.39 میں باریک اشارات پر غور کریں۔ باریک اشارہ  $v_s$  کے موجودگی میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کل برقی دباؤ ( $V_{BB} + v_s$ ) ہو گا اور ہم اس جانب خط بوچھ کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.66) \quad V_{BB} + v_s = i_B R_B + v_{BE}$$

خط بوچھ کی یہ مساوات  $i_B - v_{BE}$  کے گراف پر کھینچی گئی شکل 3.40 میں دکھائی گئی ہے جہاں

$$(3.67) \quad v_s = V_p \sin \omega t$$

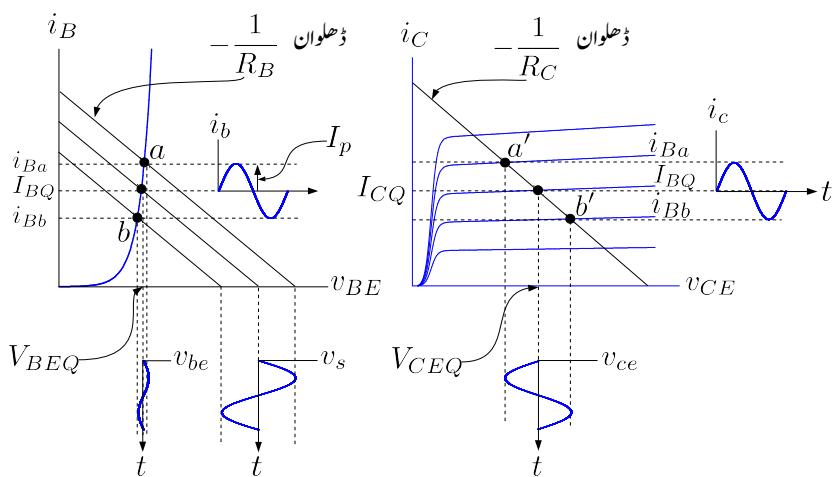
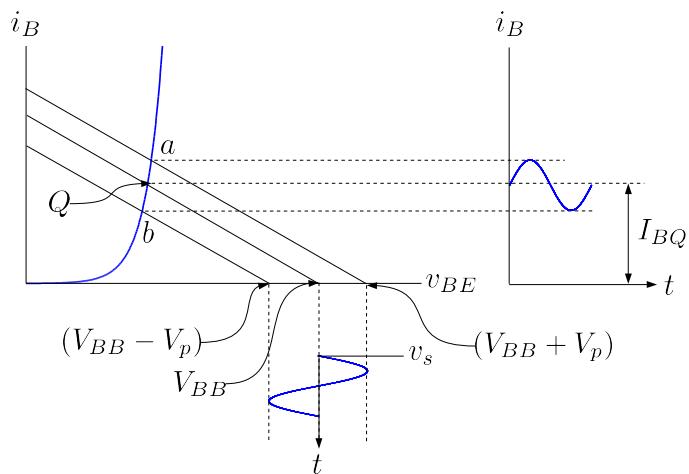
تصور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خط بوچھ اپنی جگہ سے ہلتا ہے جس کی وجہ سے نقطہ کارکردگی  $i_B - v_{BE}$  خط پر Q کے قریب قریب رہتے ہوئے a اور b کے درمیان چال قدی کرتا ہے جس سے  $i_B$  کی قیمت بھی  $I_{BQ}$  سے انحراف کرتی ہے۔  $i_B$  کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

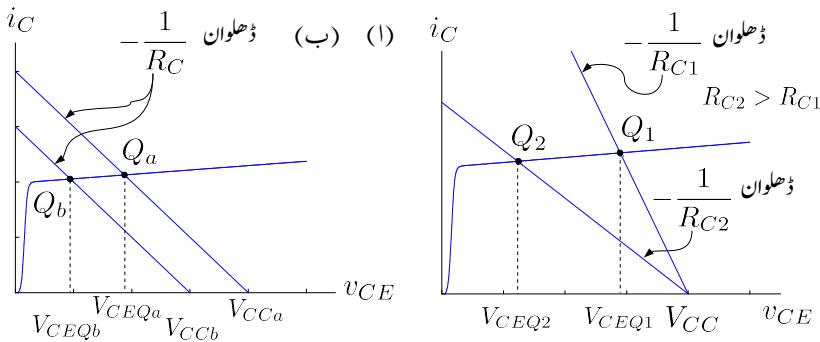
$$(3.68) \quad i_B = I_{BQ} + I_p \sin \omega t$$

جہاں نقطہ کارکردگی کے قریب  $i_B - v_{BE}$  خط کو سیدھا تصویر کیا گیا ہے۔ شکل 3.41 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 3.39 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 3.42 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





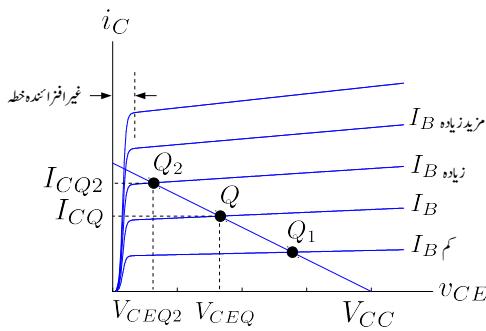
شکل 3.42: نقطہ کارکردگی پر منفی بر قی دباؤ اور مزاحمت کے اثرات

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 3.42 ب میں صرف بر قی دباؤ  $V_{CC}$  کے تبدیل ہونے کے اثرات کو دکھایا گیا ہے جہاں  $V_{CCa}$  کی قیمت  $V_{CCb}$  سے زیادہ رکھی گئی ہے۔  $V_{CC}$  کو  $V_{CCb}$  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 3.43 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 3.43: نقطہ کار کردگی بالمقابل داخلی برقی رو

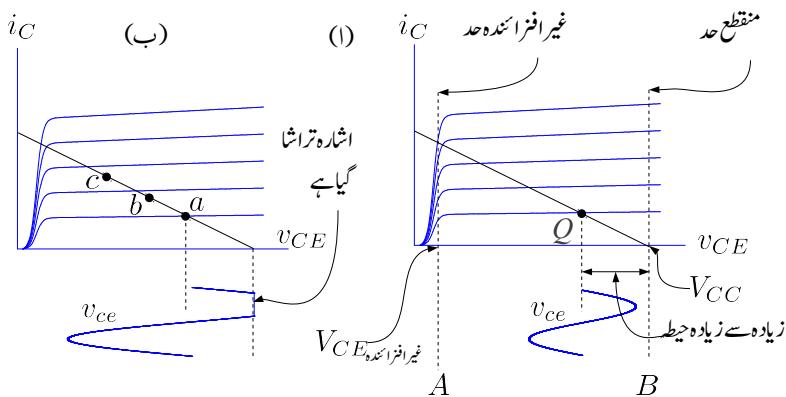
$V_{CE}$  یعنی  $0.2\text{V}$  سے بھی کم ہو جاتی ہے۔  $I_B$  کو مزید بڑھانے سے نہ تو  $i_C$  اور نہ ہی  $v_{CE}$  کی قیمت میں خاطر خواہ تبدیلی رو نما ہوتی ہے۔ یہی وجہ ہے کہ اس خطے کو غیر افزائندہ خطہ کہتے ہیں۔

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 3.43 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 3.44: خارجی اشارہ کے حدود

ٹرانزسٹر افراہندہ خطے میں ہی رہے۔ نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے پچھے کئی وجوہات ہو سکتے ہیں۔ شکل 3.44 میں نقطہ کارکردگی کو یوں رکھا گیا ہے کہ اشارہ کے عدم موجودگی میں  $I_{BQ}$  کم سے کم ہو۔ موبائل فون میں ایسا ہی کیا جاتا ہے تاکہ اس کی بیٹری زیادہ وقت بغیر بھرے کے کام کر سکے۔ شکل الف میں اس 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 3.44 الف میں دکھایا گیا ہے کہ افراہندہ ٹرانزسٹر کے  $v_{CE}$  کی کم سے کم ممکنہ قیمت  $V_{CE, \text{افراہندہ}}$  ہے جبکہ اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت  $V_{CC}$  ہے۔ ان حدود کو 'A' اور 'B' نقطے دار لکیروں سے دکھایا گیا ہے۔  $v_{CE}$  ان حدود سے تجاوز نہیں کر سکتا لہذا نقطہ کارکردگی 'Q' کے ایک جانب خارجی اشارے کی چوٹی 'A' تک اور دوسری جانب 'B' تک بغیر تراشے بڑھائی جاسکتی ہے۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے یوں ہم سائز۔ نما خارجی اشارہ  $v_{ce}$  کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کی حد کا تعین اس شکل سے کر سکتے ہیں۔

## 3.10.6 بدلتی رو، خط بوجہ

ٹرانزسٹر ادوار میں  $\beta$  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 3.45 الف میں  $R_E$  کے متوازی لامدد قیمت کا کمیٹر نسب کیا گیا ہے۔ یک سمتی رو کمیٹر سے نہیں گرتی، لہذا نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت کمیٹر کو نظر انداز کیا جائے گا۔ لامدد کمیٹر کی برقی رکاوٹ صفواؤہم ہے جو  $R_E$  کے متوازی جڑا ہے۔ یوں بدلتا اشارہ  $R_E$  سے ہر گز نہیں گزرے گا بلکہ یہ کمیٹر کے راستے گزرے گا۔ بدلتی رو کو مراحت کے مقابل راستہ فراہم کرنے والا کمیٹر قصری کمیٹر<sup>30</sup> پکارا جاتا ہے۔ مدد کمیٹر کے کارکردگی پر باب 6 میں غور کیا جائے گا۔ اس حصے میں لامدد کمیٹر نسب کرنے کے اثرات پر غور کیا جائے گا۔ اس کتاب کے حصہ 2.12.1 میں ڈائیڈ ادوار کے بدلتی رو، خط بوجہ پر غور کیا گیا۔ آئیں ٹرانزسٹر کے بدلتی رو، خط بوجہ پر غور کریں۔

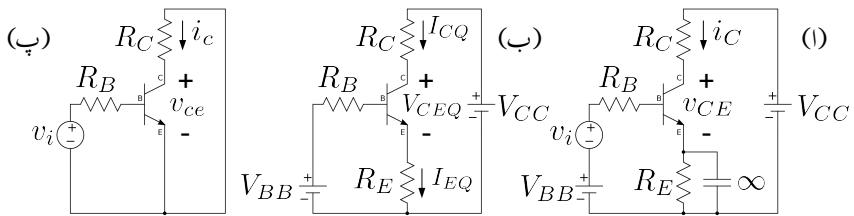
## شکل 3.45 الف کے خارجی جانب

$$(3.69) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E \\ \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{یک سمتی رو، خط بوجہ}$$

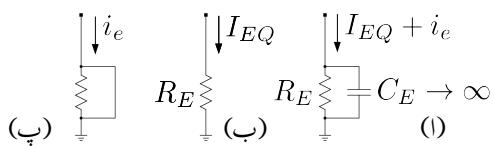
ہے جہاں  $i_C \approx i_E$  لیا گیا ہے۔ ڈائیڈ کی طرح یہاں مندرجہ بالا مساوات کو یک سمتی رو، خط بوجہ پکارا جاتا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف یک سمتی خط بوجہ<sup>31</sup> کہتے ہیں۔ شکل 3.46 الف میں  $i_E$  کو یک سمتی  $I_{EQ}$  اور بدلتے  $i_e$  حصوں میں لکھا گیا ہے۔ یک سمتی اشارے کے لئے کمیٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہذا، جیسے شکل 3.46 ب میں دکھایا گیا ہے،  $I_{EQ}$  صرف مراحت  $R_E$  سے گزرے گا۔ یوں ٹرانزسٹر کے ایمیٹر پر  $V_{EQ} = I_{EQ} R_E$  ہو گا۔ کمیٹر پر بھی یہی یک سمتی برقی دباؤ پایا جائے گا۔

جیسے شکل 3.46 پ میں دکھایا گیا ہے، بدلتے اشارے کے لئے لامدد کمیٹر کی برقی رکاوٹ  $0 = \frac{1}{j\omega C_E}$  ہو گی اور یوں  $i_e$  کمیٹر کے راستے گزرے گا۔ اس طرح ٹرانزسٹر کے ایمیٹر پر برقی دباؤ پیدا کرنے میں  $i_e$  کوئی کردار ادا نہیں کرے گا۔ صرف  $I_E$  کے بدلت ایمیٹر 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 3.45: کپیسٹر اور بدلی رو، خط بوجہ۔



شکل 3.46: 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

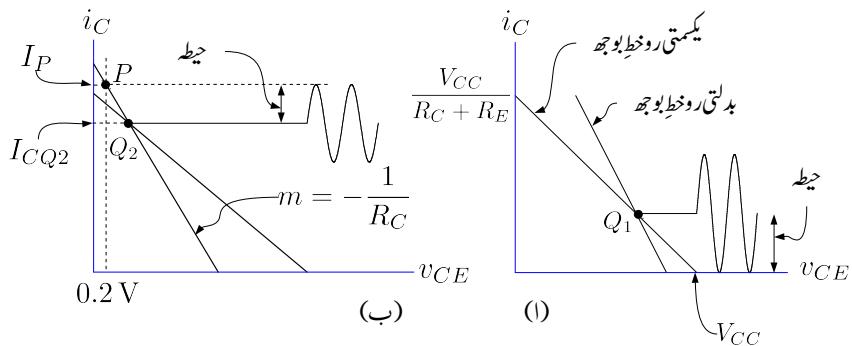
$$(3.71) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E)$$

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 3.45 ب سے بھی مساوات 3.71 حاصل ہوتا ہے لہذا شکل 3.45 ب در حقیقت شکل 3.45 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 جکہ 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 3.47: 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 کلکھا جاسکتا 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> لکھا جاتا ہے۔ شکل 3.45 پ سے بھی یہی مساوات حاصل ہوتا ہے۔ بدلتی رو، مساوی شکل حاصل کرتے وقت تمام یک سمتی برقی دباؤ کی منبع اور تمام کپسیسٹروں کو قصر دور کرتے ہوئے دور کا باقیا حصہ لیا جاتا ہے۔

مساوات 3.71 سے یک سمتی خط بوجھ کی مزاحمت  $R = R_C + R_E$  یکمی  $R$  جبکہ مساوات 3.73 سے بدلتی رو خط بوجھ کی مزاحمت  $R_E = \frac{R}{R+R_E}$  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 3.47 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  $m = -\frac{1}{R_E}$  ہے۔ اسی طرح بدلتی رو، خط بوجھ کی ڈھلوان

AC load line<sup>32</sup>

بدلتے اشارے کے موجودگی میں ٹرانزسٹر بدلتی رو، خطِ بوجہ پر چیل قدمی کرے گا۔ سائنس نمابدلتے اشارے کے موجودگی میں  $i_C$  دکھایا گیا ہے۔ شکل میں زیادہ سے زیادہ ممکنہ 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 (3.47) پر رکھتے ہوئے زیادہ سے زیادہ ممکنہ منفی جیٹے  $I_{CQ}$  حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.47 ب میں یک سمتی رو خطِ بوجہ پر  $Q_2$  نقطہ کارکردگی ہے۔ سائنس نمابدلتے اشارے کے موجودگی میں  $i_C$  دکھایا گیا ہے۔  $V_{CE}$  یعنی  $0.2\text{ V}$  پر نقطے دار عمودی لکیر لگائی گئی ہے جسے بدلتی رو، خطِ بوجہ  $P$  پر نکلتا ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر  $V_{CE}$  سے کم برتنی دباؤ 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 ممکنہ جیٹے  $I_P - I_{CQ}$  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  $v_{CE} - i_C$  محدود پر نقطے (3.47) پر بدلتی رو خطِ بوجہ کی مساوات درکار ہے۔ بدلتی رو خطِ بوجہ کے خط کی ڈھلوان  $\frac{1}{R_c} -$  ہے لہذا اس کی مساوات

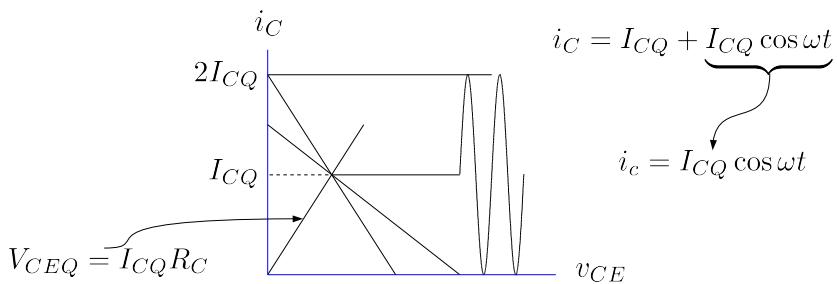
$$(3.74) \quad i_C - I_{CQ} = -\frac{1}{R_c} (v_{CE} - V_{CEQ})$$

شکل 3.47 میں نقطہ کارکردگی کو  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان یوں رکھا جاسکتا ہے کہ  $i_C$  کا جیٹ دونوں جانب برابر تراشنا جائے۔ اس طرح زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹے کا  $i_C$  حاصل کیا جاسکتا ہے۔ مساوات 3.74 کو استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کو حاصل کرتے ہیں۔ شکل 3.48 میں یک سمتی رو، خطِ بوجہ اور بدلتی رو، خطِ بوجہ دکھائے گئے ہیں۔  $V_{CE}$  کو انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اگر بدلتی رو، خطِ بوجہ عمودی محدود کو  $2I_{CQ}$  پر چھوئے تب  $i_C$  کے دونوں 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 3.48: زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیٹھ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار کردگی

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کو بھی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ جہاں یہ مساوات اور یک 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 برتنی رو

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_C + R_E}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات میں  $R_{\text{برتنی}} = R_C + R_E$  اور  $R_{\text{یکمی}} = R_C + R_E$  لکھتے ہوئے ایسا مساوات حاصل ہوتا ہے جو یاد رکھنے کے لئے زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے یعنی

$$(3.76) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{برتنی}} + R_{\text{یکمی}}}$$

اس مساوات کو مساوات 3.75 کے ساتھ ملاتے ہوئے

$$(3.77) \quad V_{CEQ} = \frac{R_{\text{برتنی}} V_{CC}}{R_{\text{برتنی}} + R_{\text{یکمی}}}$$

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 3.45 الف میں  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  اور  $R_E = 200 \Omega$ ،  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$  ہیں۔ کپیٹر

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  $\beta = 37$  اور  $R_B = 760 \Omega$  حاصل کریں۔

حل:  $R_E = \frac{10R_B}{\beta+1}$  کے استعمال سے  $R_E = 760 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برتنی دباؤ کے استعمال سے

$$V_{BB} = V_{BE} + I_E \left( \frac{R_B}{\beta+1} + R_E \right)$$

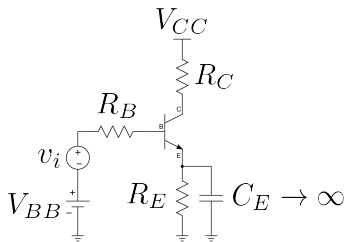
$$= 0.7 + 5.45 \times 10^{-3} \left( \frac{760}{37+1} + 200 \right) = 1.899 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

---



---



شکل 3.49: بدلتی رو، خط بوجہ کی مثال

مثال 3.31: شکل 3.49 میں  $V_{CC} = 17\text{V}$ ,  $R_C = 1.2\text{k}\Omega$ ,  $v_i$  کی قیمت لامحدود ہے۔ ٹرانزسٹر کی قیمت لامحدود ہے۔ جبکہ کپیسٹر کی قیمت  $V_{CE}$  کو  $0.2\text{V}$  ممکن ہے۔ غیر افراہندہ  $V_{BE}$  کی قیمت  $0.6\text{V}$  تا  $0.8\text{V}$  ممکن ہے۔  $\beta$  کی قیمت  $50$  تا  $150$  ممکن ہے۔  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  تک ممکن ہے۔

حل: شکل 3.50 میں صورت حال دکھائی گئی ہے۔ یک سعی رو، خط بوجہ افتشی محور کو  $V_{CC}$  پر جبکہ عمودی محور کو  $\frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$  پر چھوتا ہے۔ بدلتی رو، خط بوجہ کی ڈھلوان  $\frac{1}{R_C}$  ہے۔ جب تک بدلتی رو، خط بوجہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان یک سمتی رو، خط بوجہ کو ٹکرائے اس وقت تک  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  ممکن ہے۔  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان کسی اور مقام پر بدلتی رو، خط بوجہ پائے جانے کی صورت میں  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  یا اس سے زیادہ ممکن ہو گا۔

$I_{CQ1}$  پر پائے جانے والا بدلتی رو، خط بوجہ کی صورت میں  $i_C$  کا حیطہ  $I_{CQ1}$  کے برابر ہو گا۔ اگر  $i_C$  کا حیطہ  $4\text{mA}$  ہوتا ہے تو  $I_{CQ1}$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  ممکن ہو گا۔ یوں

$$(3.78) \quad I_{CQ1} = 4\text{mA}$$

$Q_2$  پر پائے جانے والا بدلتی رو، خط بوجہ، غیر افراہندہ  $V_{CE}$  پر عمودی کھینچے خط کو نقطے  $P$  پر ٹکرایا ہے۔ چونکہ  $V_{CE}$  سے کم برقی دباؤ پر ٹرانزسٹر قوت انفرائش کھو دیتا ہے لہذا  $i_C = I_P - I_{CQ2}$  کے برابر ہو گا۔ اس طرح اگر  $Q_2$  پر برقی رو،  $I_{CQ2} + 4\text{mA}$  اور نقطے  $P$  پر  $I_{CQ2}$  ہوتا ہے تو  $i_C$  کا حیطہ  $\pm 4\text{mA}$  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 3.49 کے خارجی جانب کرخوف کے قانون سے یوں لکھی جاسکتی ہے۔

$$(3.80) \quad V_{CC} = V_{CEQ2} + I_{CQ2} (R_C + R_E)$$

مساوات 3.79 کو مندرجہ بالا مساوات میں استعمال کرتے ہیں

$$V_{CC} = 5 + I_{CQ2} (R_C + R_E)$$

جس سے  $I_{CQ2}$  کی قیمت

$$(3.81) \quad I_{CQ2} = \frac{V_{CC} - 5}{R_C + R_E} = \frac{12}{1200 + R_E}$$

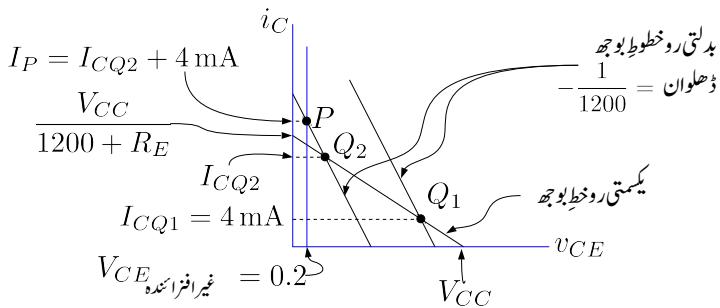
حاصل ہوتی ہے۔ نقطہ کارکردگی کو  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے درمیان رکھنے کی خاطر  $I_{CQ}$  کا مندرجہ ذیل مساوات پر پورا اترتہ لازم ہے۔

$$(3.82) \quad I_{CQ1} < I_{CQ} < I_{CQ2}$$

$$4 \text{ mA} < I_{CQ} < \frac{12}{1200 + R_E}$$

جس سے  $R_E < 1.8 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب  $\beta$  اور  $V_{BE}$  میں تبدیلی کے اثرات کو دیکھیں۔ شکل 3.49 کے داخلی جانب



شکل 3.50

$$(3.83) \quad V_{BB} = V_{BE} + I_{CQ} \left( \frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right)$$

یعنی

$$(3.84) \quad I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات 3.83 کا کوئی واحد حل نہیں پایا جاتا ہے بلکہ مختلف  $R_E$  لیتے ہوئے اسے حل کیا جاسکتا 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

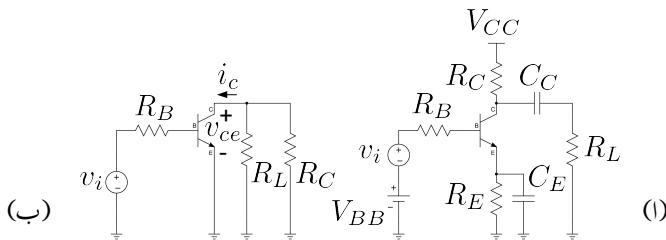
$$I_{CQ} = \frac{5.2 - 0.6}{\frac{5100}{150 + 1} + 1000} = 4.45 \text{mA}$$

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

$$R_E = 1 \text{k}\Omega$$

$$R_B = 5.1 \text{k}\Omega$$

$$V_{BB} = 5.2 \text{V}$$



شکل 3.51:

مطلوبہ جوابات ہیں۔

مثال 3.32: شکل 3.51 اف میں  $C_C$  کے ذریعہ ایمپلیفیگر کو برقی بوجھ  $R_L$  کے ساتھ واپسہ کیا گیا ہے۔ ایسا کپیسٹر جو دو حصوں کی وابستگی پیدا کرتے ہوئے ایک حصے سے دوسرے حصے میں اشارے کی منتقلی کرنے جفتی کپیسٹر<sup>33</sup> لپکا جاتا ہے۔ شکل میں  $i_C$  کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ اور اس کے لئے درکار نقطہ کار کردنی حاصل کریں۔ کپیسٹروں کی قیمت لا محمد وہ تصور کریں۔

حل: یک سمتی رو کے لئے کپیسٹروں کو کھلے سرے کرتے ہوئے یک سمتی رو، خط بوجھ کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.85) \quad V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E$$

$$(3.86) \quad \approx v_{CE} + i_C (R_C + R_E) \quad \text{یک سمتی رو، خط بوجھ}$$

بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.87) \quad V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} (R_C + R_E) \quad \text{یک سمتی رو، خط بوجھ}$$

<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 کمکنہ جیطہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی ہے۔ جیسے شکل 3.48 میں دکھایا گیا ہے یوں  $i_C$  کا زیادہ سے زیادہ ناتراشنا جیطہ مندرجہ بالا مساوات میں دئے  $I_{CQ}$  کے برابر ہو گا۔ چونکہ  $i_c$  متوازی جڑے  $R_L$  اور  $R_C$  سے گزرتا ہے لہذا تقسیم برتنی رو سے  $R_L$  میں برتنی رو  $i_{RL}$  کی قیمت  $\frac{R_C I_{CQ}}{R_L + R_C}$  ہو گی۔ سائن نما اشارے کی صورت میں یوں

$$(3.93) \quad i_{RL} = \frac{R_C}{R_L + R_C} I_{CQ} = \frac{R_C}{R_L + R_C} \left( \frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} \right)$$

ہو گی۔

---



---

مثال 3.33: شکل 3.51 میں  $R_E = 400\Omega$ ،  $V_{CC} = 12V$  اور  $R_C = R_L = 2k\Omega$  ہیں۔ زیادہ سے زیادہ جیٹے کا  $i_C$  حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کار 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 بیس برقی رو  $i_{BF}$  حاصل کرتے ہیں۔

$$(3.95) \quad i_{EF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.96) \quad i_{BF} = i_{EF} - i_{CF} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس آخری مساوات کو حاصل کرتے وقت مساوات 3.94 اور مساوات 3.95 استعمال کئے گئے۔ اس آخری مساوات کو مزید حل کر کے یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.97) \quad i_{BF} = I_S \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

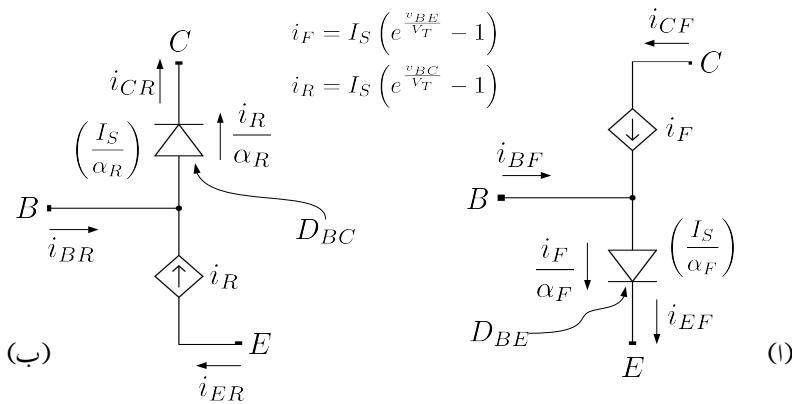
جہاں

$$(3.98) \quad \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) = \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} = \frac{1}{\beta_F}$$

کا استعمال کیا گیا۔

ان مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $i_{CF} = \beta_F i_{EF}$  اور  $i_{CF} = \alpha_F i_{BF}$  یہیں جو کہ ٹرانزسٹر کے جانے پہچانے مساوات ہیں۔ یوں شکل 3.52 الف عمومی طرز پر مائل  $npn$  ٹرانزسٹر کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔

مساوات 3.94، مساوات 3.95 اور مساوات 3.96 (یا اس کا مساوی مساوات 3.97) ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی رو



شکل 3.52: npn ٹرانزسٹر کے ایبر-مال ریاضی نمونہ کا حصول

کے مساوات ہیں۔ ایک ایسا دور جس کے تین سرے ہوں اور جسے حل کر کے اس کے سروں پر یہی تین مساوات حاصل ہوں کو ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جاتا ہے۔

شکل 3.52 الف میں تابع منبع رو<sup>35</sup> کا استعمال کیا گیا ہے جس کی قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.99) \quad i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

اس کے علاوہ اس شکل میں ایک عدد 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 3.52 الف کے تین سروں پر برقی رو حاصل کریں۔ ہم دیکھتے ہیں کہ  $i_{CF}$  اور  $i_F$  برابر ہیں یعنی

$$(3.102) \quad i_{CF} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

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 3.52 الف میں دکھائے دور کو عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کاریاضی نمونہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

اب تصور کریں کہ ٹرانزسٹر کے 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 الٹی 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۔

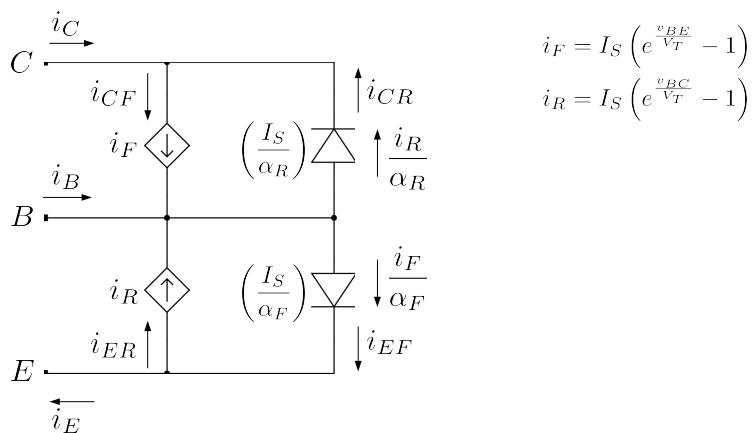
$$(3.111) \quad i_{BR} = I_S \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

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۔

*n-p-n* ٹرانزسٹر کی کارکردگی کو افراہندہ، غیر افراہندہ اور مقطوع تینوں خطوں میں بیان کرنے کی خاطر شکل 3.52 الف اور شکل ب کے ادوار آپس میں متوالی جوڑ کر شکل 3.53 حاصل کیا جاتا ہے جو *n-p-n* ٹرانزسٹر کا ابیر-مال ریاضی نمونہ ہے۔ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کا بیس-اینٹر جوڑ سیدھا مائل ( $v_{BE} \geq 0$  V) ہوتا ہے جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ غیر چالو (یعنی  $v_{BC} \leq 0.5$  V) ہوتا ہے۔ یوں مثلاً اگر  $v_{BE} = 0.65$  V اور



شکل 3.53: npn کا ٹرانزسٹر کا ایک مال مذہل

$i_R = 10^{-14} \text{ A}$  ہوں تو  $v_{BC} = -0.5 \text{ V}$  لیتے ہوئے ہوتے ہیں۔ اس طرح  $i_R$  اور اس پر منحصر جزو نظر انداز کئے جاسکتے ہیں۔ شکل 3.54 اف میں ایسا ہی کرتے ہوئے ریاضی نمونہ کے وہ حصے دکھائے گئے ہیں جو عمومی طرز پر مائل npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی دیتے ہیں۔ ریاضی نمونہ کے بقایا حصوں پر 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 پر مائل کیا جاتا ہے۔ یوں

$$V_{BE} = 0.65 \text{ V}$$

پر مائل کیا جاتا ہے۔ یوں

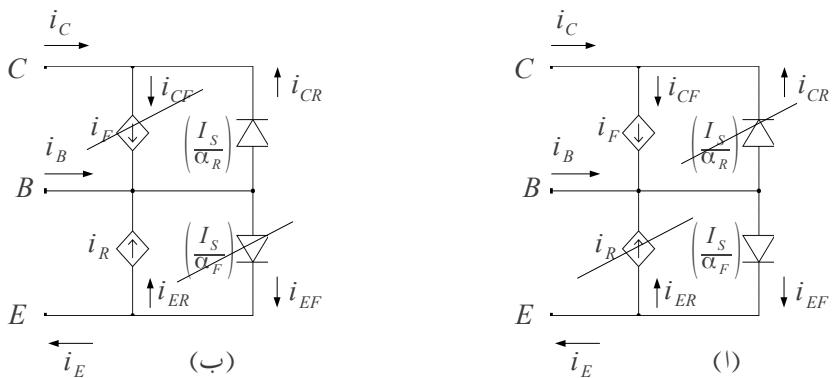
$$I_F = 1.9573 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$I_C = 1.9573 \text{ mA}$$

$$I_E = 1.9771 \text{ mA}$$

$$I_B = 19.573 \mu \text{A}$$



شکل 3.54: npn 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 ریاضی نمونہ استعمال ہو گا۔ شکل 3.53 کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.113) \quad i_E = i_{EF} - i_{ER} = i_{EF} - \alpha_R i_{CR}$$

$$(3.114) \quad i_C = i_{CF} - i_{CR} = \alpha_F i_{EF} - i_{CR}$$

$$(3.115) \quad i_B = i_E - i_C$$

مساوات 3.102 اور مساوات 3.108 کے استعمال سے مساوات 3.114 کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.116) \quad i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.117) \quad \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$$

اسی طرح مساوات 3.113 کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$(3.118) \quad i_E \approx \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$$

اس طرح مساوات 3.115 سے حاصل ہوتا ہے

$$(3.119) \quad \begin{aligned} i_B &\approx \left( \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \left( I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) \\ &= \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \\ &= \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \frac{I_S}{\beta_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \end{aligned}$$

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 3.55 میں ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ کے مابین تعلق بیان کیا گیا ہے یعنی

$$(3.121) \quad v_{CE} = v_{BE} - v_{BC}$$

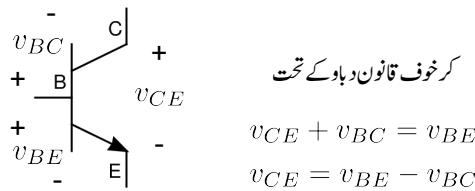
جسے استعمال کرتے ہم اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$(3.122) \quad i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)$$

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 3.55: ٹرانزسٹر پر برقی دباؤ کا آپس میں تعلق

مساوات 3.122 کو مساوات 3.123 پر تقسیم کرنے سے حاصل ہوتا ہے

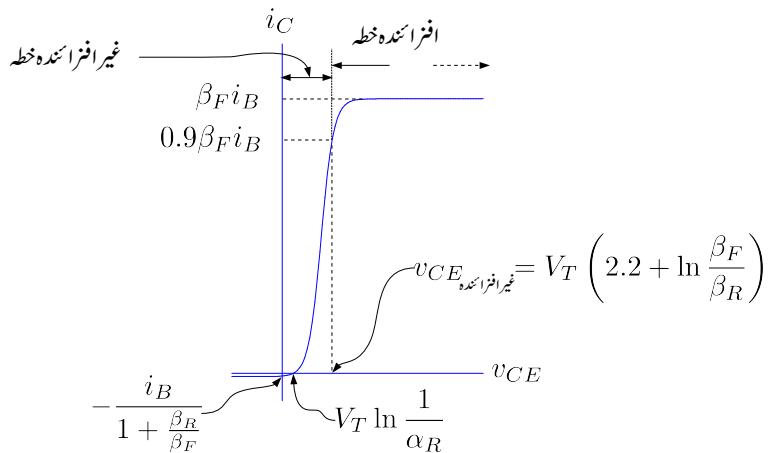
$$(3.125) \quad \frac{i_C}{i_B} = \frac{I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} + \frac{1}{\beta_F} \right)} = \beta_F \frac{\left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{\left( e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} + \frac{\beta_F}{\beta_R} \right)}$$

اس مساوات سے  $v_{CE}$  کی مساوات حاصل کی جاسکتی ہے یعنی

$$(3.126) \quad v_{CE} = V_T \ln \left( \frac{\frac{1}{\alpha_R} + \frac{(i_C/i_B)}{\beta_R}}{1 - \frac{(i_C/i_B)}{\beta_F}} \right)$$

مندرجہ بالا اجبرا سے ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے ایمٹر اور کلکٹر سروں کو آپس میں بدلنا جاسکتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹر یوں بنائے جاتے ہیں کہ عموماً  $\alpha_F \approx 0.01$  اور  $\alpha_R \approx 1$  کے برابر ہوتے ہیں۔ یوں  $\beta_F$  کی قیمت  $\beta_R$  کی قیمت سے کئی گناہ زیادہ ہوتی ہے اور ٹرانزسٹر صرف عمومی طرز پر سیدھا مائل کرنے سے ہی اس کی صحیح کارکردگی حاصل کی جاسکتی ہے۔ مساوات 3.125 کو شکل 3.56 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل سے واضح ہے کہ  $v_{CE}$  کو زیادہ بڑھانے سے 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

$$(3.127) \quad V_{CE} = V_{CE_{\text{no load}}} = V_T \ln \left( \frac{\frac{1+\beta_R}{\beta_R} + \frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right)$$



شكل 3.56: ابیرز-مال ریاضی نمونے سے حاصل کردہ ٹرانزسٹر کا خط

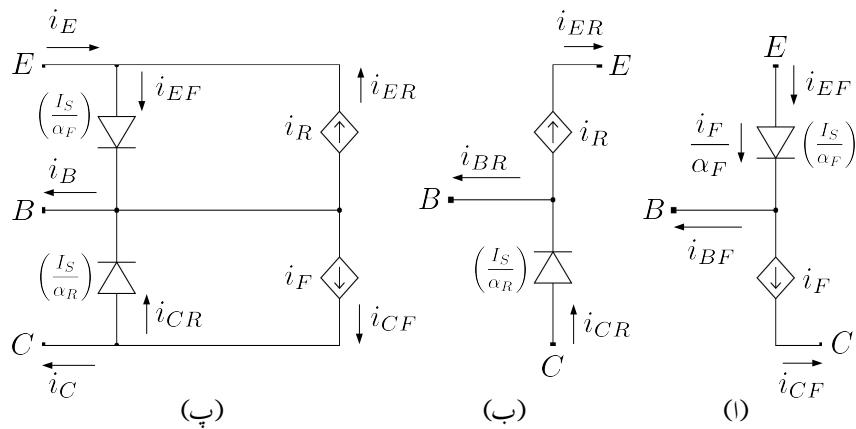
جسے  $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}}$  لکھتے ہیں۔ عموماً  $\beta_F$  کی قیمت  $\beta_R$  سے کئی گناہ زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو اس طرح بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$(3.128) \quad V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} \approx V_T \ln \left( \frac{\frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1 - 0.9} \right) = V_T \ln \frac{9\beta_F}{\beta_R} = V_T \left[ 2.2 + \ln \left( \frac{\beta_F}{\beta_R} \right) \right]$$

اگر  $\beta_R = 0.01$  اور  $\beta_F = 180$  ہوں تب  $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} = 0.2995 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح اگر  $\beta_R = 0.15$  اور  $\beta_F = 100$  ہوں تب  $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} = 0.21756 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اس کتاب میں جہاں خاص طور بتایا ہے جائے وہاں  $V_{CE, \text{نیز افزائندہ}} = 0.2 \text{ V}$  لیا جائے گا۔

صفحہ 276 پر شکل 3.36 میں دئے خطوط سے یہ غلط تاثر ملتا ہے کہ  $v_{CE} = 0 \text{ V}$  پر  $i_C = 0 \text{ A}$  ہوتا ہے۔ شکل 3.56 سے صاف ظاہر ہے کہ ایسا 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 3.57: pnp ٹرانزسٹر کا ایبرز-مال ماذل

3.11.2 pnp ٹرانزسٹر کا ایبرز-مال ماذل

شکل 3.57 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-مال (E - B) جوڑ سیدھا مائل کیا جاتا ہے لہذا ٹرانزسٹر کے مساوات لکھتے وقت  $v_{EB}$  کا استعمال کیا جاتا ہے لہذا

$$i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{EB}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1 \right)$$

لکھے جائیں گے۔ امید کی جاتی ہے کہ آپ اس ریاضی نمونہ کو خود سمجھ سکیں گے۔

## 3.11.3 مال برداری ریاضی نمونہ

شکل 3.59 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 ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے جو دراصل ٹرانزسٹر کے میں۔ ایمپر جوڑ کے ڈائیوڈ  $D_{BE}$  کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات 2.4 میں ڈائیوڈ کے لبریزی برقی رو کو  $I_{SBE}$  لکھتے ہیں۔ موجودہ استعمال میں  $I_{SBE}$  کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$(3.129) \quad I_{SBE} = \frac{I_S}{\beta_F}$$

شکل الف میں ڈائیوڈ  $D_{BE}$  کے قریب تو سین میں بند  $I_{SBE}$  کی قیمت  $\frac{I_S}{\beta_F}$  کو یاد دہانی کے خاطر لکھا گیا ہے۔ اس طرح ڈائیوڈ  $D_{BE}$  کے مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(3.130) \quad i_{DF} = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل الف کو دیکھتے ہم لکھ سکتے ہیں

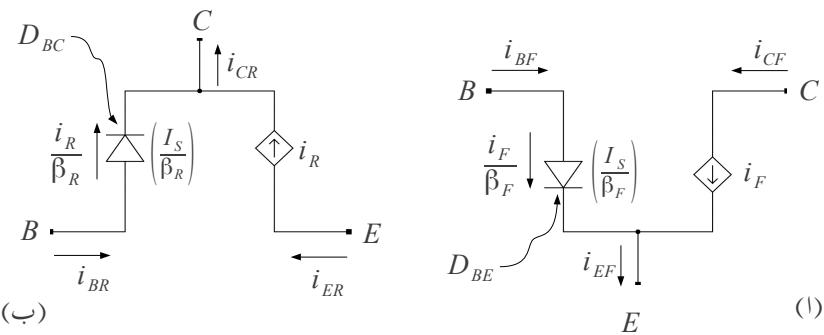
$$(3.131) \quad i_{CF} = i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.132) \quad i_{BF} = i_{DF} = \frac{i_F}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.133) \quad i_{EF} = i_{BF} + i_{CF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

شکل 3.59 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 ڈائیوڈ  $D_{BC}$  استعمال کیا گیا ہے جو ٹرانزسٹر کے میں۔ ٹکلٹر جوڑ کے ڈائیوڈ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس ڈائیوڈ کے لبریزی برقی رو  $I_{SBC}$  کی قیمت مندرجہ ذیل ہے۔

$$(3.134) \quad I_{SBC} = \frac{I_S}{\beta_R}$$



شکل 3.58: npn ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

شکل (ب) میں یاد دہانی کی خاطر 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۔

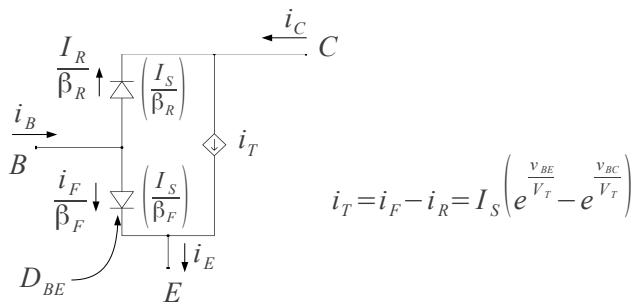
$$(3.136) \quad i_{ER} = i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.137) \quad i_{BR} = \frac{i_R}{\beta_R} = \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.138) \quad i_{CR} = i_{BR} + i_{ER} = \frac{i_R}{\alpha_R} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

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 3.58 کو افراستنڈہ، غیر افراستنڈہ اور منقطع تینوں خطوں میں ظاہر کرنے کی خاطر شکل 3.59 الف اور شکل ب کو متوازی جوڑ کر شکل 3.59 حاصل کیا گیا ہے جو npn ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ ہے۔ دونوں



شکل 3.59: npn ٹرانزسٹر کا 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 جا سکتا ہے۔ شکل 3.59 میں دکھائے مال برداری ریاضی نمونہ کو دیکھتے ہوئے، مساوات 3.131 اور مساوات 3.136 کے استعمال سے کسی بھی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کے مساوات حاصل 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 3.58 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 3.59 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۔

$$(3.151) \quad i_C = i_T - i_{D_{BC}} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.152) \quad i_E = i_T + i_{D_{BE}} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

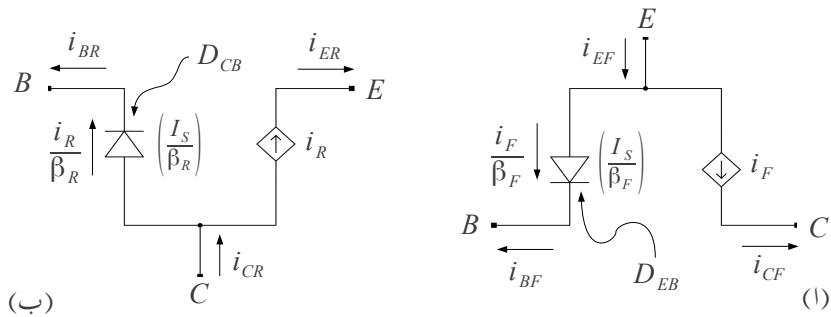
یہ بالکل مساوات 3.143 اور مساوات 3.144 کے جواب ہی ہیں۔

---



---

مشق 3.1: مشق: شکل 3.60 کی مدد سے  $p-n-p$  ٹرانزسٹر کے مساوات لکھیں اور ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ حاصل کریں جسے شکل 3.61 میں دکھایا گیا ہے۔

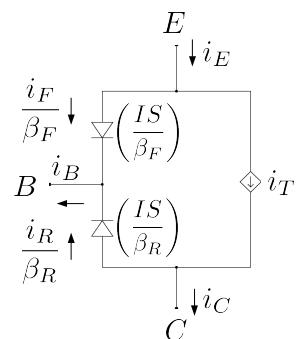


شکل 3.60: ٹرانزسٹر کے مال برداری یا خی نمونہ کا حصول

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 3.61: ٹرانزسٹر کا مال برداری یا خی نمونہ

عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر میں ایمپر - بیس جوڑ کو سیدھا مائل  $v_{EB} \geq 0V$  جبکہ گلکٹر - 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۔

$$(3.153) \quad i_F = I_S \left( e^{\frac{v_{FB}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$(3.154) \quad i_R = I_S \left( e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1 \right)$$

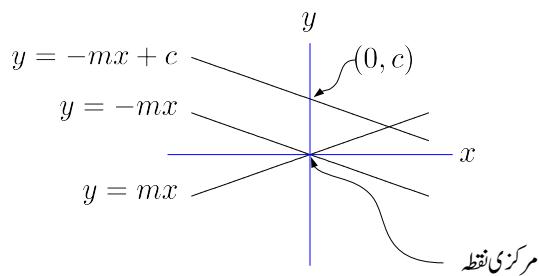
### 3.12 نفی کار

شکل 3.62 میں چند خطوط دکھائے گئے ہیں۔ آپ  $y = mx$  کے خط سے بخوبی واقف ہیں۔ یہ خط کار تینی محدود کے مبدأ  $(0,0)$  سے گزرتا ہے۔ اسی شکل میں  $y = -mx$  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۔

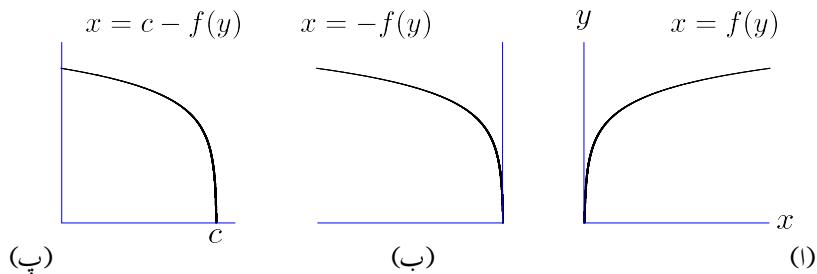
اسی طرح  $y = f(x)$  کا  $y$  محور میں عکس  $(y) = -f(x)$  ہو گا اور خط کو ثابت  $x$  جانب  $c$  اکائی منتقل کرنے سے  $x = f(y)$  حاصل ہوتا ہے۔ ان حقائق کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے۔

•  $y$  محور میں  $x = f(y)$  کا عکس لینے سے  $x = -f(y)$  حاصل ہوتا ہے۔

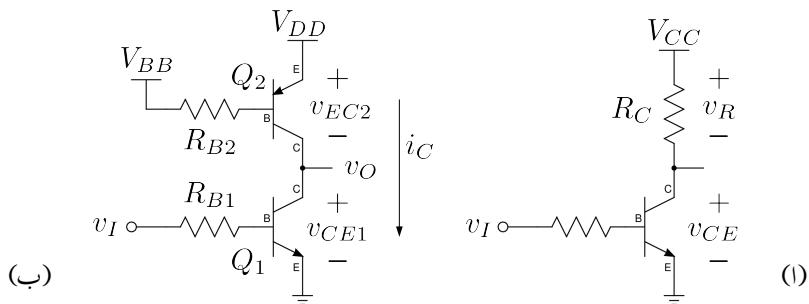
•  $x$  کو  $y$  محور پر ثابت جانب  $c$  اکائی منتقل کرنے سے  $x = f(y) + c$  حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.62: افقی محور میں عکس اور عمودی سمت میں منتقلی



شکل 3.63: عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی



شکل 3.64: نفی کار

شکل 3.63 اف میں  $x = f(y)$  جکہ شکل ب میں اسی کا عمودی محور میں عکس  $(y) - f(x) = y$  دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں عکس کو دائیں جانب  $c$  اکائی منتقل کرتے ہوئے  $x = c - f(y) = c - y$  حاصل کیا گیا ہے۔

ان معلومات کو مد نظر رکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ شکل 3.64 میں ٹرانزسٹر کا سادہ دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور پر ہم تفصیلًا بحث کر سکتے ہیں۔ آئیں اس کے خط بو جھ کھپیں۔ اس دور کے لئے لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_{CE} = V_{CC} - v_R$$

پیہاں  $v_R = i_C R_C$  کے برابر ہے لہذا اسی مساوات کو پوں لکھا جا سکتا ہے

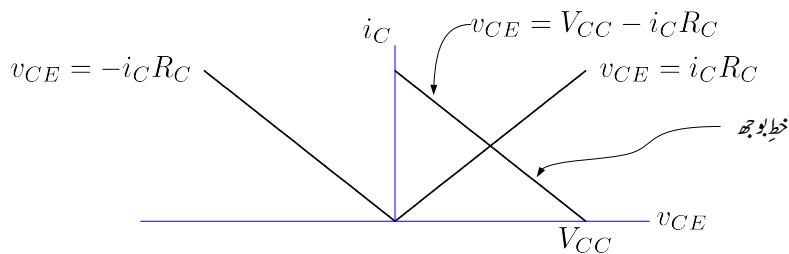
$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$$

$v_{CE}$  کو افقي محور اور  $i_C$  کو عمودي محور پر رکھتے ہوئے  $v_{CE} = f(i_C)$  کو طرز پر کھینچا جا سکتا ہے۔ عمودی محور میں اس خط کا عکس لینے سے  $v_{CE} = -i_C R_C$  حاصل ہوتا ہے جسے  $V_{CC}$  کا یاں افقي محور پر دائیں منتقل کرتے ہوئے خط بوجھ  $v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$  حاصل ہوتا۔ شکل 3.65 میں قدم با قدم ایسا کرنا دکھایا گیا ہے۔

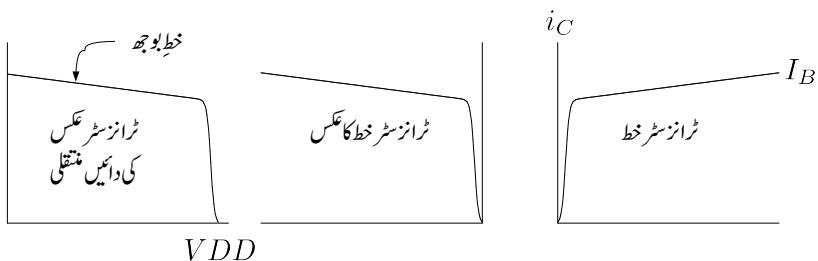
آنکیں اب اصل موضوع پر غور کریں۔ شکل 3.64 ب میں نفی کار<sup>37</sup> دکھایا گیا ہے جو عددی ادوار<sup>38</sup> کا اہم ترین دور ہے۔ عددی ادوار میں ثبت منبع کو عموماً  $V_{DD}$  لکھا جاتا ہے۔ اسی لئے شکل میں  $V_{EE}$  یا  $V_{CC}$  کی جگہ  $V_{DD}$  لکھا گیا ہے۔ پہلاں  $Q_2$  بطلور بر قی لوچ کردار ادا کرتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_{CE1} = V_{DD} - v_{EC2}$$

NOT gate<sup>37</sup>  
digital circuits<sup>38</sup>



شکل 3.65: خطِ بوجہ کا حصول۔



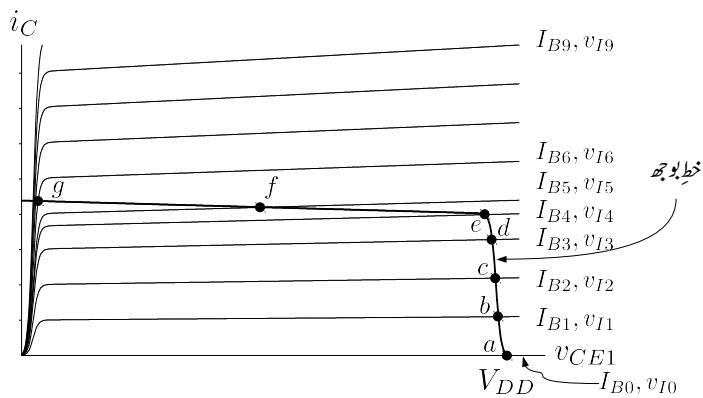
شکل 3.66: ٹرانزسٹر کے خط کی عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی۔

لکھا جا سکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی خطِ بوجہ 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 3.66 میں قدم با قدم دکھایا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے ایمپٹر اور بیس پر یک سمتی برقی دباؤ مہیا کئے گئے ہیں لہذا اس کے بیس پر برقی رو  $I_B$  یک سمتی ہو گی جسے شکل سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$I_B = \frac{V_{DD} - V_{EB} - V_{BB}}{R_{B2}}$$

ٹرانزسٹر کے  $v_{EC2} = f(i_C)$  خطوط سے مراد  $pnp$  ٹرانزسٹر کے  $i_C$  بال مقابل  $v_{EC}$  خطوط ہیں جنہیں صفحہ 278 پر شکل 3.37 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 3.67: ٹرانزسٹر خطوط پر خط بوجھ کھینچا گیا ہے۔

شکل 3.67 میں  $Q_1$  کے خطوط پر خط بوجھ کو کھینچا گیا ہے۔ اگر اس دور کو بطور ایمپلیفائر استعمال کرنا مقصود ہو تو نقطہ کار کردگی کو  $f$  کے قریب رکھ کر زیادہ سے زیادہ حیطے کا خارجی اشارہ حاصل کرنا ممکن بنایا جاسکتا ہے۔ نقطہ کار کردگی کو  $f$  پر رکھنے کی خاطر  $Q_1$  کے بیس پر  $I_{B5}$  برقی رو دکار ہو گی۔ شکل 3.64 کو دیکھتے ہوئے  $Q_2$  کے بیس پر برقی رو کی مساوات یوں لکھی جاسکتی ہے

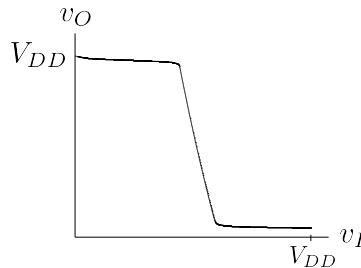
$$i_B = \frac{v_I - v_{BE}}{R_{B1}}$$

جہاں  $v_{BE} = 0.7\text{V}$  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 3.67 میں  $Q_1$  کے خطوط پر  $v_{I1}$ ,  $v_{I2}$ ,  $v_{I3}$  وغیرہ لکھتے ہوئے  $v_{I1}$  اس مساوات سے 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  $v_I$  کی قیمت  $5\text{V}$  تا  $0\text{V}$  تبدیل کرتے ہوئے شکل 3.67 کی مدد سے  $v_O$  حاصل کریں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_O$  دراصل  $v_{CE1}$  کے ہی برابر ہے۔

$v_{I0} = 0\text{V}$  پر  $i_{C0} = 0\text{A}$  اور  $Q_1$  نے 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  $v_I$  بال مقابل  $v_O$  حاصل کرتے ہوئے شکل 3.68 میں دکھایا گیا  $v_O$  بال مقابل  $v_I$  کا خط کھینچا جائتا ہے۔

صفحہ 503 پر حصہ 4.12 میں بہتر نفی کار پر غور کیا جائے گا۔



شکل 3.68: نفی کارکارا خارجی اشارہ بال مقابل داخلی اشارہ خط

## 3.13 باریک اشاراتی تجزیہ

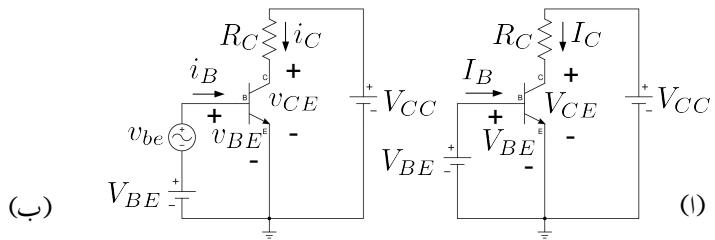
اس حصے میں کم تعداد پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جس کی مدد سے اگلے حصے میں ٹرانزسٹر کا پست تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کیا جائے گا۔ اسی ریاضی نمونے میں ٹرانزسٹر کے اندر ونی کمپیوٹروں کی شمولیت سے بلند تعدادی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے حصہ 6.11.1 میں حاصل کیا گیا ہے۔

## 3.13.1 ترمیمی تجزیہ

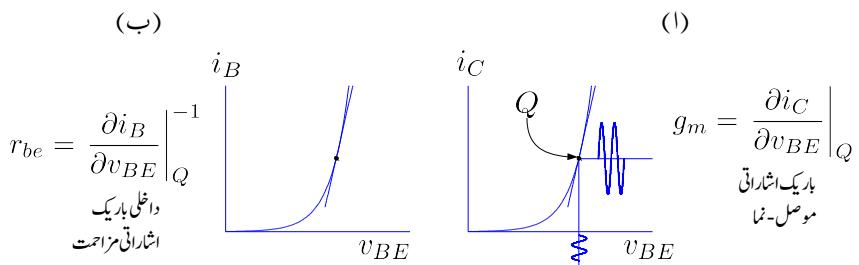
شکل 3.69 الف میں ٹرانزسٹر کا دور و کھایا گیا ہے جس کے داخلی جانب مائل کرنے والا بر قی دباؤ ٹرانزسٹر کو  $V_{BE}$  پر مائل کرتا ہے۔ شکل 3.70 الف میں یوں حاصل نقطہ کارکردگی  $Q$  دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.69 ب میں داخلی بر قی دباؤ  $V_{BE}$  کے ساتھ سلسہ وار بدلتا باریک اشارہ  $v_{be}$  جوڑا گیا ہے۔  $v_{be}$  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 3.70 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 3.70 الف سے صاف واضح ہے کہ

$$(3.155) \quad i_c = g_m v_{be}$$



شکل 3.69: نقطه میانی پر ترانزستور کی کار کردگی



شکل 3.70: بدریک اشاراتی افزایش موصل-نما اور بدریک 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 موصلیت۔ نما<sup>39</sup> کہتے ہیں جسے عموماً چھوٹا کر کے افزائش موصلیت۔ نما یا صرف موصلیت۔ نما<sup>40</sup> پکارا جاتا ہے۔

برقی رو تقسم برقی دباؤ کو موصلیت کہتے ہیں۔  $g_m$  ٹرانزسٹر کے خارجی جانب کے برقی رو اور اس کے داخلی جانب کے برقی دباؤ سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں یہ حقیقی موصلیت نہیں ہے بلکہ اس کی مساوات موصلیت کی مساوات سے مشابہت رکھتا ہے۔ یوں اسے  $g_m$  لکھا اور موصلیت۔ نما<sup>41</sup> پکارا جاتا ہے۔  $g_m$  کی اکائی موصلیت کی اکائی  $\frac{A}{V}$  یا سیمیتر<sup>42</sup> ہی ہے۔

### 3.13.2 باریک اشاراتی داخلی مزاحمت $r_{be}$ اور $r_e$

ٹرانزسٹر کے داخلی جانب برقی دباؤ  $v_{BE}$  مہبیا کرنے سے اس کے بیس سرے پر برقی رو  $i_B$  اور انپلٹ سرے پر برقی رو  $i_E$  پیدا ہوتا ہے۔ شکل 3.70 ب میں ٹرانزسٹر کا  $i_B - v_{BE}$  خط دکھایا گیا ہے۔ نقطہ کار کردگی پر  $i_B - v_{BE}$  خط سے ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $r_{be}$  یوں حاصل کیا جاتا ہے۔

$$(3.157) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q$$

یعنی اگر نقطہ کار کردگی پر اس خط کی ڈھلوان  $m$  ہو تو

$$r_{be} = \frac{1}{m}$$

small signal transconductance gain<sup>39</sup>  
transconductance gain<sup>40</sup>  
transconductance<sup>41</sup>  
Siemens<sup>42</sup>

ہو گا۔ اس کو یوں لکھا 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 3.69 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 3.69 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 3.70 میں دکھایا گیا ہے، مندرجہ بالا مساوات کے مطابق  $g_m = v_{BE} - i_C$  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 3.70 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 3.70 ب میں ٹرانزسٹر کا  $i_B - v_{BE}$  خط گراف کیا گیا ہے۔ نقطہ مائل پر خط کے ڈھلوان سے ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت  $r_{be}$  حاصل کیا جاسکتا ہے یعنی

$$(3.185) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_Q^{-1}$$

چونکہ  $i_C = \beta i_B$  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۔

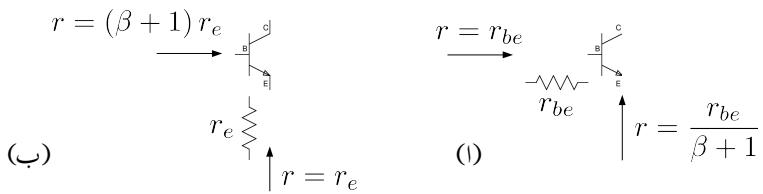
$$(3.193) \quad r_e = \frac{r_{be}}{\beta+1}$$

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 3.71: باریک اشاراتی داخلی مزاحمت اور ان کے عکس

ٹرانزسٹر کے ایمپ جانب سے  $r_e$  نظر آئے گا جبکہ اس کے بیس جانب سے دیکھتے ہوئے ہمیں  $r_e (\beta + 1)$  نظر آئے گا۔ مساوات 3.194 میں کہتا ہے۔ شکل 3.71 ان حقائق کے تصوراتی اشکال پیش کرتا ہے۔

مثال 3.37: pnp ٹرانزسٹر کے مساوات حاصل کریں۔

حل: مساوات 3.55 کو استعمال کرتے ہوئے

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{EB}} \right|_Q$$

$$= \frac{I_S e^{\frac{V_{FB}}{V_T}}}{V_T}$$

یعنی

$$(3.195) \quad g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح  $i_B = \frac{i_C}{\beta}$  لکھتے ہوئے

$$(3.196) \quad r_{be} = \left. \frac{\partial v_{EB}}{\partial i_B} \right|_Q = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{EB}} \right|_Q^{-1} = \frac{\beta V_T}{I_C} = \frac{\beta}{g_m}$$

اور  $i_E = \frac{i_C}{\alpha}$  لکھتے ہوئے

$$(3.197) \quad r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C} = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} = \approx \frac{1}{g_m}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ خارجی مزاحمت  $r_o$  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۔

$$(3.201) \quad i_c = g_m v_{be}$$

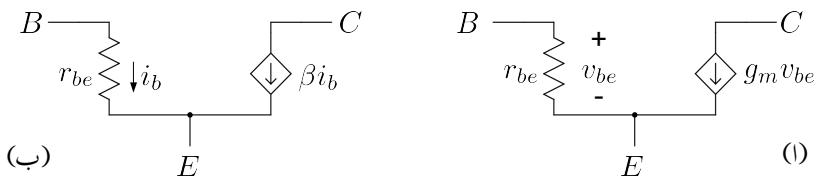
$$(3.202) \quad i_b = \frac{v_{be}}{r_{be}}$$

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 3.72 الف پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس دورے

$$v_{be} = i_b r_{be}$$

$$i_c = g_m v_{be}$$



شکل 3.72: پست تعدادی باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونہ

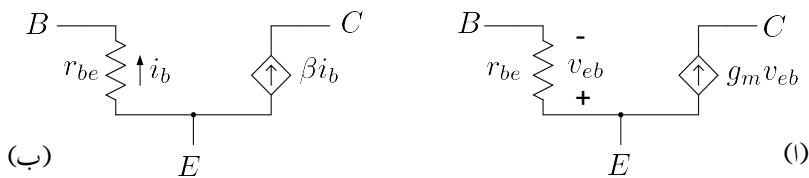
مساوات حاصل ہوتے ہیں جو کہ مساوات 3.201 اور مساوات 3.202 ہی ہیں۔ یوں یہ دور ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی کارکردگی ہی بیان کرتا ہے، لہذا یہ دور ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ ہی ہے۔ اس کا عمومی نام ٹرانزسٹر کا پست تعدادی باریک اشاراتی پائے ( $\pi$ ) ریاضی نمونہ<sup>45</sup> ہے جسے چھوٹا کر کے صرف  $\pi$  ریاضی نمونہ یا پائے ریاضی نمونہ لکھا جاتا ہے۔

شکل 3.72 ب میں  $\pi$  ریاضی نمونہ کا قدر مختلف دور دکھایا گیا ہے۔ مساوات 3.188 اور مساوات 3.202 کے استعمال سے

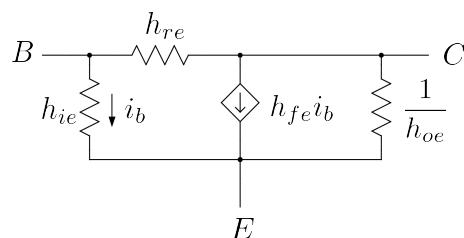
$$\beta i_b = \beta \frac{v_{be}}{r_{be}} = g_m v_{be}$$

لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ دونوں اشکال سے حاصل جوابات یکساں ہیں۔ شکل 3.72 الف اور شکل ب اس کتاب میں بار بار استعمال کئے جائیں گے۔

شکل 3.73 میں  $pnp$  ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونے دکھائے گئے ہیں جہاں بر قی روکی سمتیں شکل 3.72 کے الٹ ہیں۔ اسی طرح یہاں  $v_{be}$  کی جگہ  $v_{eb}$  استعمال کیا گیا ہے۔ اگر  $pnp$  کے ان ریاضی نمونوں میں  $v_{eb}$  کی جگہ  $v_{be}$  لکھا جائے تو تابع منع روکی سمت الٹ ہو جائے گی اور یوں شکل 3.72 ہی حاصل ہو گا۔ اس طرح ہم دیکھتے ہیں کہ  $pnp$  کے لئے بھی شکل 3.72 کے ریاضی نمونے استعمال کئے جاسکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔ شکل 3.74 میں پائے ریاضی نمونے کی ایک اور نہایت مقبول شکل دکھائی گئی ہیں جہاں تمام اجزاء



شکل 3.73: کاپ باریک اشاراتی  $\pi$  ریاضی نمونہ



شکل 3.74: پائے ریاضی نمونے کی ایک اور مقبول شکل

کے نام  $h$  سے شروع ہوتے ہیں۔ ان اجزاء کو  $h$  اجزاء ہی پکارا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دراصل

$$h_{ie} = r_{be}$$

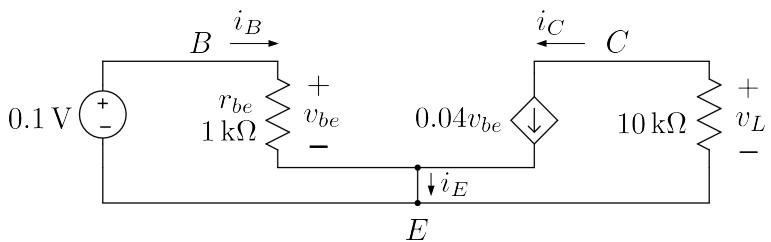
$$h_{fe} = \beta$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o}$$

$$h_{re} = \infty$$

ہیں۔ صنعت کار عموماً ٹرانزسٹر کے  $h$  اجزاء فراہم کرتے ہیں۔  $h$ -ریاضی نمونے پر مزید کوئی بات نہیں کی جائے گی۔

مثال 3.38: شکل 3.72 میں  $B$  اور  $E$  کے درمیان  $0.1\text{ V}$  کا برقی دباؤ 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 3.72 کی جگہ شکل 3.73 استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔



شکل 3.75

حل: شکل 3.75 میں دور دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$v_{BE} = 0.1 \text{ V}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یہاں

$$i_C = 0.04 \times 0.1 = 4 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ E جوڑ پر کرنوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

$$i_E = i_B + i_C = 4.1 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

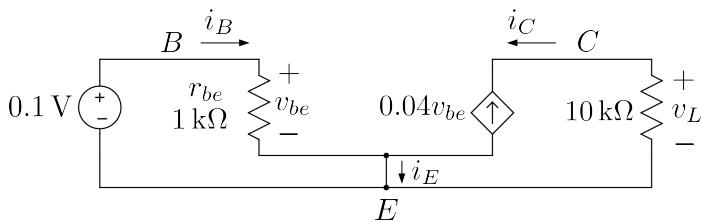
آئیں شکل 3.76 کو استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ اس شکل میں شکل 3.73 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ یہاں

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$v_{eb} = -0.1 \text{ V}$$

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

$$i_C = -0.04 \times (-0.1) = 4 \text{ mA}$$



: 3.76

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

$$i_E = i_B + i_C = 4.1 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

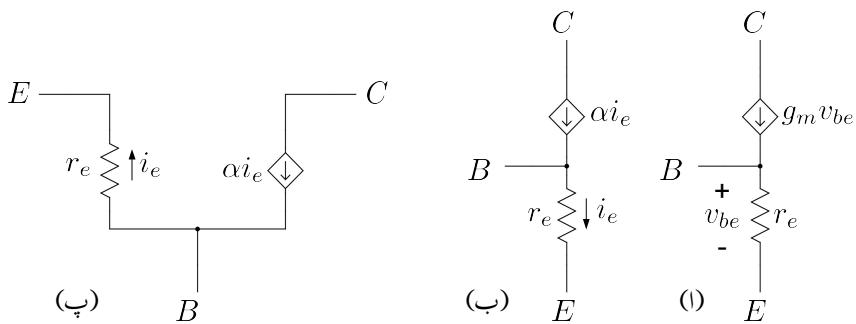
دونوں اشکال کے جوابات بالکل یکساں ہیں۔ یہی وجہ ہے کہ  $pnp$  کے لئے بھی شکل 3.72 کا ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔

### 3.14.1 $T$ 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>  $T$  ریاضی نمونے کی شکل انگریزی کے حروف  $T$  کی مانند ہے۔ اسی لئے اس کو  $T$  ریاضی نمونہ کہتے ہیں۔

<sup>47</sup> مشترک ایمپ، مشترک کلکٹر اور مشترک میں کی پیچان حصہ 3.19 میں کی گئی ہے۔



شکل 3.77: ریاضی نمونہ

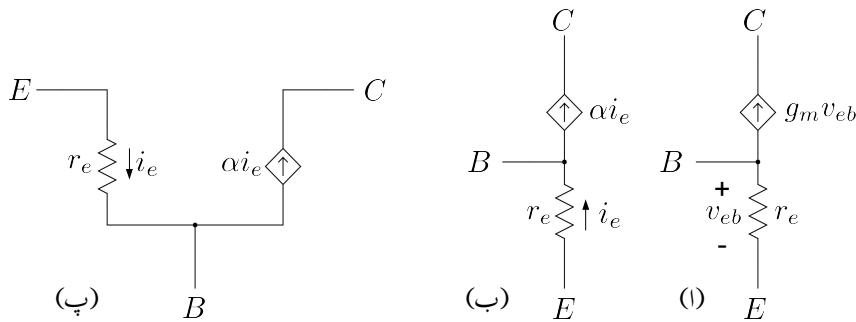
ادوار حل کرتے ہوئے عموماً پائے ریاضی نمونے ہی استعمال کیا جاتا ہے جبکہ بیس مشترک ادوار کو T ریاضی نمونے کی مدد سے زیادہ آسانی سے حل کرنا ممکن ہوتا ہے۔  $r_o$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ہوئے npn کے T ریاضی نمونے کے مختلف اشکال کو شکل 3.77 میں دکھایا گیا ہے۔ انہیں ریاضی نمونے میں C اور E کے مابین  $r_o$  نسب کرتے ہوئے ہوئے  $r_o$  کے اثر کو بھی شامل کیا جاسکتا ہے۔

شکل 3.77 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  $v_{be}$  بر قی دباؤ پایا جائے تو  $i_e = \frac{v_{be}}{r_e}$  ہو گا۔ کرخوف کے قانون برائے بر قی دباؤ کے تحت  $i_b = i_e - i_c = i_e - i_c$  ہو گا۔ آئیں اس کی قیمت حاصل کریں۔ چونکہ

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

$$r_e = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha V_T}{I_C}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$



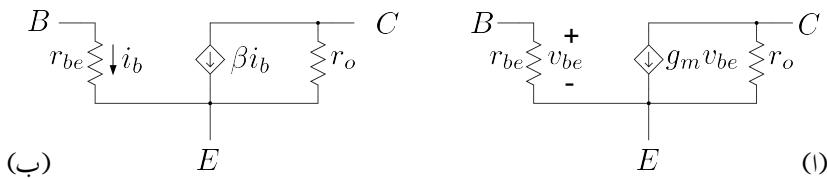
شکل 3.78 : pnp T ریاضی نمونہ

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  $\frac{1}{\alpha}$ -ریاضی نمونے کی دوسری ممکنہ صورت دکھائی گئی ہے جہاں  $i_c = \alpha i_e$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ شکل پ میں  $\frac{1}{\alpha}$ -ریاضی نمونے کو پائے  $\pi$  طرز پر بنایا گیا ہے۔

شکل 3.78 میں  $T$  pnp کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ یہاں بھی اگر  $v_{be}$  کی جگہ  $v_{eb}$  لکھا جائے تو شکل میں تابع منع روکی سمت الٹ ہو جائے گی اور یوں اس سے شکل 3.77 ہی حاصل ہو گا۔ اس کا مطلب ہے کہ  $pnp$  کے لئے بھی شکل 3.77 کے ریاضی نمونے استعمال کئے جاسکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔



شكل 3.79: پائے ریاضی نمونہ بمعہ خارجی مزاحمت  $r_0$

3.14.2 پائے ریاضی نمونہ بمعہ خارجی مزاجمت  $r_0$

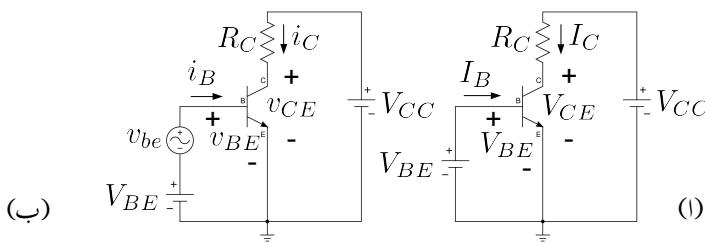
مساویات 3.62 ٹرانزسٹر کا پاریک اشاراتی خارجی مزاحمت  $r_o$  دیتا ہے۔  $i_C$  پر  $v_{ce}$  کے اثرات کو ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ میں  $r_o$  سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ شکل 3.79 میں پائے ریاضی نمونہ بعد خارجی مزاحمت  $r_o$  دکھائے گئے ہیں۔

3.15 یک سمتی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

شکل 3.80 کا یہ سمجھی دو دکھایا گیا ہے جہاں  $V_{BE}$  ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تعین کرتا ہے۔ شکل ب میں  $V_{BE}$  کے ساتھ سلسہ وار باریک اشارہ  $v_{be}$  جوڑا گیا ہے جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر نقطہ مائل کے قریب تقریب  $i_C - v_{BE}$  خط پر چال قدمی کرتا ہے۔ شکل اف میں تمام متغیرات یک سمجھتی 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 دباو 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 3.80: 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 3.80 ب کے خارجی جانب

$$\begin{aligned} v_{CE} &= V_{CC} - i_C R_C \\ V_{CE} + v_{ce} &= V_{CC} - (I_C + i_c) R_C \\ V_{CE} + v_{ce} &= V_{CC} - I_C R_C - i_c R_C \\ \underbrace{V_{CE} - V_{CC} + I_C R_C}_{=0} + v_{ce} &= -i_c R_C \end{aligned}$$

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) 
$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_C$$

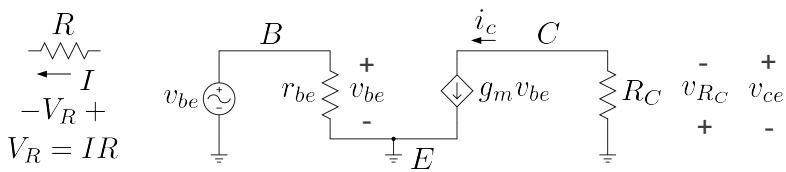
مساوات 3.203 اور مساوات 3.204 سے شکل 3.80 میں یک سمیٰ متغیرات  $I_C$  اور  $V_{CE}$  حاصل ہوتے ہیں جبکہ مساوات 3.205 اور مساوات 3.206 سے اسی شکل کے بدلتے متغیرات  $i_c$  اور  $v_{ce}$  حاصل ہوتے ہیں۔ یک سمیٰ متغیرات شکل الف سے حاصل کئے گئے جہاں بدلتے متغیرات موجود نہیں۔

شکل 3.72 اف میں دئے گئے ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے پر داخلی جانب  $v_{be}$  لاگو کرتے ہوئے اور اس کے خارجی جانب مزاحمت  $R_C$  جوڑنے سے شکل 3.81 حاصل ہوتا ہے جس سے

(3.208) 
$$i_c = g_m v_{be}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات 3.205 ہے جسے اصل ٹرانزسٹر کا دور حل کرتے حاصل کیا گیا تھا۔

اسی طرح  $V_{R_C}$  کو اُوہم کے قانون کی مدد سے حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں 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 3.81: باریک اشاراتی مساوی دور

$$(3.209) \quad \begin{aligned} v_{R_C} &= i_c R_C \\ &= g_m R_C v_{be} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر 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

$$(3.210) \quad v_{ce} = -g_m R_C v_{be}$$

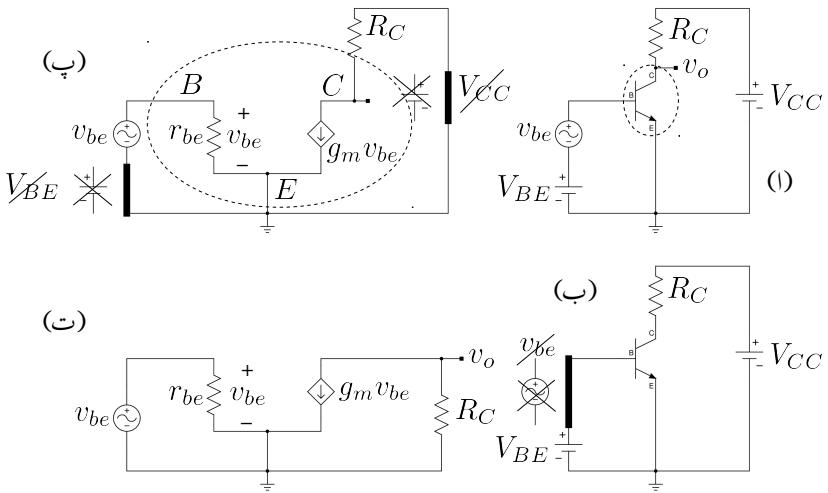
حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات ہی ہے جسے اصل ٹرانزسٹر کا دور حل کرتے حاصل کیا گیا تھا۔

مندرجہ بالا مساوات سے باریک اشاراتی انفرائش برقی دباؤ  $A_v$  حاصل ہوتی ہے۔

$$(3.211) \quad A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_C$$

ہم دیکھتے ہیں کہ شکل 3.80 ب میں دئے گئے دور کے بدلتے متغیرات شکل 3.82 کو حل کرنے سے بھی حاصل کئے جاسکتے ہیں۔ یہ ایک انتہائی اہم نتیجہ ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے ادوار کو قلم و کاغذ پر حل کرتے استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل 3.82 میں دکھایا دور شکل 3.80 ب کا مساوی باریک اشاراتی دور ہے۔

آئیں شکل 3.82 کی مدد سے دیکھیں کہ کسی بھی ٹرانزسٹر دور کے مساوی یک سمتی اور مساوی باریک اشاراتی ادوار کیسے حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہم نے اوپر دیکھا کہ بدلتے متغیرات کے مساوات میں تمام یک سمتی متغیرات کو کٹ جاتے ہیں۔ یوں کسی بھی دور کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کرتے وقت دور میں تمام یک سمتی منبع کی قیمتیں صفر کر دیں جاتی ہیں اور ٹرانزسٹر کی جگہ ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کر دیا جاتا ہے۔ یک سمتی منبع برقی دباؤ کی قیمت صفر کرنے کی خاطر ان کے دونوں سرے قصر دور تصور کئے جاتے ہیں۔ اگرچہ موجودہ مثال میں یک سمتی منبع برقی رو استعمال نہیں کیا گیا لیکن اگر ایسا کیا جائے تو یک سمتی منبع برقی رو کی قیمت صفر کرنے کی خاطر اس کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔



شکل 3.82: (أ) اصل دور، (ب) مساوی یک سمتی دور، (ت) مساوی باریک اشاراتی دور

آنئں اب شکل 3.82 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  $V_{CE} > V_{CE_{افراستنڈہ}}$ )۔

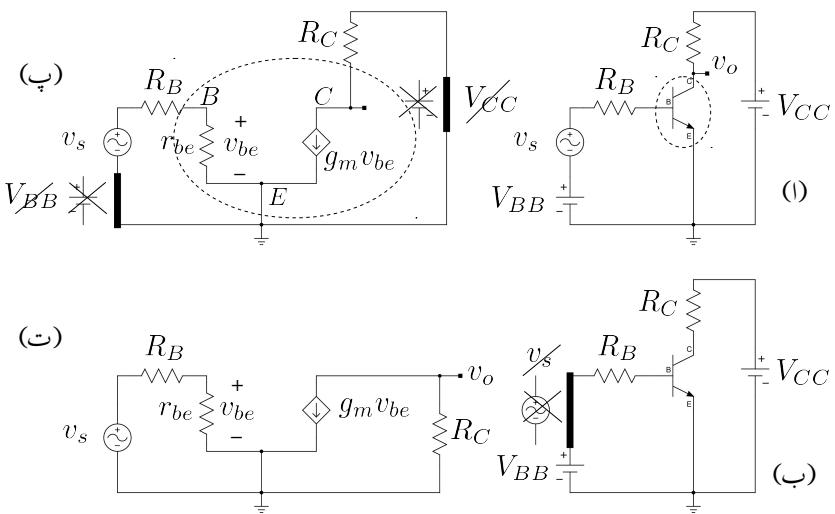
3. حاصل کردہ  $I_C$  استعمال کرتے ہوئے نقطہ کار کردگی پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں یعنی۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{1}{g_m}$$

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 3.83: (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 چوٹیوں 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 3.83 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 ٹرانزسٹر کے بیمتر جانب منتقل کرتے ہوئے  $\frac{R_B}{\beta_0}$  لکھ کر بھی حاصل کیا جاسکتا تھا یعنی

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left( \frac{R_B}{\beta_0} \right)}$$

خارجی جانب سے

$$(3.213) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

حاصل ہوتا ہے۔ باریک اشاراتی متغیرات حاصل کرنے سے پہلے یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر افراہندہ خطے میں ہے۔ اگر حاصل کردہ  $V_{CE}$  کی قیمت غیر افراہندہ  $V_{CE, \text{غیر افراہندہ}}$  سے کم ہوتی تو ٹرانزسٹر 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 ٹرانزسٹر 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  $v_o$  لکھا جاسکتا ہے یعنی

$$v_o = -i_c R_C = - (g_m v_{be}) R_C = -g_m R_C \left( \frac{v_s r_{be}}{R_B + r_{be}} \right)$$

جس سے افراش  $A_v$  یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(3.214) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}}$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ آیا مطلوبہ خارجی اشارہ  $v_o$  کے ثابت اور منفی چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افراش نہ خلے میں ہی رہتا ہے یا نہیں۔ میرے خیال میں یہ بات مثال کی مدد سے زیادہ آسانی سے سمجھ آئے گی۔

---

مثال 3.39: شکل 3.83 میں

$$\begin{aligned}\beta_0 &= 100 \\ V_{CC} &= 15 \text{ V} \\ V_{BB} &= 2.5 \text{ V} \\ R_C &= 7.5 \text{ k}\Omega \\ R_B &= 180 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

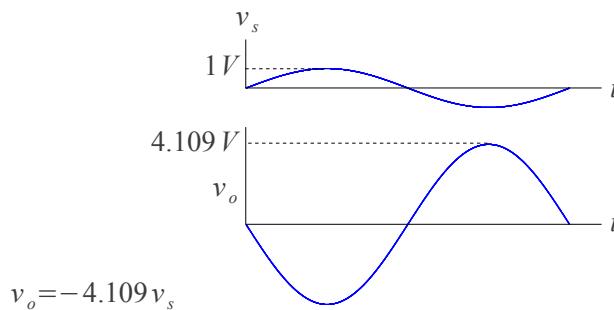
لیتے ہوئے باریک اشاراتی افراش بر قی دباؤ  $A_v$  حاصل کریں۔ زیادہ سے زیادہ نا تراشیدہ خارجی اشارے حاصل ہوتے وقت داخلی اشارے کا جیط دریافت کریں۔

حل: پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}I_C &= \beta_0 \left( \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \right) = 100 \times \left( \frac{2.5 - 0.7}{180000} \right) = 1 \text{ mA} \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C = 15 - 10^{-3} \times 7.5 \times 10^3 = 7.5 \text{ V}\end{aligned}$$

چونکہ حاصل  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE, \text{افراش}} = 0.2 \text{ V}$  (یعنی  $0.2 \text{ V}$ ) سے زیادہ ہے لہذا ٹرانزسٹر افراش نہ ہے اور یہ داخلی اشارے کو بڑھا سکتا ہے۔ آئیں ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں۔

$$\begin{aligned}g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS} \\ r_{be} &= \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{40 \times 10^{-3}} = 2.5 \text{ k}\Omega \\ r_e &\approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{40 \times 10^{-3}} = 25 \Omega\end{aligned}$$



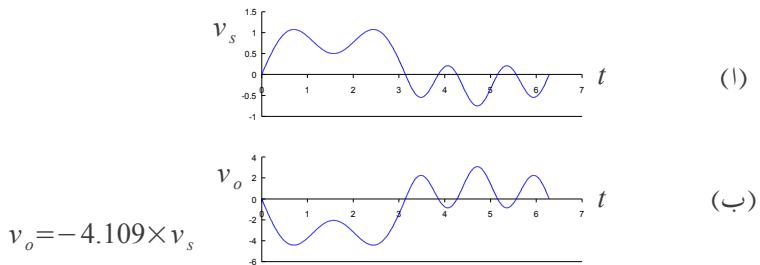
شکل 3.84: سائن۔ نما اشارات

اور انہیں استعمال کرتے ہوئے باریک اشارات کی افزائش بر قی دباؤ \$A\_v\$ حاصل کریں۔

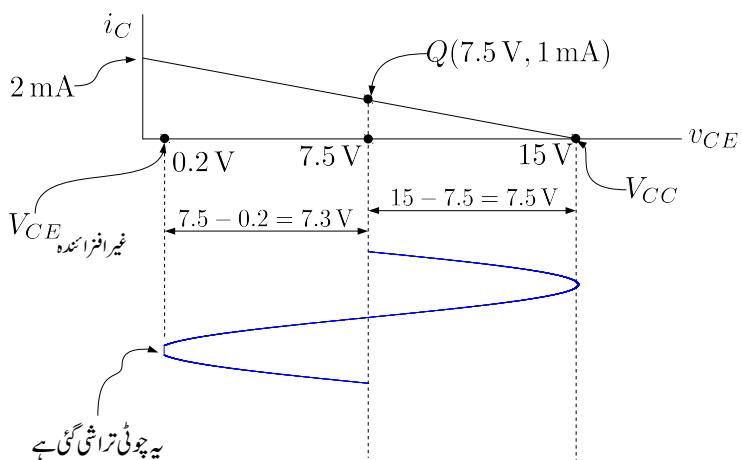
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} = -\frac{0.04 \times 2500 \times 7.5 \times 10^3}{180 \times 10^3 + 2500} = -4.109 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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 3.85 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 3.86 میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کار کردگی کے ایک جانب خارجي اشارہ 7.5V کا جیط رکھ سکتا ہے جبکہ دوسرا جانب 7.3V کا۔ یوں جیسے ہی خارجي اشارے کا جیط 7.3V سے بڑھ جائے اس کا ایک طرف کٹنے شروع ہو جائے گا۔ 7.3V کے جیتے کا خارجي اشارہ اس وقت حاصل ہو گا جب داخلي اشارے کا جیط 1.777V ہو گا یعنی

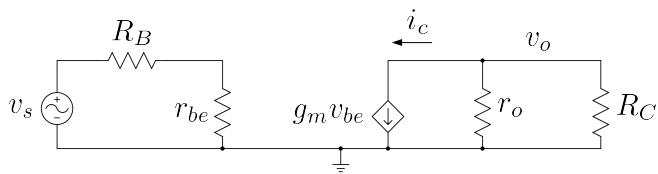
$$|v_s| = \left| \frac{v_o}{A_v} \right| = \left| \frac{7.3}{4.109} \right| = 1.777 \text{V}$$



شکل 3.85: غیر سائن-نمایشہ



شکل 3.86: خارجی اشارے کی زیادہ سے زیادہ ناتراشیدہ چوئی



شکل 3.87: 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 3.79 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 3.87 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 3.88 الف کے ایمپلیفائر میں  $R_E$  کا اضافہ کیا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کی افزائش  $A_v$  اور داخلی مزاجمت  $r_i$  حاصل کریں۔

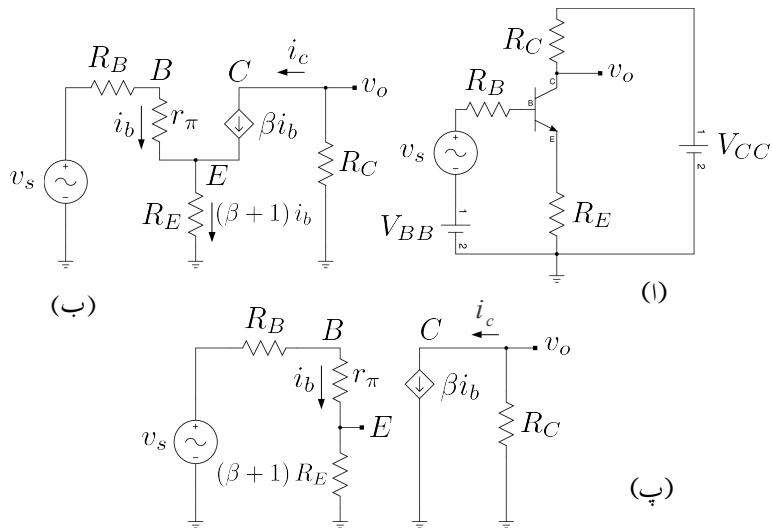
حل: ایمپلیفائر میں بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے پہلے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ حاصل  $V_{CE}$  کی قیمت  $V_{CE}$  سے زیادہ ہے چونکہ صرف اسی صورت ٹرانزسٹر اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔



شکل 3.88: 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 3.88 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 3.88 ب میں  $v_E = (\beta + 1) i_b \times R_E$  بر قی دباؤ پایا جاتا ہے۔ شکل 3.88 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 3.88 پ کے داخلي 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 داخلي باریک اشاراتی مزاحمت بھی بالکل وہی حاصل ہوتا ہے یعنی

$$r_i = \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E$$

اسی طرح خارجی جانب یہاں بھی  $v_o = -i_c R_C$  اور  $i_c = \beta i_b$  ہیں جن سے

$$v_o = -\beta R_C i_b = -\frac{\beta R_C v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

حاصل ہوتے ہیں جن سے

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

ہی حاصل ہوتا ہے۔

یوں شکل ب اور شکل پ سے بالکل یکساں جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ایک اہم نتیجہ ہے جسے اس کتاب میں بار بار استعمال کیا جائے گا۔ جب بھی پست تعدد پر چلنے والے ٹرانزسٹر کے اینٹر مشترک<sup>48</sup> یا کلکٹر مشترک ایپلیفائر میں مزاحمت  $R_E$  استعمال کیا جائے، اس کا مساوی باریک اشاراتی دور بناتے وقت داخلي اور خارجي دائروں کو جدا کرتے ہوئے داخلي دائرة میں  $(\beta + 1) R_E$  مزاحمت نسب کرتے ہوئے حل کریں۔ تمام حاصل جوابات درست ہوں گے۔ جیسا آپ باب 6 میں دیکھیں گے کہ بلند تعدد پر چلتے ایپلیفائر کے لئے ایسا کر کے جواب حاصل کرنا ممکن نہ ہو گا۔

<sup>48</sup> مشترک انٹر، 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  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  کو 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  $R_B$  کے عکس  $\frac{R_B}{\beta+1}$  اور  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  منسلک ہیں۔  $r_e$  کو  $\frac{r_{be}}{\beta+1}$  کو لکھا جا سکتا ہے۔ یوں 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 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 3.88 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 3.88 الف میں

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$V_{BB} = 2.35 \text{ V}$$

$$\beta = 99$$

$$R_B = 150 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 75 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 15 \text{ k}\Omega$$

لیتے ہوئے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $A_v$  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۔

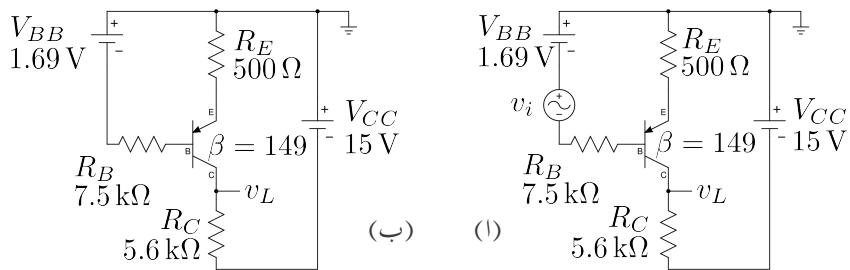
$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ &= -\frac{99 \times 75000}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\ &= -4.4335 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

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 3.89: جمع-منفی-جمع ایپلینگر

لئے جائیں گے اور یوں

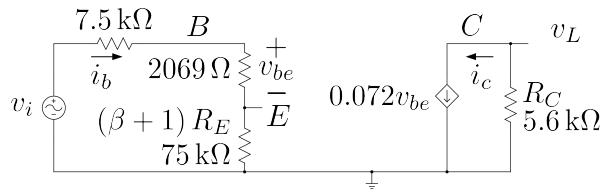
$$A_v = -\alpha \left( \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \right) = -0.99 \times \left( \frac{75000}{16747.5} \right) = -4.4335 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 3.43: شکل 3.89 الف میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i} = 0.001 \sin \omega t$  حاصل کریں۔ اگر  $v_i = 0.001 \sin \omega t$  ہو تب کیا ہو گا؟

حل: بدلتے متغیرات کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل 3.89 ب سے یک سمتی متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ داخلی جانب

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\ &= I_E R_E + V_{EB} + \left( \frac{I_E}{\beta + 1} \right) R_B \\ &= V_{EB} + I_E \left( R_E + \frac{R_B}{\beta + 1} \right) \end{aligned}$$



شکل 3.90: جمع-منفی-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 ٹرانزسٹر افزائندہ خطے میں ہے۔

ان قیمتوں سے پائے ریاضی نمونہ کے اجزاء حاصل کرتے ہیں

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.8 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.072 \text{ S}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{149}{0.072} = 2069 \Omega$$

جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل 3.90 کا باریک اشاراتی مساوی دور حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوی دور میں مثال 3.41 کے شکل 3.88 پ کی طرح پائے ریاضی نمونہ میں تبدیلی کی گئی۔

مساوی دور کے داخلی جانب

$$i_b = \frac{v_i}{7500 + 2069 + 75000} = \frac{v_i}{84569}$$

$$v_{be} = i_b \times 2069 = \frac{v_i}{84569} \times 2069 = 0.024465 v_i$$

لکھا 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 اندر 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 3.88 کو مثال بناتے ہوئے یہاں دوبارہ شکل 3.91 الف میں پیش کرتے ہیں۔ شکل الف میں داخلی جانب سے دیکھتے ہوئے دو داخلی مزاحمت  $R_i$  اور  $R'_i$  دکھائے گئے ہیں۔  $R_i$  سے مراد وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے بین پر دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے جبکہ  $R'_i$  سے مراد وہ مزاحمت ہے جو داخلی اشارے  $v_s$  کو نظر آتا ہے۔ [ہم عموماً  $R'_i$  سے مراد  $R$  کا ٹرانزسٹر میں عکس مطلب لیتے ہیں۔ یہاں ہم  $R'_i$  سے ہرگز یہ مراد نہیں لے رہے۔ امید کی جاتی ہے کہ اس حصے میں اس حقیقت کو آپ ذہن میں رکھیں گے]۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.218) \quad \begin{aligned} R_i &= (\beta + 1) (r_e + R_E) \\ &= r_{be} + (\beta + 1) R_E \\ R'_i &= R_B + R_i \\ &= R_B + (\beta + 1) (r_e + R_E) \end{aligned}$$

ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب ان داخلی مزاحمت کے عکس

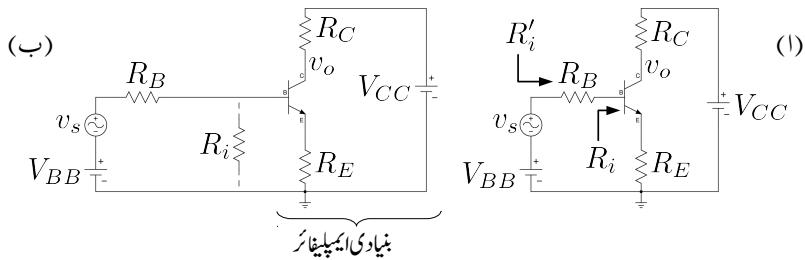
$$\begin{aligned} \frac{R_i}{\beta + 1} &= r_e + R_E \\ \frac{R'_i}{\beta + 1} &= \frac{R_B}{\beta + 1} + r_e + R_E \end{aligned}$$

ہیں۔ مساوات 3.217 میں  $R_E$  سے مراد داخلی مزاحمت  $R'_i$  کا عکس ہے۔ آئیں اب اسی ایکٹلیفائر کو دوسری نظر سے دیکھیں۔

شکل 3.91 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 3.92 میں ایکٹلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے اس کے دو ٹکڑے بھی کر دئے گئے ہیں۔ یوں شکل 3.92 الف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(3.219) \quad \begin{aligned} v_b &= \left( \frac{R_i}{R_B + R_i} \right) v_s \\ &= \left( \frac{(\beta + 1) (r_e + R_E)}{R_B + (\beta + 1) (r_e + R_E)} \right) v_s \end{aligned}$$



شکل 3.91

جہاں مساوات 3.218 سے  $R_i$  کی قیمت پر کی گئی۔ شکل 3.92 ب کو دیکھتے ہوئے ہم

$$(3.220) \quad \begin{aligned} \sum R_C &= R_C \\ \sum R_E &= r_e + R_E \\ A'_v &= \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{R_C}{r_e + R_E} \end{aligned}$$

لکھ سکتے ہیں جس سے

$$(3.221) \quad v_o = - \left( \frac{R_C}{r_e + R_E} \right) v_b$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں  $v_b$  کی قیمت مساوات 3.219 سے پُر کرتے ہوئے

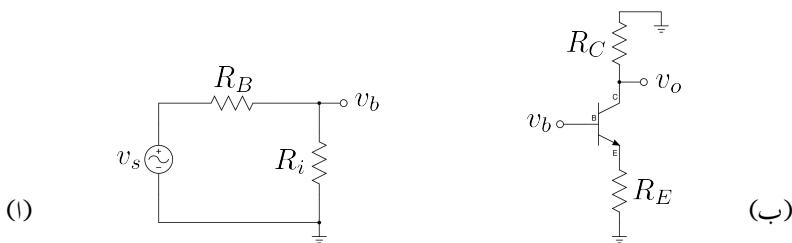
$$(3.222) \quad v_o = - \left( \frac{R_C}{r_e + R_E} \right) \left( \frac{(\beta + 1)(r_e + R_E)}{R_B + (\beta + 1)(r_e + R_E)} \right) v_s$$

یعنی

$$(3.223) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ مساوات ہو 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  $\sum R_E = \frac{R_i}{\beta+1}$

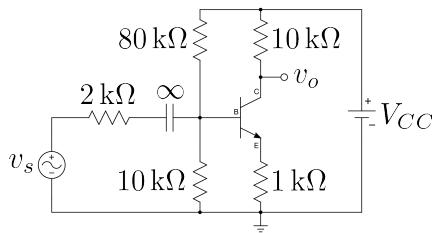


شکل 3.92

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  $i_R$  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  $A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$  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 3.93:

مثال 3.44: شکل 3.93 میں بنیادی ایکپلینیٹر 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 3.94 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

$$v_b = \left( \frac{8186}{2000 + 8186} \right) v_s = 0.8036 v_s$$

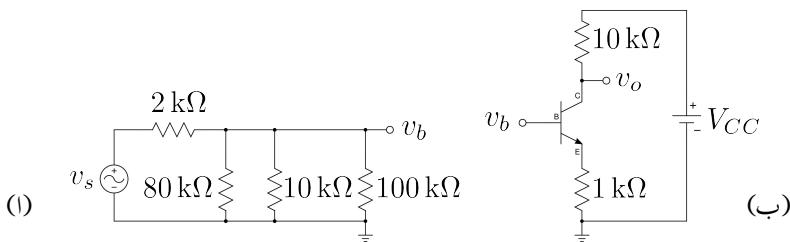
حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب سے

$$A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{10000}{25 + 1000} = -9.756 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

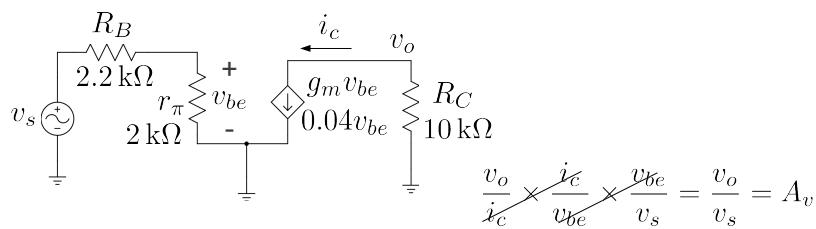
حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_b} \times \frac{v_b}{v_s} = -9.756 \times 0.8036 = -7.839 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔



: 3.94

شکل 3.95: زنجیری ضرب سے  $A_v$  کا حصول

3.16.1 زنجیری ضرب کا طریقہ

ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کو استعمال کرتے ہوئے 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 3.95 میں باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم تین مساوات لکھ سکتے ہیں یعنی

$$(3.224) \quad \begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{r_\pi + R_B} \end{aligned}$$

ان تین مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.225) \quad \begin{aligned} \frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -10000 \\ \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.04 \\ \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} = \frac{2000}{2000 + 2200} = 0.4762 \end{aligned}$$

اس مساوات کے پہلی جزو کے 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 3.95 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 نہیں جانتے لیکن مساوات 3.225 کی مدد سے ان تینوں نسبت کے قیمتیں ہم جانتے ہیں اور یوں ہم اس سے  $A_v$  کی قیمت حاصل کر سکتے ہیں یعنی

$$(3.227) \quad A_v = -10000 \times 0.04 \times 0.4762 = -190 \frac{V}{V}$$

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 دائیں ہاتھ معلوم متغیرات یعنی مزاحمت یا ریاضی نمونہ کے جزو پائے جائیں گے۔

4. زنجیری ضرب لکھتے ہوئے ایک پلیفار کے خارجی نقطے سے شروع کرتے ہوئے داخلی جانب چلتے ہوئے زنجیر کی کڑی جوڑتے رہیں۔

5. زنجیری ضرب کی ہر نئی کڑی (توسین) میں اوپر لکھا متغیرہ گزشته کڑی (توسین) کا نچلا متغیرہ ہو گا۔

مساوات 3.226 کے زنجیری ضرب پر دوبارہ غور کرتے ہیں۔ زنجیری ضرب شکل 3.95 کو دیکھتے ہوئے یوں لکھا جاتا ہے۔ ہم جانتے ہیں کہ

$$A_v = \frac{v_o}{v_s}$$

ہوتا ہے مگر ہمیں  $v_0$  معلوم نہیں۔ البتہ شکل سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_C = -10\,000$$

ہے اور یوں ہمیں  $\frac{v_o}{i_c}$  کی قیمت معلوم ہے۔ اس طرح  $A_v$  کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \times \left( \frac{i_c}{v_s} \right)$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس مساوات میں تمام متغیرات صرف نامعلوم 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

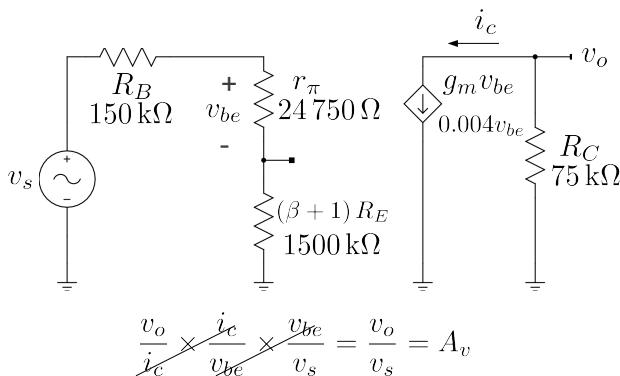
$$A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \times \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \times \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

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 اپر  $v_{be}$  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 3.96 میں درکار باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم مندرجہ ذیل مساوات لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.228) \quad \begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E} \end{aligned}$$



شکل 3.96: زنجیری ضرب کی ایک اور مثال

جن سے مندرجہ ذیل کسر حاصل کئے جاسکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
 \frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -75000 \\
 \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.004 \\
 \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E} \\
 &= \frac{24750}{150000 + 24750 + (99 + 1) \times 15000} \\
 &= 0.014778325
 \end{aligned}
 \tag{3.229}$$

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 3.97 اف کے ایمپلینیٹر میں

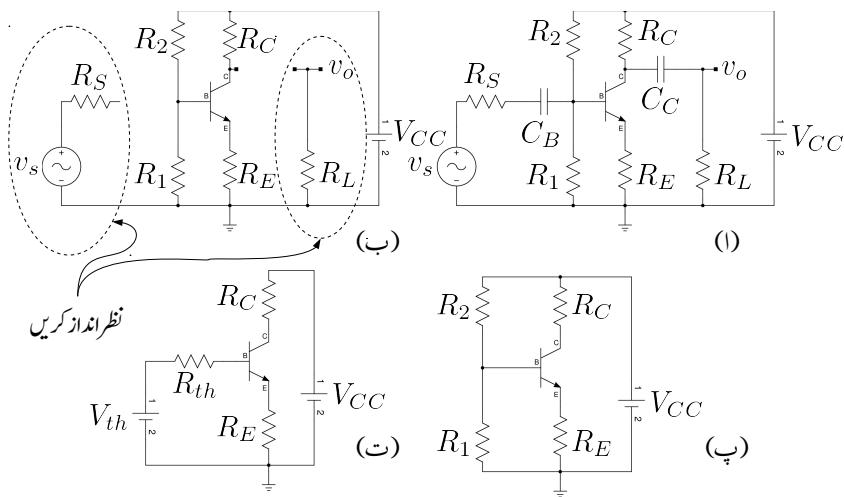
$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$\beta = 179$
$R_C = 75 \text{ k}\Omega$	$R_E = 15 \text{ k}\Omega$
$R_1 = 320 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega$
$R_S = 5 \text{ k}\Omega$	$R_L = 375 \text{ k}\Omega$

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 3.97 پ کا صفحہ 242 پر شکل 3.17 اف کے ساتھ موازنہ کرنے سے صاف ظاہر ہوتا ہے کہ دونوں اشکال بالکل یکساں ہیں۔ اس بات کو یہاں اچھی طرح سمجھ کر آگے بڑھیں کہ ٹرانزسٹر ایمپلینیٹر میں باریک اشارات کو بذریعہ کپیسٹروں کے یوں منتقل کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کار کر دیگی متاثر نہ ہو۔



شکل 3.97: 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۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1016 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4.046 \text{ mS}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{179}{4.064 \times 10^{-3}} = 44.045 \text{ k}\Omega$$

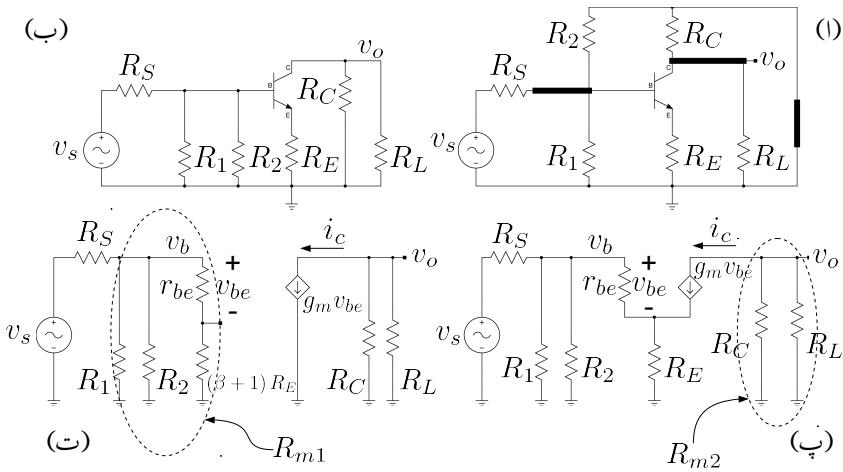
$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = 246 \Omega$$

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 3.98 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 3.98 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

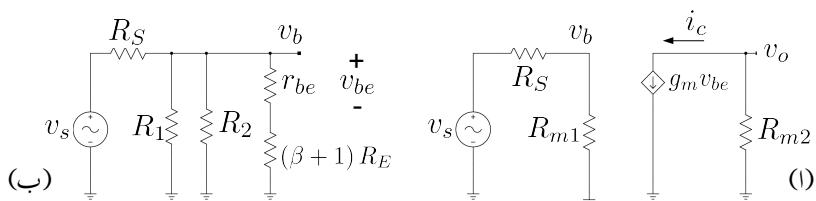
$$(3.231) \quad \frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

شکل (ت) سے زنجیری ضرب لکھ کر  $A_v$  حاصل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے  $v_b$  پر غور کرتے ہیں۔ شکل 3.99 الف میں متوازی جڑے مزاجتوں  $R_{m1}$  اور  $R_{m2}$  کو استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو بنایا گیا ہے جس سے اس دور کا سادہ پن اجاگر ہوتا ہے۔ شکل 3.99 ب میں دور کا صرف داخلی جانب دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.99 الف سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_b = \frac{R_{m1} v_s}{R_{m1} + R_S}$$



3.98 جگہ: باریک اشاراتی دوڑ



جگہ  $v_{be}$  اور  $v_b$ : 3.99

اس مساوات سے  $v_b$  حاصل کرنے کے بعد شکل ب کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_{be} = \frac{r_{be} v_b}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے مندرجہ ذیل تو سین حاصل ہوتے ہیں جنہیں  $A_v$  حاصل کرنے میں استعمال کیا جائے گا۔

$$(3.232) \quad \frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S}$$

$$(3.233) \quad \frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$$

آئیں اب  $A_v$  حاصل کریں۔ شکل 3.98 ت کو دیکھتے ہوئے اور شکل 3.99 کو ذہن میں رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$(3.234) \quad A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_b} \right) \left( \frac{v_b}{v_s} \right)$$

اس مساوات پر غور کریں۔ یہ گزشتہ مثالوں سے 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۔

آئینی ایفراٹش کو صفحہ 354 پر دئے مساوات 3.217 کی مدد سے حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر پہلے دور کو مخصوص شکل میں لایا جائے گا۔ اس شکل میں ٹرانزسٹر کے بیس جانب بدلتا اشارہ اور مزاحمت سلسلہ وار جڑے ہونے چاہئے۔ پہلے یہی کرتے ہیں۔

شکل 3.98 ب میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کے حصے کو شکل 3.100 الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کا تھونن مساوی دور حاصل کرتے ہیں۔ متوازی جڑے  $R_1$  اور  $R_2$  کی مجموعی مزاحمت کو  $R_{12}$  کہتے ہوئے

$$\begin{aligned} R_{12} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \\ &= \frac{320 \times 10^3 \times 1.7 \times 10^6}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} \\ &= 269.3 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے تھونن مساوی دور میں حاصل مزاحمت کو  $R'_i$  اور حاصل برقی دباؤ کے اشارے کو  $v'_i$  لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{R_S R_{12}}{R_S + R_{12}} \\ &= \frac{5 \times 10^3 \times 269.3 \times 10^3}{5 \times 10^3 + 269.3 \times 10^3} \\ &= 4.91 \text{ k}\Omega \\ v'_i &= \left( \frac{R_{12}}{R_S + R_{12}} \right) v_s \\ &= \left( \frac{269.3 \times 10^3}{5000 + 269.3 \times 10^3} \right) v_s \\ &= 0.98177 v_s \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned}\sum R_C &= \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \\ &= \frac{75 \times 10^3 \times 375 \times 10^3}{75 \times 10^3 + 375 \times 10^3} \\ &= 62.5 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\sum R_E &= \frac{R'_i}{\beta + 1} + r_e + R_E \\ &= \frac{4910}{179 + 1} + 246 + 15000 \\ &= 15.273 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔  $\alpha = \frac{179}{179+1} = 0.994444$

$$\begin{aligned}\frac{v_o}{v'_i} &= -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\ &= -0.994444 \times \frac{62.5 \times 10^3}{15.273 \times 10^3} \\ &= -4.0693 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

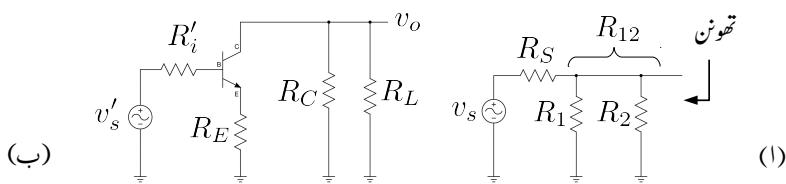
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\begin{aligned}A_v &= \frac{v_o}{v'_i} \times \frac{v'_i}{v_s} \\ &= -4.0693 \times 0.98177 \\ &= -3.995 \frac{\text{V}}{\text{V}}\end{aligned}$$

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 3.98 ت سے حاصل کرتے ہیں جہاں ہم دیکھتے ہیں کہ یہ دراصل  $R_{m1}$  ہی ہے اور یوں

$$r_i = R_{m1} = 245.2386 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.100: کل گلکر اور بیغز مزاحمت کے شرح سے انفرائش کا حصول

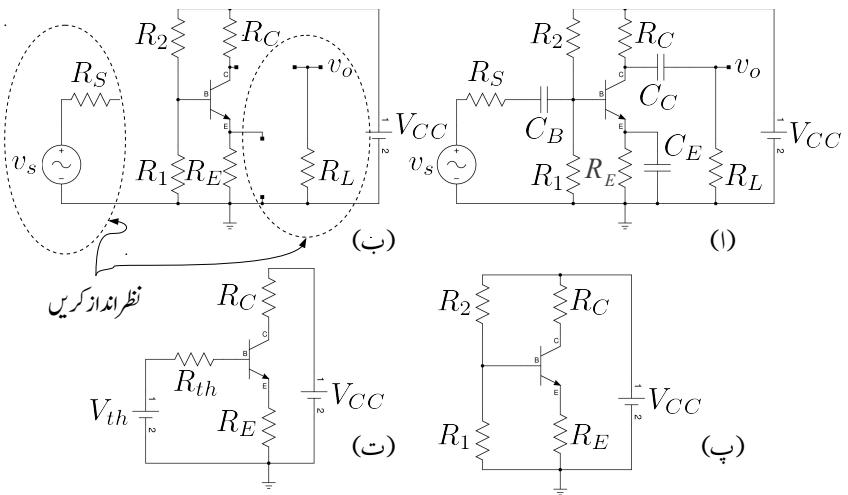
حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی داخلی مزاحمت کا دار و مدار  $R_1$ ,  $R_2$  اور ٹرانزسٹر کے بین سرے پر دیکھتے ہوئے مزاحمت  $(r_{be} + (\beta + 1)R_E)$  پر ہے۔ ان تمام قیتوں میں عموماً  $r_{be}$  کی قیمت نسبتاً کم ہوتی ہے۔

مثال 3.47: شکل 3.97 اف میں  $R_E$  کے متوازنی کپیسٹر  $C_E$  نسب کریں جہاں  $C_E$  کی قیمت اتنی ہے کہ یہ اشارہ کو کم سے کم گھٹاتا ہے۔ اس ایکلیفائر کی داخلی مزاحمت  $r_i$  اور انفرائش  $A_v$  حاصل کریں۔

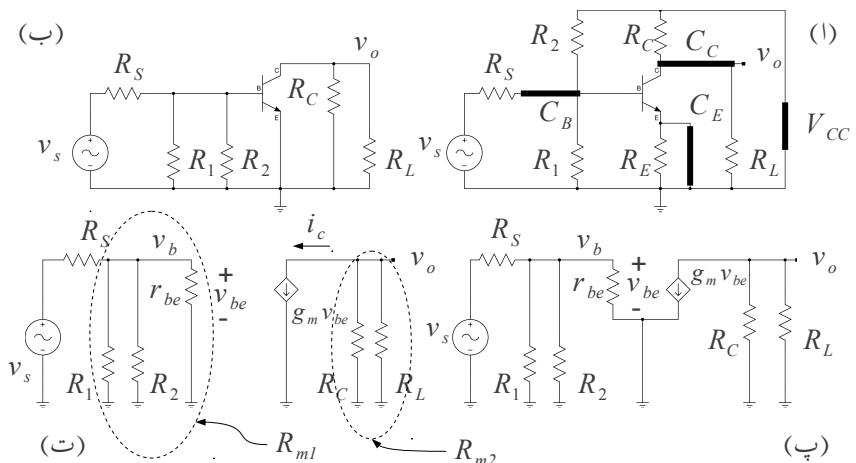
$$\begin{array}{ll} V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\ R_C = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\ R_S = 5 \text{ k}\Omega & R_L = 375 \text{ k}\Omega \end{array}$$

حل: کپیسٹر سمیت دور کو شکل 3.102 اف 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 3.101: مثال کامساوی یک سمت دور



کل 3.102: مثال کامساوی باریک اشاراتی دور

شکل 3.102 میں اس کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کرنا دکھایا گیا ہے۔ جیسا شکل 3.102 میں دکھایا گیا ہے، چونکہ  $C_E$  باریک اشارات کے لئے قصر دور ہوتا ہے لہذا  $R_E$  بھی قصر دور ہو جاتا ہے اور یہ باریک اشاراتی دور کا حصہ نہیں بنتا۔ یوں شکل ت سے

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}}$$

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_C}$$

حاصل ہوتا ہے جن سے

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{320 \times 10^3} + \frac{1}{1.7 \times 10^6} + \frac{1}{44045}$$

$$R_{m1} = 37.854 \text{ k}\Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{m2}} = \frac{1}{75 \times 10^3} + \frac{1}{37.5 \times 10^3}$$

$$R_{m2} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

قیمتیں ملتی ہیں۔ شکل سے زنجیری ضرب لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اس مثال میں  $v_b$  ہی  $v_{be}$  ہے۔ یوں

$$A_v = \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_s} \right)$$

لکھا جائے گا جہاں

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_{be}}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{37.854 \times 10^3}{37.854 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 0.8833$$

جس سے

$$A_v = (-62500) \times (0.004064) \times (0.8833) = 224 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے۔ گزشتہ مثال کی افزائش کے ساتھ موازنہ کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ  $C_E$  نسب کرنے سے افزائش بہت زیادہ بڑھ گئی ہے۔ اس کو مساوات 3.217 یعنی

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے با آسانی سمجھا جاسکتا ہے۔ چونکہ باریک اشارات کے لئے  $C_E$  بطور قصر دور کام کرتا ہے المذا

$$\sum R_E = \frac{R_{th}}{\beta + 1} + r_e$$

رہ جاتا ہے جبکہ

$$\sum R_C = R_{m2}$$

ہی ہے۔  $\sum R_E$  کم ہونے کی وجہ سے افزائش میں اضافہ پیدا ہوا ہے۔ اس حقیقت کو سمجھ کر یاد رکھیں۔

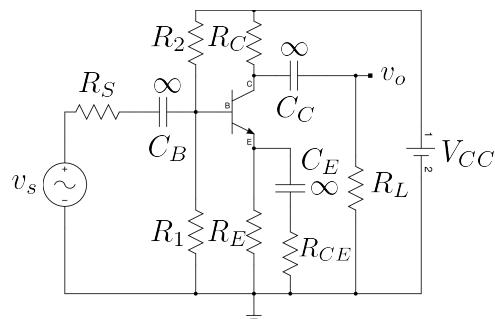
شکل سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$r_i = R_{m1} = 37.854 \text{ k}\Omega$$

جہاں  $R_S$  کو ایکلیفائر کا حصہ نہیں تصور کیا گیا ہے۔ گزشتہ ایکلیفائر کے ساتھ موازنہ کرنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ داخلی مزاحمت بہت کم ہو گئی ہے۔ باریک اشارات کے لئے کپیسٹر  $C_E$  بطور قصر دور کام کرتا ہے اور یوں ٹرانزسٹر کے میں سرے پر دیکھتے ہوئے ہمیں صرف  $r_{be}$  نظر آتا ہے۔ داخلی مزاحمت متوازی جڑے  $R_1$ ،  $R_2$  اور  $r_{be}$  پیدا کرتے ہیں اور یوں اس کی قیمت کم ہو گئی ہے۔

مندرجہ بالا دو مثالوں سے ہم دیکھتے ہیں کہ  $R_E$  اور  $C_E$  کے استعمال سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت  $r_i$  اور افزائش  $A_v$  متاثر ہوتے ہیں۔ ان میں ایک بڑھانے سے دوسرا گھٹتا ہے۔

مثال 3.48: کپیسٹر  $C_E$  اور مزاحمت  $R_{CE}$  سلسلہ وار جوڑتے ہوئے انہیں شکل 3.97 الف میں کے متوازی نسب کریں۔ حاصل ایکلیفائر کی داخلی مزاحمت  $r_i$  اور افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔  $R_{CE}$  کی قیمت



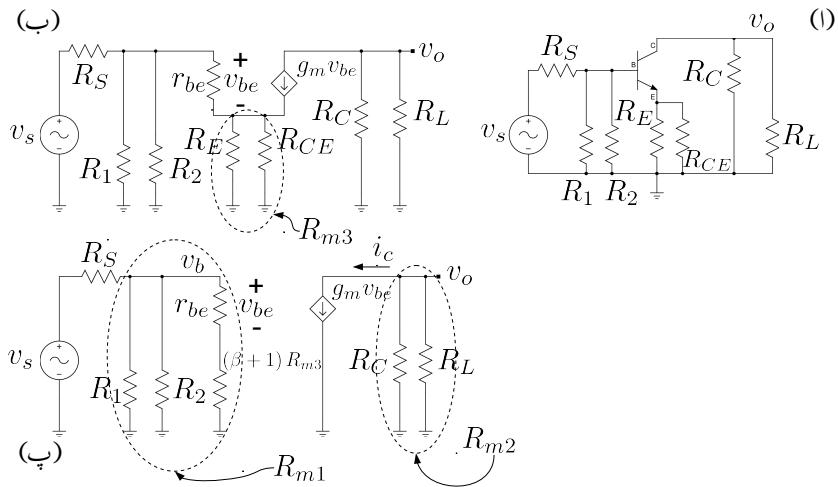
شکل 3.103: یک سمتی اور باریک اشارات کے علیحدگی کی ایک اور مثال

100  $\Omega$  رکھیں۔ حل: شکل 3.103 میں دور دکھایا گیا ہے۔ کپیسٹر کی برقی رکاوٹ  $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$  ہوتی ہے۔ کسی بھی تعدد پر کپیسٹر کی قیمت بڑھا کر اس کی برقی رکاوٹ کی قیمت کم کی جاسکتی ہے۔ جیسا پہلے بتایا گیا کہ باریک اشارات کو بغیر گھٹائے منتقل کرنے کی خاطر کپیسٹر کی قیمت زیادہ سے زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل میں کپیسٹر پر لامدد و دکانشان ( $\infty$ ) اسی حقیقت کو بیان کرتا ہے جہاں اس کا مطلب یوں لیا جاتا ہے کہ باریک اشارات کے تعدد پر  $|Z_C|$  کی قیمت صفر لی جائے۔

اس دور کا بھی یک سمتی مساوی دور پہلی مثالوں کی طرح رہے گا اور یوں وہاں کے نتائج یہاں قابل استعمال ہیں۔ باریک اشاراتی دور کا حصول شکل 3.104 میں دکھایا گیا ہے۔ باریک اشاراتی دور میں  $R_E$  اور  $R_{CE}$  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 3.104: مثال کا باریک اشاراتی دور

گی۔ دور میں دی گئی معلومات کو اپنی سہولت کی خاطر یہاں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$\begin{array}{ll}
 V_{CC} = 15 \text{ V} & \beta = 179 \\
 R_C = 75 \text{ k}\Omega & R_E = 15 \text{ k}\Omega \\
 R_1 = 320 \text{ k}\Omega & R_2 = 1.7 \text{ M}\Omega \\
 R_S = 5 \text{ k}\Omega & R_L = 375 \text{ k}\Omega \\
 R_{CE} = 100 \Omega &
 \end{array}$$

اسی طرح یک 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 3.104 پ سے ہم مندرجہ ذیل مساوات لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{v_o}{i_c} = -R_{m2} = -62500$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.004064$$

$$\frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{50348}{50348 + 5000} = 0.9096625$$

$$\frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1)R_{m3}} = \frac{44045}{44045 + (179 + 1) \times 99.3377} = 0.711255$$

ان نتائج کو استعمال کرتے ہوئے شکل پ سے ہی  $A_v$  حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left( \frac{v_o}{i_c} \right) \left( \frac{i_c}{v_{be}} \right) \left( \frac{v_{be}}{v_b} \right) \left( \frac{v_b}{v_s} \right) \\ &= (-62500) \times (0.004064) \times (0.711255) \times (0.9096625) \\ &= -164 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$

اسی شکل سے 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 3.105 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

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = -30 = -120 \left( \frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + r_i \| R_1 \| R_2} \right)$$

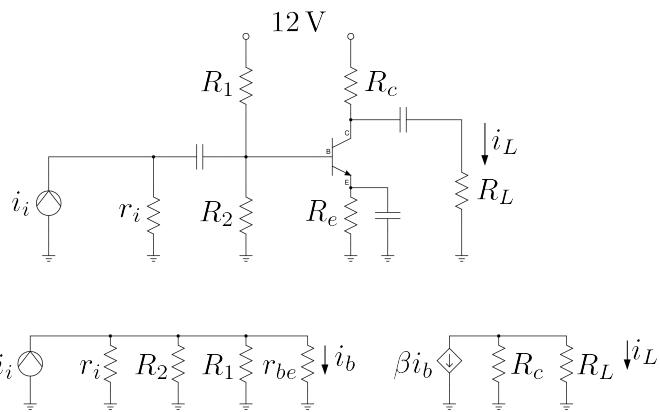
جس سے

$$(3.235) \quad \frac{1}{4} = \left( \frac{R_c}{R_c + 1000} \right) \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \| R_1 \| R_2} \right)$$

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 3.105: ایمپلینٹر کا تحلیق

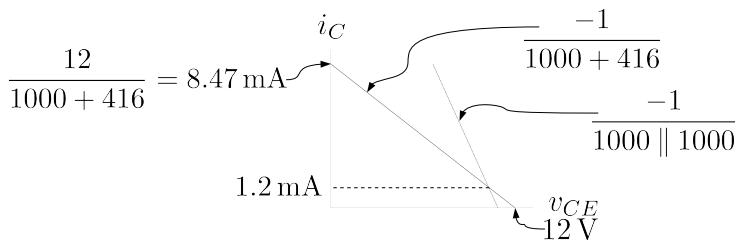
لیتے ہیں۔ یوں پہلی مساوات سے  $R_1 \parallel R_2$  حاصل ہوتا ہے۔ دوسرا مساوات میں  $R_c = 1\text{k}\Omega$  کو  $R_b$  کو لکھتے ہیں۔

$$\frac{1}{2} = \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_b} \right)$$

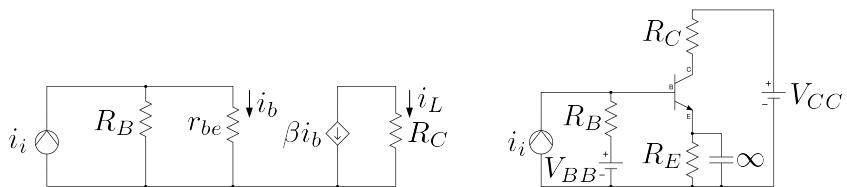
اس مساوات میں دونا معلوم متغیرات ہیں لہذا کسی ایک کی قیمت خود چنی ہو گی۔ اگر  $R_b = 5\text{k}\Omega$  رکھی جائے تو  $r_{be} = 2.5\text{k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے اگر  $R_b \rightarrow \infty$  تصور کی جائے تو  $r_{be} = 5\text{k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_b$  تبدیل کرنے سے  $r_{be}$  کی قیمت پر خاص اثر نہیں ہوتا۔ یوں ہم  $R_b = 5\text{k}\Omega$  اور  $r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = 2.5\text{k}\Omega$  رکھتے ہیں۔ مساوات 3.33 کی مدد سے  $R_e = 416\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $I_{CQ} = \frac{\beta V_T}{R_c} = 1.2\text{mA}$  ہوتا ہے لہذا  $i_c = I_{CQ} = 1.2\text{mA}$  حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.106 میں یک سمیتی اور بدلتی روخت بوجہ دکھائے گئے ہیں جہاں سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $i_c$  کے حیطے کی حد 1.2 mA ہے۔ یوں  $i_L$  کے حیطے کی حد 0.6 mA ہے۔ اگر زیادہ حیطہ درکار ہو تو تخلیق کو اس نقطے نظر سے دوبارہ سر انجام دینا ہو گا کہ  $I_{CQ}$  درکار حیطہ فراہم کر سکے۔

$R_2 = 48\text{k}\Omega$  اور  $V_{BB} = 1.2492\text{V}$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $R_1 = 5.58\text{k}\Omega$  اور  $\beta = I_{CQ} / R_e$  حاصل ہوتے ہیں۔



شکل 3.106: خطوط پیچیدگی



شکل 3.107: ایک پلیناً اور اس کا باریک اشارتی مساوی دور

آئیں شکل 3.107 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۔

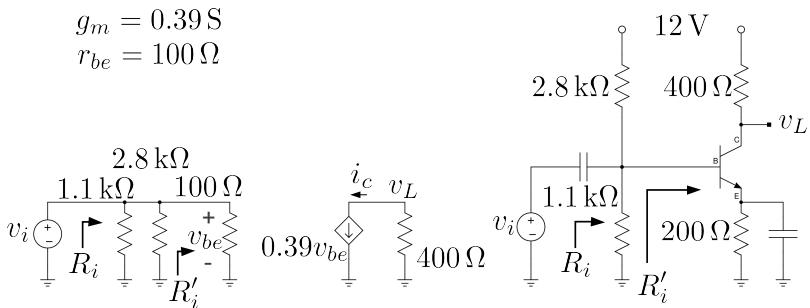
### 3.17 برقی بار، داخلی مزاحمت اور ایمپلیفائر کی افزائش

شکل 3.108 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 3.108: سادہ ایمپلینیٹر

اور  $R_i$ 

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

$$R_i = 88.76 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔  $R'_i$  ٹرانزسٹر کے میں پر دیکھتے ہوئے مزاحمت ہے جبکہ  $R_i$  ٹرانزسٹر کو مائل کرنے والے مزاحتوں کے اثر کو بھی شامل کرتا ہے۔ شکل 3.109 میں خارجی جانب بر قی بوجھ  $R_L$  لادا گیا ہے۔ اگر  $R_L = 200 \Omega$  ہوتا ہے اس ایمپلینیٹر کی افزائش

$$(3.239) \quad A_{v2} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i}$$

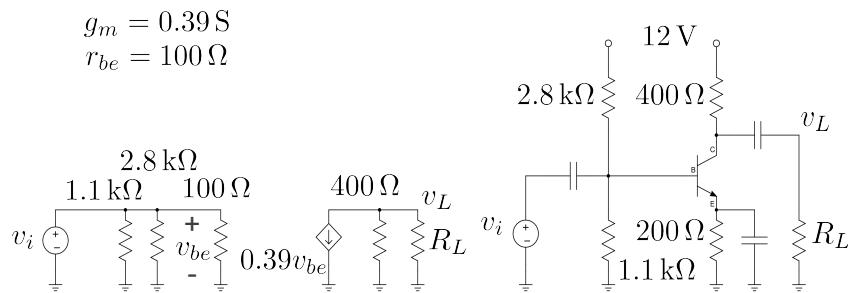
$$= - \left( \frac{400 \times 200}{400 + 200} \right) \times 0.39 \times 1 = -52 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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 3.110 میں اس غرض سے داخلی اشارے کا



حکل 3.109: سادہ بوجھ سے لد الائیکلیپس فارکر

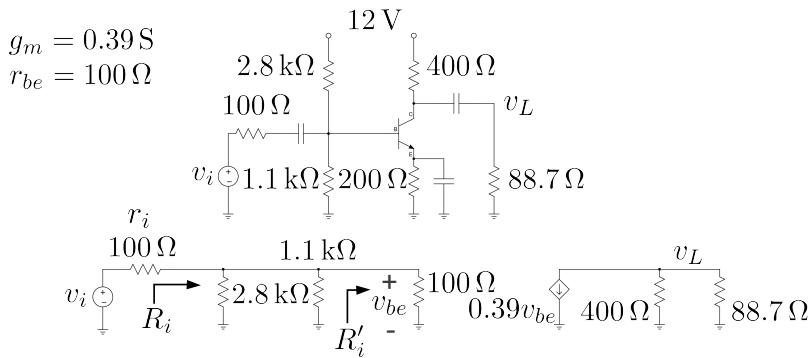
مزاحمت بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس ایکلیپس فارکر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
 A_{v4} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\
 &= - \left( \frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76} \right) \times 0.39 \times \left( \frac{R_i}{r_i + R_i} \right) \\
 &= - \left( \frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76} \right) \times 0.39 \times \left( \frac{88.76}{100 + 88.76} \right) \\
 &= -28 \times 0.47 \\
 &= -13 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

جہاں  $r_i$  اور  $R_i$  کے کدرار کی وجہ سے افراش گزشتہ قیمت کے 0.47 گناہ کی ہے۔ یاد رہے کہ حقیقت میں  $r_i$  ہر صورت موجود ہوتا ہے۔  $A_{v4} = 0.47A_v$  لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے میں تاکلٹر کی افراش  $A_v$  یعنی  $\frac{v_L}{v_{be}}$  میں کوئی تبدیلی رونما نہیں ہوئی۔ کل افراش  $\frac{v_L}{v_i}$  میں کی اس وجہ سے پیدا ہوئی کہ ٹرانزسٹر کے میں تک مکمل داخلی اشارہ نہیں پہنچ پاتا یعنی  $r_i$  کے موجودگی میں

$$\begin{aligned}
 v_{be} &= \left( \frac{R_i}{r_i + R_i} \right) v_i \\
 &= \left( \frac{88.76}{100 + 88.76} \right) v_i \\
 &= 0.47v_i
 \end{aligned}$$

ہو جاتا ہے جبکہ اس کے غیر موجودگی میں  $v_{be} = v_i$  ہوتا ہے۔



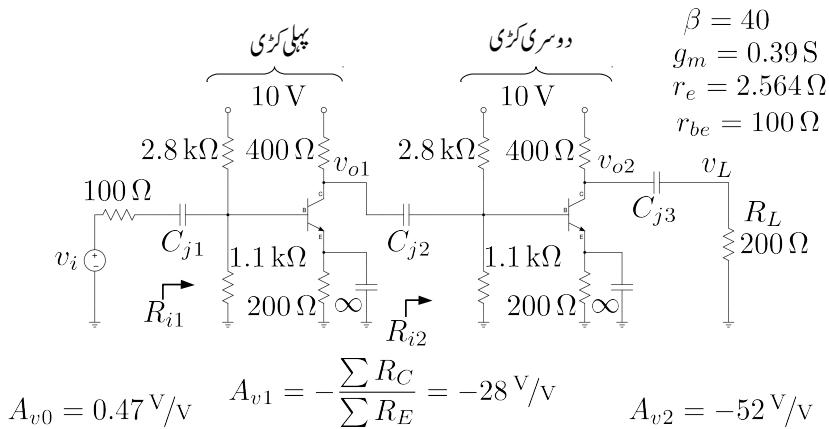
شکل 3.110: داخلي مراجعت کا اثر

ان حقائق کو سمجھنے کے بعد زنجیری ایمپلیفیائر پر غور کرتے ہیں۔

### 3.18 زنجیری ایمپلیفیائر

شکل 3.111 میں دو کڑی زنجیری ایمپلیفیائر<sup>49</sup> دکھایا گیا ہے جس میں دو بالکل یکساں ایمپلیفیائر کو جفتی کپیسٹر  $C_{j2}$  کی مدد سے آپس میں جوڑا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے ٹرانزسٹر کا نظم کارکردگی متاثر نہیں ہوتا۔ داخلي جانب  $100 \Omega$  مراجحت والا داخلي اشارة  $v_i$  جفتی کپیسٹر  $C_{j1}$  کی مدد سے ایمپلیفیائر کی پہلی کڑی کے ساتھ جوڑا گیا ہے جبکہ خارجي جانب برقرار بوجھ  $R_L$  تک  $C_{j3}$  کی مدد سے خارجي اشارة پہنچایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اسی سلسلے میں مزید کڑیاں جوڑتے ہوئے زیادہ کڑیوں والا زنجیری ایمپلیفیائر حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مزید یہ کہ کڑیوں کا یکساں ہونا بالکل ضروری نہیں۔ ہر کڑی مختلف ہو سکتی ہے۔

آئیں جلد یک سختی تجزیہ کریں۔ پونکہ  $V_{th} \approx 2.82 \text{ V}$  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۔

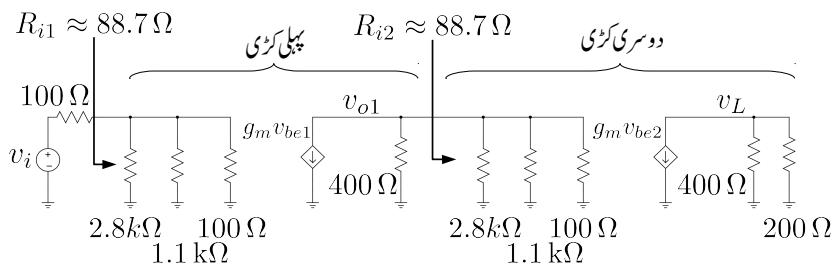


شکل 3.111: دو کریزی زنجیری ایکلینیک

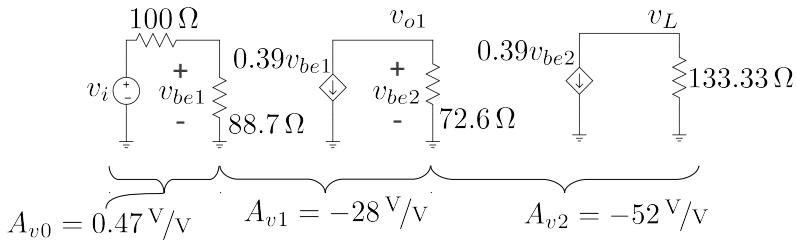
شکل 3.112 میں شکل 3.111 کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی مزاحموں کا مجموعہ یعنی

$$\begin{aligned} 2800 \parallel 1100 \parallel 100 &= 88.7 \Omega \\ 400 \parallel 2800 \parallel 1100 \parallel 100 &= 72.6 \Omega \\ 400 \parallel 200 &= 133.33 \Omega \end{aligned}$$

لیتے ہوئے شکل 3.113 حاصل ہوتا ہے۔



شکل 3.112: دو کریزی زنجیری ایکلینیک کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.113: دو کڑی زنجیری ایمپلینفائر کا پاریک 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 ایمپلینفائر 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 دوبارہ غور کریں۔ شکل 3.111 سے سیدھا شکل 3.113 حاصل کرتے ہوئے کل افزائش حاصل کی جاسکتی ہے۔ حقیقت میں اس قدم کی بھی کوئی ضرورت نہیں۔ جیسا کہ شکل 3.111 پر ہی لکھا گیا ہے، آپ اسی شکل پر ہر کڑی کی افزائش  $\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$  حاصل کر سکتے ہیں۔ کیلکیولیٹر<sup>50</sup> کی مدد سے شکل کو دیکھتے ہوئے اور  $\sum R_C = 133 \Omega$  اور  $\sum R_E = r_e = 2.56 \Omega$  حاصل کرتے ہوئے افزائش حاصل کی جاسکتی ہے۔ یوں مثلاً دوسری کڑی میں  $A_{v2} = -52 \frac{V}{V}$  حاصل ہوتا ہے۔

شکل 3.111 میں پہلے کڑی اور دوسری کڑی کے ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت  $R_{i1}$  اور  $R_{i2}$  کی وضاحت کی گئی ہے۔ شکل 3.112 میں ان کی قیمتیں

$$\frac{1}{R_{i1}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

$$R_{i1} = 88.7 \Omega$$

اور

$$\frac{1}{R_{i2}} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$

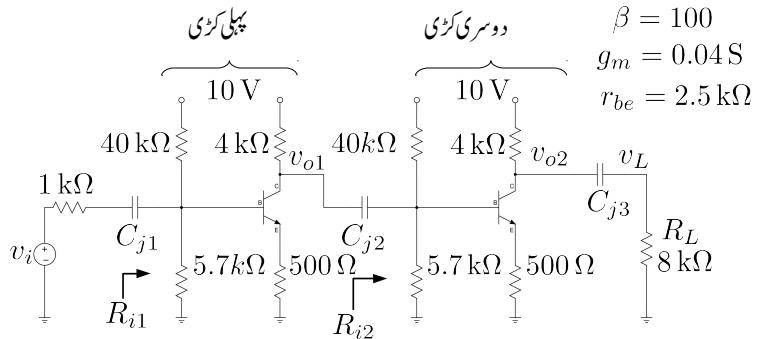
$$R_{i2} = 88.7 \Omega$$

دھکائی گئیں ہیں۔ 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 3.111 کے دوسری کڑی کے افزائش پر  $200 \Omega$  برقراری بوجہ کا اثر بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل 3.109 میں  $200 \Omega$  کے بوجہ کا ہے۔ اسی طرح شکل 3.111 میں پہلی کڑی پر دوسری کڑی کے  $88.76 \Omega$  کے داخلی مزاحمت کا اثر شکل 3.109 میں  $88.76 \Omega$  کے بوجہ کی طرح ہے۔

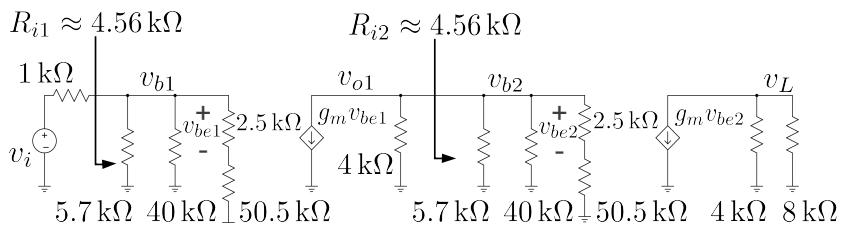
جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ  $A_v \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$  ہوتا ہے لہذا زیادہ  $\beta$  کے ٹرانزسٹر استعمال کرنے سے دوسری کڑی کی افزائش نہیں بڑھتی البتہ ایسا کرنے سے دوسری کڑی کا داخلی مزاحمت ضرور بڑھتا ہے جس سے پہلی کڑی کی افزائش بڑھے گی۔

مثال 3.50: شکل 3.114 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  حاصل کریں۔



$$A_{v0} = 0.82 \text{ V/V} \quad A_{v1} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -4 \text{ V/V} \quad A_{v2} = -5 \text{ V/V}$$

شکل 3.114: دو کوئی زنجیری ایمپلینفیگر کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل 3.115: دو کوئی زنجیری ایمپلینفیگر کا باریک اشاراتی مساوی دور

حل: شکل 3.115 میں اس کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں سے  $R_{i1} = R_{i2} = 4.56 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔ اسی طرح ان دونوں اشکال میں سے کسی بھی سے مندرجہ ذیل لکھا جاسکتا ہے۔

$$A_{v0} = \frac{v_{b1}}{v_i} = \frac{4560}{4560 + 1000} = 0.82 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_{b1}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 4560}{4000 + 4560} \times \frac{2500}{2500 + 50500} = -4 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$A_{v2} = \frac{v_L}{v_{b2}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 8000}{4000 + 8000} \times \frac{2500}{2500 + 50500} = -5 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

لذرا

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{b2}} \frac{v_{o1}}{v_{b1}} \frac{v_{b1}}{v_i} \\ &= (-5) (-4) (0.82) = 16.4 \frac{\text{V}}{\text{V}} \end{aligned}$$


---



---



---

مثال 3.51: شکل 3.111 میں دوسری کڑی  $pnp$  سے بناتے ہوئے شکل 3.116 حاصل ہوتا ہے۔ اس پر اچھی طرح غور کریں۔ شکل 3.111 پر بختی بحث کی گئی اور اس کے تمام مساوات موجودہ دور پر لاگو ہوتے ہیں۔

---



---



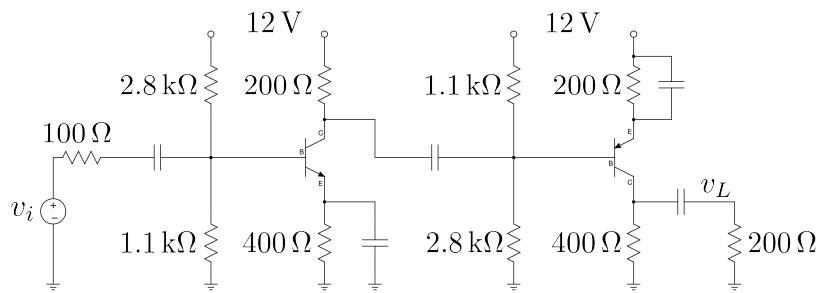
---

مثال 3.52: شکل 3.117 میں دو کڑی زنجیری یک سمتی رو ایمپلینگر دکھایا گیا ہے۔ اس کے تمام یک سمتی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔ دونوں ٹرانزسٹر کا  $\beta = 99$  ہے۔

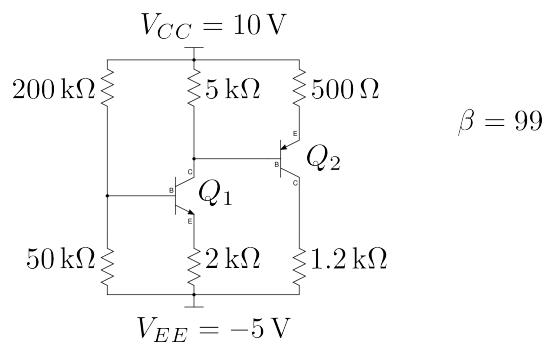
حل:  $Q_1$  کے داخلی جانب مسئلہ تھونن کی مدد سے

$$V_{th} = \left( \frac{50000}{200000 + 50000} \right) \times [10 - (-5)] - 5 = -2 \text{ V}$$

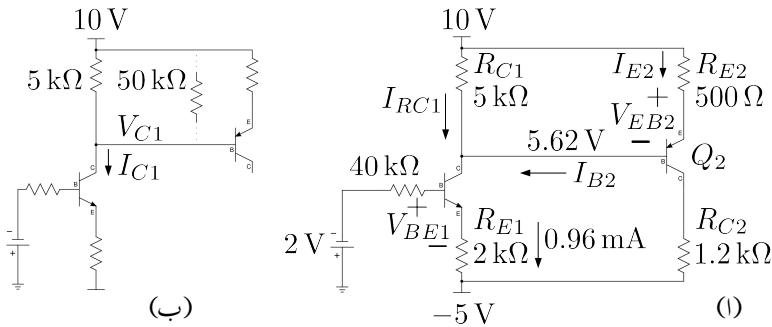
$$R_{th} = \frac{50000 \times 200000}{50000 + 200000} = 40 \text{ k}\Omega$$



شکل 3.116: دو کریز نجیبی ایمپلینگ



شکل 3.117: دو کریز یک سهی نجیبی ایمپلینگ



شکل 3.118: دو کڑی یک سقی زنجیری ایکلیپس

حاصل ہوتے ہیں جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل 3.118 اف حاصل ہوتا ہے۔ شکل 3.118 اف میں  $Q_1$  کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$2 + 40000 \times I_B + 0.7 + 2000 \times I_E - 5 = 0$$

لکھا جاسکتا ہے جس میں  $I_B = \frac{I_E}{\beta+1}$  پُر کرنے سے

$$I_{E1} = \frac{5 - 2 - 0.7}{\frac{40000}{99+1} + 2000} = 0.95833 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = \frac{\beta}{\beta + 1} I_{E1} = 0.94875 \text{ mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned} V_{E1} &= I_{E1} R_{E1} - 5 \\ &= 0.95833 \times 10^{-3} \times 2000 - 5 \\ &= -3.08 \text{ V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $Q_1$  کے مکمل جانب برقی رو  $I_{C1}$  کے 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۔  $I_E \approx I_C \approx 0.95833 \text{ mA}$

$$I_{C1} \approx I_{E1} = 0.95833 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جیسے شکل 3.118 ب میں دکھایا گیا ہے،  $R_{E2}$  کا عکس ٹرانزسٹر  $Q_2$  کے 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

$$V_{E2} = V_{B2} + V_{EB2} = 5.644 + 0.7 = 6.344 \text{ V}$$

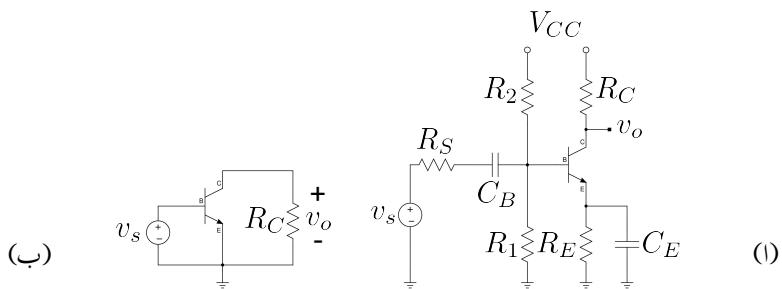
$$I_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{10 - 6.344}{500} = 7.312 \text{ mA}$$

$$V_{C2} = -5 + I_{E2} R_{C2} = -5 + 7.312 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.774 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{E2} - V_{C2} = 6.344 - 3.774 = 2.57 \text{ V}$$

### 3.19 ایمپر مشترک، گلکٹر 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 کپسیٹروں اور یک سمی 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 گلکٹر  $C$  اور ایمپر  $E$  کے مابین سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کا ایمپر مشترک کر سرا ہے۔ اسی سے اس طرز



شکل 3.119: ایمپلیفیاٹر کے مشترک ایمپلیفیاٹر

کے ایمپلیفیاٹر کو مشترک ایمپلیفیاٹر یا مشترک ایمپلیفیاٹر<sup>51</sup> پکارا جاتا ہے۔ اگر شکل الف میں کپیٹر  $C_E$  استعمال نہ کیا جاتا تب ٹرانزسٹر کا ایمپلیفیاٹر 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 ایمپلیفیاٹر ہی پکارا جاتا ہے۔ اس باب میں اب تک جتنے ایمپلیفیاٹر دیکھے گئے وہ تمام مشترک ایمپلیفیاٹر تھے۔

شکل 3.120 الف میں کلکٹر مشترک<sup>52</sup> اور اس کے نیچے اس کا مساوی باریک اشاراتی دور جکہ شکل ب میں بیس مشترک<sup>53</sup> ایمپلیفیاٹر اور اس کے نیچے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھائے گئے ہیں۔ ان ایمپلیفیاٹر میں بھی اگر مشترک کہ سرے اور بر قی زمین کے مابین مزاحمت وغیرہ نسب ہوتا، انہیں تب بھی انہیں ناموں سے پکارا جاتا۔

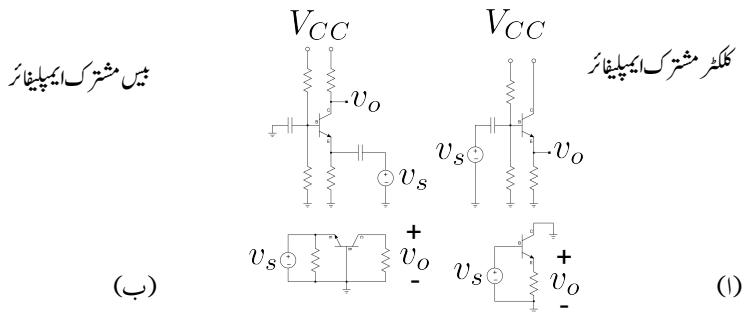
مثال 3.53: شکل 3.121 میں

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega \\ r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$

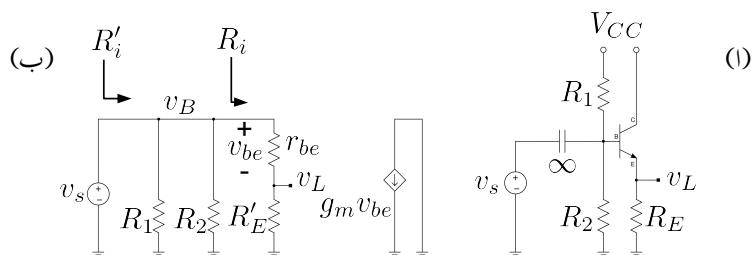
ہیں۔  $R'_i$  اور  $A_v = \frac{v_L}{v_s}$  حاصل کریں۔

حل: شکل ب میں مساوی باریک اشاراتی دو دکھایا گیا ہے جہاں  $R'_E$  ٹرانزسٹر کے میں جانب  $R_E$  کا عکس

common emitter<sup>51</sup>  
common collector<sup>52</sup>  
common base<sup>53</sup>



شکل 3.120: میں مشترک اور گلٹر مشترک ایپلیناٹر



شکل 3.121: 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

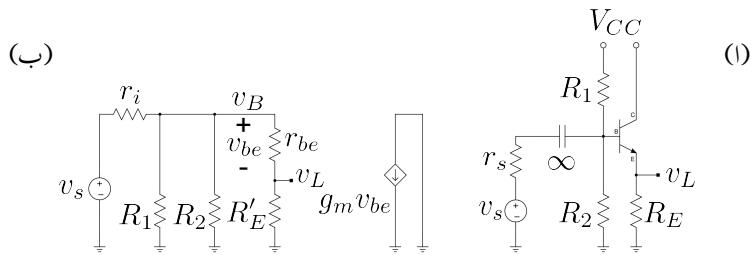
$$\begin{aligned} R'_i &= R_1 \parallel R_2 \parallel R_i \\ &= R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta + 1) R_E \end{aligned}$$

یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R'_i} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i} \\ &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \\ R'_i &= 8.34 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

- ج

مثال 3.54: شکل 3.122 میں  $r_i = 5 \text{ k}\Omega$  ہے جکہ بقايا تمام متغيرات مثل 3.53 کی ہي ہي ہي۔ حاصل کریں۔



شکل 3.122: مثمر کی دوسری مثال

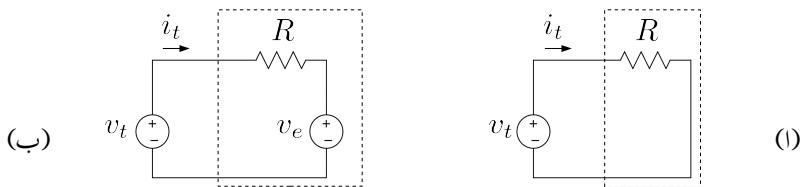
حل: شکل ب سے

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\
 &= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \times \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel (r_i + R'_E)}{r_i + [R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{be} + R'_E)]} \\
 &= \frac{100000}{1000 + 100000} \times \frac{8367}{5000 + 8367} \\
 &= 0.99 \times 0.6259 \\
 &= 0.619 \frac{\text{V}}{\text{V}}
 \end{aligned}$$

مثال 3.53 میں ہم نے دیکھا کہ کلکٹر مثمر 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<sup>54</sup> بھی پکارا جاتا ہے۔ ہم نے یہ بھی دیکھا کہ  $R_1$  اور  $R_2$  کی وجہ سے داخلی مزاحمت  $101\text{k}\Omega$  سے کم ہو کر صرف  $8.34\text{k}\Omega$  رہ گئی۔ مثال 3.54 میں اسی کی وجہ سے افزائش بہت کم ہو گئی۔ آئیں داخلی مزاحمت بڑھانے کا ایک طریقہ دیکھیں۔

شکل 3.123 الف میں نقطہ دار لکیر میں بند دور کا داخلی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر اس پر  $v_t$  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 3.123: داخلی مزاحمت بڑھانے کا طریقہ

اسیں یہی طریقہ شکل ب کے دور پر استعمال کرتے ہوئے اس کا داخلی مزاجت حاصل کریں۔  $v_t$  لاگو 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

$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{R}{0.1} = 10R$$

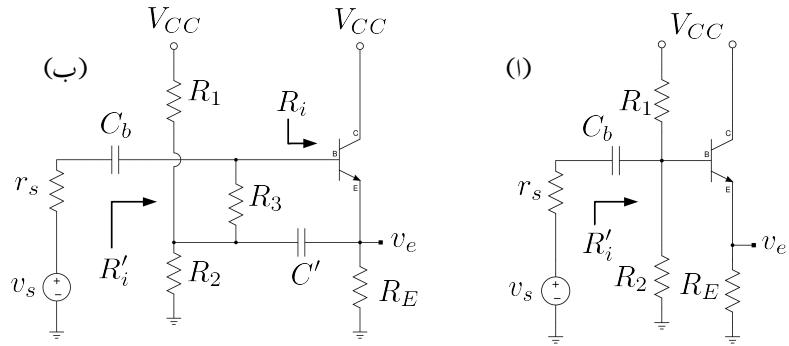
حاصل ہوتا ہے۔ آپ نے دیکھا کہ نقطے دار لکیر میں بند دور میں پائے جانے والے بر قی دباؤ  $v_e$  کی وجہ سے داخلی مزاحمت دس گنا بڑھ گئی ہے۔ اگر  $v_e = 0.99v_t$  ہوتا تب داخلی مزاحمت سو گنا بڑھ جاتی۔

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 جاسکتی ہے۔ آئیں مدرسہ ڈیل مثال میں ایسا ہوتے دیکھیں۔

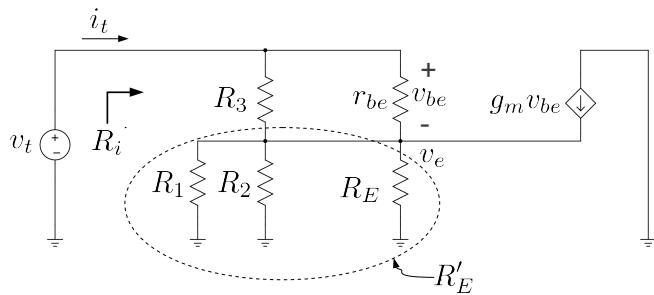
مثال 3.55: شکل 3.124 اف میں گلکھر مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں کچھ تبدیلی کرتے ہوئے شکل ب حاصل کی گئی ہے۔ ثابت کریں کہ شکل 3.124 ب میں دکھائے گئے دور سے داخلی مزاحمت  $R_i$  بڑھ جاتی ہے۔ دونوں اشکال میں

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega, \quad r_{be} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \beta = 99$$



شکل 3.124: گلٹر مشترک کا داخلی مزاحمت پڑھایا گیا ہے



شکل 3.125: مساوی دور

ہیں۔

حل: شکل 3.125 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ جوڑ  $v_e$  پر کر خوف کے قانون برائے برقی رو

$$(3.244) \quad \frac{v_e - v_t}{R_3} + \frac{v_e - v_t}{r_{be}} + \frac{v_e}{R_1} + \frac{v_e}{R_2} + \frac{v_e}{R_E} = g_m (v_t - v_e)$$

لکھا 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 3.124 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 3.124 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

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta + 1) R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3} + 1} \\ &= \frac{\frac{1000 \times 476}{10000} + 1000 + (99 + 1) 476}{\frac{1000}{10000} + 1} \\ &= \frac{47.6 + 1000 + 47600}{0.1 + 1} \\ &= 44.2 \text{k}\Omega \end{aligned}$$

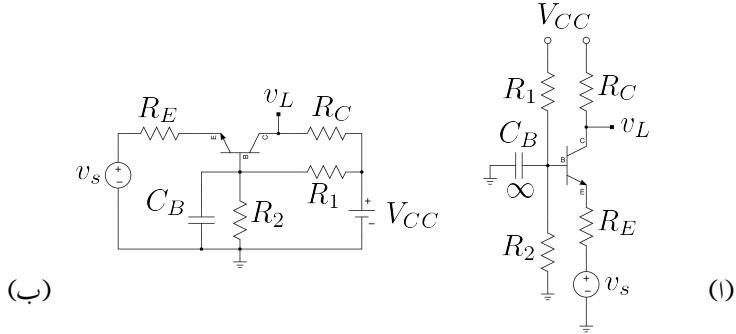
حاصل ہوتا ہے جو کہ سادہ ٹلکٹر مشترک ایمپلیفیئر کی  $900 \Omega$  کے داخلی مزاحمت سے بہت زیادہ ہے۔ اس جواب سے یہ حقیقت بھی سامنے آتی ہے کہ  $\frac{r_{be}R'_E}{R_3}$  کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے لہذا مساوات 3.246 کو

$$(3.247) \quad R'_i \approx r_{be} + (\beta + 1) R'_E$$

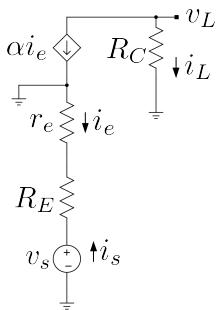
لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کو یاد رکھنا نہیں آسان ہے۔ شکل 3.124 ب کو دیکھتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ  $R'_i$  دراصل دو متوازی چڑیے مزاحتوں کا مجموعہ ہے۔ اس کا ایک حصہ  $R_3$  اور اس کے ساتھ مسلک اجزاء جبکہ اس کا دوسرا حصہ ٹرانزسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت  $R_i$ ۔ چونکہ  $R_3$  کے دونوں سروں پر تقریباً برابر 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 3.126 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 3.127 میں ٹرانزسٹر کا فی۔ ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ صفحہ 336 پر شکل 3.77 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



شکل 3.126: بیس مشترک ایپلیناٹر



شکل 3.127: بیس مشترک ایپلیناٹر باریک اشاراتی مساوی دور

$$i_s = \frac{v_s}{R_E + r_e}$$

ہے۔ یوں

$$i_e = -is = -\frac{v_s}{R_E + r_e}$$

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۔

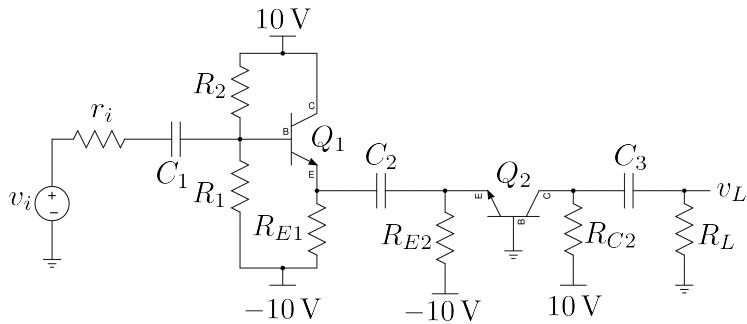
چونکہ

$$i_L = -i_c == -\alpha i_e = \alpha i_s$$

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 3.128: ایمپلینفیٹر، مشرک اور بیس مشرک کا زنجیری ایمپلینفیٹر

مثال 3.57: شکل 3.128 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۔

$$V_{BB1} = \left( \frac{10 + 10}{20000 + 160000} \right) \times 20000 - 10 = -7.777 \text{ V}$$

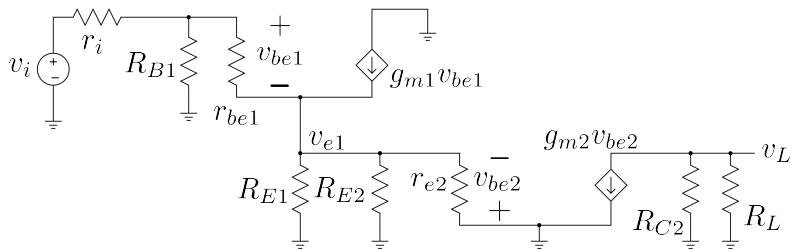
$$R_{B1} = \frac{20000 \times 160000}{20000 + 160000} = 17.778 \text{ k}\Omega$$

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 3.129: ایک مشترک اور میں مشترک کا زنجیری ایپلینگر کا مساوی پارامٹر دوسرے

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

$$g_{m2} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40 \text{ mS}$$

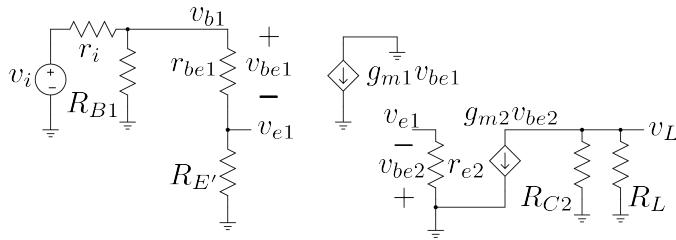
$$r_{e2} \approx \frac{1}{g_{m2}} = \frac{1}{0.04} = 25 \Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ایک مشترک کے لئے پائے ریاضی نمونہ جبکہ میں مشترک کے لئے فی ریاضی فونہ کو پائے ریاضی نمونہ کے طرز پر بناتے ہوئے زنجیری ایپلینگر کا پارک اشاراتی مساوی دور شکل 3.129 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 دائروں کو علیحدہ کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل 3.130 حاصل ہوتا ہے جہاں  $R'_E = 2.4 \text{ k}\Omega$  کو کہا گیا ہے۔ یعنی  $(\beta + 1) \times 24$

یوں

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{be2}} \times \frac{v_{be2}}{v_{e2}} \times \frac{v_{e2}}{v_{b1}} \times \frac{v_{b1}}{v_i}$$



: 3.130

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 کارکردگی کو یوں رکھا گیا کہ ٹرانزسٹر تمام اوقات خطی نخطے میں رہے۔ ایسا ایمپلیفائر جو 360 زاویے کے اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے درجہ الف<sup>55</sup> کا ایمپلیفائر کہلاتا ہے۔ داخلی اشارے کے عدم موجودگی میں بھی ایسے ایمپلیفائر میں  $I_{CQ}$  بر قی رو گزرتی ہے جس سے ٹرانزسٹر میں  $V_{CEQ} I_{CQ}$  طاقت کا ضایع پایا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیڑی سے چلنے والے آلات کے لئے ایسا قطعاً قبل قبول نہیں۔<sup>56</sup>

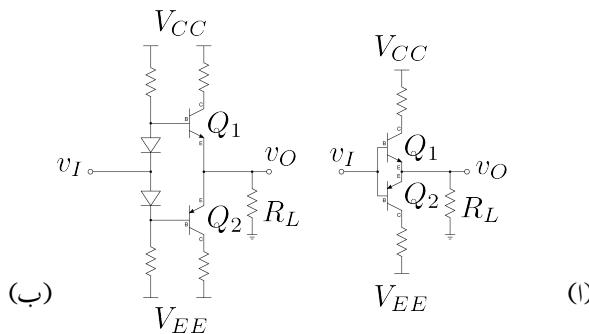
ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی کو پابند  $V_{CE,dd}$  سے قدر نیچے رکھنے سے 0  $\approx I_{CQ}$  ٹرانزسٹر کی صورت میں، ثابت اشارے کی عدم موجودگی میں ٹرانزسٹر چالو ہو جاتا ہے اور ایمپلیفائر کام کرنا شروع کر دیتا ہے جبکہ منقی اشارے کی صورت میں ٹرانزسٹر مقطوع رہتا ہے اور یوں ایسا ایمپلیفائر منقی اشارہ بڑھانے کی صلاحیت نہیں رکھتا۔  $pnp$  ٹرانزسٹر کی صورت میں ایسا ایمپلیفائر صرف منقی اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ ایسا ایمپلیفائر جو 180 زاویے پر اشارہ بڑھا سکے درجہ ب<sup>57</sup> ایمپلیفائر کہلاتا ہے۔

شکل 3.131 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 مقطوع رہتے ہیں اور ان میں طاقت کا ضایع نہیں پایا جاتا۔ ثابت اشارے کی صورت میں  $Q_1$  چالو ہو جاتا ہے جبکہ منقی اشارے کی صورت میں  $Q_2$  چالو ہو جاتا ہے۔ یوں  $v_I \approx 0.7\text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ اگر داخلی اشارہ 0.7V سے کم ہو تو ٹرانزسٹر چالو نہ ہو سکیں گے۔ شکل ب میں اس مسئلے کو حل کرنا دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں ڈائوڈ سیدھے مائل ہیں اور یوں ان پر تقریباً 0.7V پایا جائے گا۔ یوں معمولی ثابت چیلٹ پر ہی  $Q_1$  چالو ہو جائے گا اور اسی طرح معمولی منقی چیلٹ پر  $Q_2$  چالو ہو جائے گا۔

درجہ ب ایمپلیفائر کے خارجی اشارے کی شکل بگزیری 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>



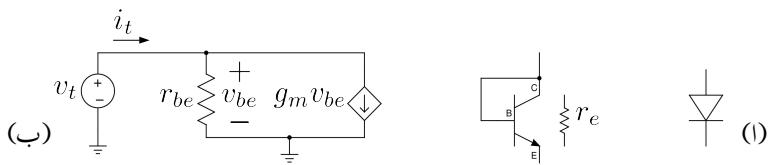
شکل 3.131: درجہ ایکلیفیاٹر

درجہ پ<sup>59</sup> ایکلیفیاٹر سے مراد ایسا ایکلیفیاٹر ہے جو 180 سے کم زاویے پر کام کرتا ہو۔ ایسے ایکلیفیاٹر انہائی بلند تعدد<sup>60</sup> پر استعمال کئے جاتے ہیں جہاں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب  $L_C$  کی مدد سے درکار خارجی اشارہ پیدا کیا جاتا ہے۔

درجہ ت<sup>61</sup> ایکلیفیاٹر سے مراد ایسا ایکلیفیاٹر ہے جس میں ٹرانزسٹر بطور سونج کام کرتا ہو۔ ٹرانزسٹر یا مکمل چالو اور یا پھر مکمل منقطع رہتا ہے۔

### 3.21 ٹرانزسٹر سے ڈائیوڈ کا حصول

محلوط ادوار میں حقیقت میں ڈائیوڈ از خود نہیں بنایا جاتا بلکہ اس کی جگہ ٹرانزسٹر بنایا جاتا ہے اور اس ٹرانزسٹر کے میں کو مکلٹر کے ساتھ جوڑ کر بطور ڈائیوڈ استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل 3.132 الف میں npn استعمال کرتے ہوئے ڈائیوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ ساتھ ہی ڈائیوڈ کھاکر ٹرانزسٹر سے حاصل ڈائیوڈ کی سمت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر کے میں اور مکلٹر آپس میں جڑے ہیں لہذا  $v_{BE} = 0$  ہو گا اور یہ بالکل ایک ڈائیوڈ کی طرح ہی کردار ادا کرے گا۔ آئیں اس ڈائیوڈ کا ہر ایک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کے مکلٹر اور ایکٹر کے مابین  $v_t$  بر قی دباؤ



شکل 3.132: 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 3.132 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

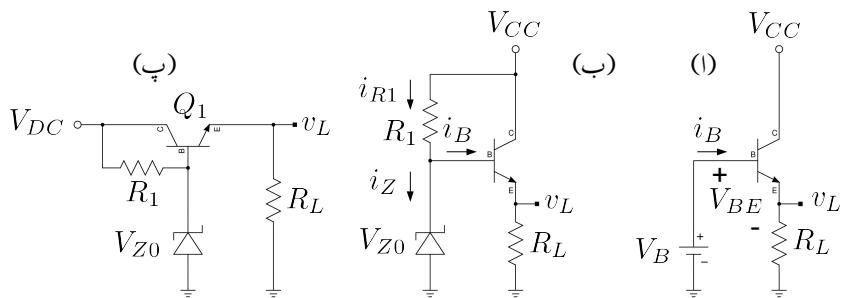
صفحہ 193 پر مثال 2.20 میں آپ نے دیکھا کہ زیز ڈائیوڈ میں برقی رو کے تبدیلی کی وجہ سے منع کے برقی دباؤ میں تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ اس حصے میں زیز ڈائیوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کرتے ہوئے بہتر منع بنائی جائے گی۔

شکل 3.133 اف مشترکہ ایکٹر ایمپلیفیگر 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۔

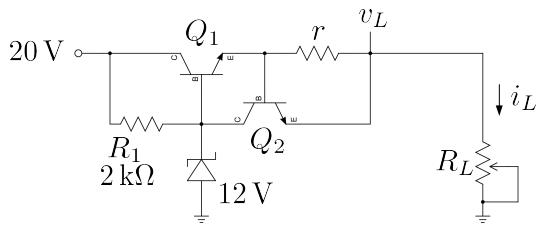
شکل ب میں بیٹری کی جگہ مزاحمت  $R_1$  اور زیز ڈائیوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ زیز ڈائیوڈ کو غیر قابو صورت میں تصور کرتے ہوئے ٹرانزیستر کے بیس پر  $V_{Z0}$  برقی دباؤ پایا جائے گا اور یوں  $v_L = V_{Z0} - V_{BE}$  ہو گا۔  $R_L \rightarrow \infty$  کی صورت میں  $i_B = \frac{i_L}{\beta+1} = 0 A$  اور یوں  $i_L = 0 A$  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  $i_{R1} = i_B + i_Z$  ہو گا۔ اب تصور کریں کہ  $R_L$  کی قیمت محدود اور  $0 \Omega < R_L < \infty$  سے زیادہ یعنی



شکل 3.133: مشترک ایکٹر بطور منبع برقی دباؤ



شکل 3.134: ترانزستر سے حاصل منبع برقی دباؤ

ہے۔ اب بھی  $i_{R1}$  مندرجہ بالا مساوات سے ہی حاصل ہو گی۔ البتہ  $i_L = \frac{v_L}{R_L}$  اور  $i_B = \frac{i_L}{\beta+1}$  ہوں گے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_Z &= i_{R1} - i_B \\ &= \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1} - \frac{i_L}{\beta+1} \end{aligned}$$

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 3.133 پر میں اگر  $R_L$  کی مزاحمت نہیں کم کر دی جائے یا منع 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 منع کے خارجی برقی رو کی حد مقرر کر دی جاتی ہے۔ اس حد سے کم برقی رو کی صورت میں منع بالکل عام حالت کی طرح کام کرتے ہوئے مقرر برقی دباؤ مہیا کرتی ہے ابتدہ جیسے ہی برقی رو اس حد سے تجاوز کرنے کی کوشش کرے، منع خارجی برقی دباؤ کو گھٹا کر برقی رو کو مقررہ حد کے اندر رکھتی ہے۔ شکل 3.134 میں ٹرانزیستر  $Q_2$  اور مزاحمت  $r$  اسی مقصد کی خاطر منع میں نسب کئے گئے ہیں۔

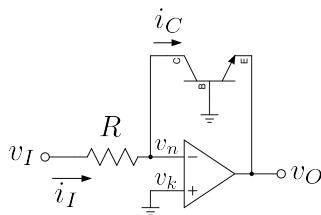
برقی رو  $i_L$  مزاحمت  $r$  میں گزرتے ہوئے اس پر  $i_{Lr}$  برقی دباؤ پیدا کرے گا جو درحقیقت  $Q_2$  کا  $V_{BE}$  ہے۔ جب تک  $V_{BE}$  کی قیمت تقریباً  $0.5\text{V}$  سے کم رہے اس وقت تک  $Q_2$  منقطع رہے گا اور اس کا کسی قسم کا کوئی کردار نہیں ہو گا۔ البتہ اگر  $i_L$  بڑھتے ہوئے اتنی ہو جائے کہ  $V_{BE} \geq 0.5\text{V}$  ہو، تب  $Q_2$  چالو ہو کر  $i_S$  میں اضافہ پیدا کرتے ہوئے خارجی 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  $V_{CE, \text{ثیرانداز}} = V_{CE}$  کو مد نظر رکھتے ہوئے  $Q_2$

$$\frac{20 - 0.2}{2000} = 9.9\text{mA}$$

سیدھا خارجی جانب پہنچائے گا جبکہ  $Q_1$  میں سے گزرتا ہو گا البتہ  $i_L = 209.9\text{mA}$  تک پہنچ پائے گا۔ یاد رہے کہ  $Q_2$  کسی صورت بھی  $Q_1$  کو  $200\text{mA}$  سے کم برقی رو گزارنے پر مجبور نہیں کر سکتا چونکہ ایسا ہوتے ہی  $V_{BE} < 0.5\text{V}$  ہو جائے گا اور  $Q_2$  چالو نہیں رہ سکے گا۔

برقی رو کا حد مقرر کرنے کی خاطر استعمال کئے گئے مزاحمت  $r$  کی وجہ سے خارجی برقی دباؤ  $v_L$  پر اثر ہوتا ہے جس سے  $v_L = V_{Z0} - V_{BE} - i_{Lr}$  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 منع میں مزید پرزا نسب کر کے ختم کیا جا سکتا ہے۔



شکل 3.135: ٹرانزسٹر لوگاریتمی ایمپلیفیاٹر

## 3.23 ٹرانزسٹر لوگاریتمی ایمپلیفیاٹر

شکل 3.135 میں ٹرانزسٹر لوگاریتمی ایمپلیفیاٹر<sup>63</sup> دکھایا گیا ہے۔  $v_k = v_n = 0 \text{ V}$  ہونے کی بدولت

$$i_I = \frac{v_I}{R}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے  $i_I = i_C$  ہو گا جہاں مساوات 3.55 کے تحت

$$i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

لکھا جاسکتا ہے۔  $v_{BE} = -v_O$  لیتے ہوئے یوں

$$\begin{aligned} \frac{v_I}{R} &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ &= I_S e^{-\frac{v_O}{V_T}} \end{aligned}$$

جس سے

$$(3.250) \quad v_O = -V_T \ln \frac{v_I}{I_S R}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت خارجی برقی دباؤ  $v_O$  داخلي برقی دباؤ کے قدرتی لوگاریتم<sup>64</sup> کے برابر ہے۔ یہاں رک کر شکل 2.24 کو بھی ایک نظر دیکھیں۔

---

log amplifier<sup>63</sup>  
 $\ln$ <sup>64</sup>

## 3.24 شاٹکی ٹرانزسٹر

غیر افراستنہ ٹرانزسٹر کے مائل  $pn$  جوڑ کا نفوذی کپیسٹر کافی زیادہ ہوتا ہے۔ یوں اگر ٹرانزسٹر کو افراستنہ خطے 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-افراستنہ حال سے افراستنہ 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 3.136 الف میں ٹرانزسٹر کے میں اور گلکٹر کے درمیان شاثکی ڈائیوڈ نسب کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے شاثکی ٹرانزسٹر<sup>66</sup> وجود میں آتا ہے جس کی علامت شکل ب میں دکھائی گئی ہے۔ شاثکی ٹرانزسٹر کی کارکردگی شکل 3.137 میں دئے ایمپلیفیئر کی مدد سے دیکھتے ہیں۔ چالو ٹرانزسٹر کا  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  ہوتا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر افراستنہ حال میں ہو تو شاٹکی ڈائیوڈ اتنا مائل ہو گا اور اس کا کوئی کردار نہیں ہو گا البتہ اگر ٹرانزسٹر غیر افراستنہ ہونے کی کوشش کرے تو  $V_{CE}$  کم ہو کر شاٹکی ڈائیوڈ کو سیدھا مائل کر دے گا۔ یہی صورت حال شکل میں دکھائی گئی ہے۔ نہیں سے ایک اہم حقیقت واضح ہوتی ہے۔ چونکہ سیدھے مائل شاٹکی ڈائیوڈ پر  $0.3\text{V}$  پائے جاتے ہیں لہذا ٹرانزسٹر کا  $V_{BC}$  بھی  $0.3\text{V}$  پر ہو گا۔ آپ جانتے ہیں کہ جوڑ کو چالو کرنے کی خاطر کم از کم  $0.5\text{V}$  درکار ہوتے ہیں لہذا  $BC$  جوڑ چالو حالت میں نہیں ہو گا۔ غیر چالو جوڑ کی برقی رو قابل نظر انداز ہوتی ہے۔ یوں صفحہ 173 پر دئے مساوات 2.66 کے تحت اس جوڑ کی نفوذی کپیسٹنس بھی قابل نظر انداز ہو گی۔ کپیسٹر کے کم ہونے کی وجہ سے یہ ٹرانزسٹر زیادہ رفتار پر کام کر پائے گا۔

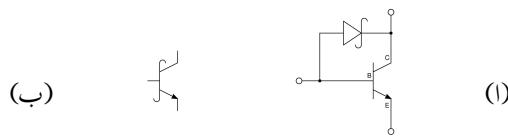
کر خوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$V_{BE} = V_{CE} + V_D$$

کے برابر ہے۔ یوں شاٹکی ڈائیوڈ کے سیدھے برقی دباؤ کو  $0.3\text{V}$  لیتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ  $V_{CE} = 0.4\text{V}$  حاصل ہوتا ہے۔ یہ اہم حقیقت ہے جس کے مطابق شاٹکی ٹرانزسٹر کا  $V_{CE}$  کسی صورت  $0.4\text{V}$  سے کم نہیں ہو سکتا اور یوں یہ کبھی بھی غیر افراستنہ حال میں نہیں پایا جائے گا۔

---

charge<sup>65</sup>  
Schottky transistor<sup>66</sup>



شکل 3.136: شانگی 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

$$I_C = 8.316 \text{ mA}$$

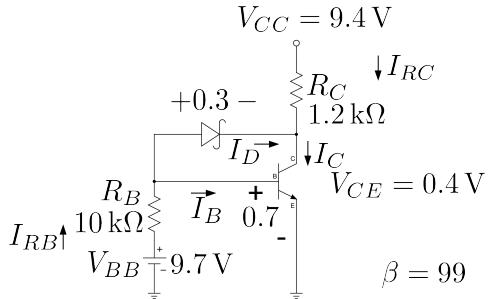
حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$I_D = I_C - I_{RC} = 0.816 \text{ mA}$$

ہوں گے۔

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{BE} - V_D \\ &= 0.7 - 0.3 \\ &= 0.4 \text{ V} \end{aligned}$$

شانگی ٹرانزسٹر کبھی  
بھی غیر افراکنڈہ نہیں ہوتا



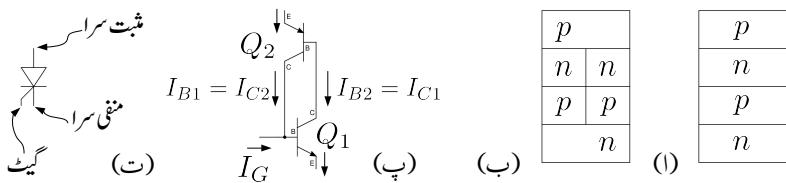
شکل 3.137: شانگی ایمپلینٹر

### 3.25 قوی ٹرانزسٹر

سیلیکان پتھر پر ٹرانزسٹر کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر بنائے جاتے ہیں۔ کئی ایمپیسر اور کئی سو ولٹ تک کام کرنے والے ایسے قوی ٹرانزسٹر<sup>67</sup> زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ٹرانزسٹر متوازنی جوڑ کر مزید زیادہ برقی روکو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمتی سے بدلتی روکی دباؤ بناتے انورٹر<sup>68</sup> میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ قوی ٹرانزسٹر ایک مائکرو سینٹر کے لگ بھگ دورانیہ میں چالو سے منقطع یا منقطع سے چالو حالت میں لائے جاسکتے ہیں۔

برقی طاقت کا ضیاع قوی ٹرانزسٹر کو گرم کرتے ہوئے اس کا درجہ حرارت بڑھاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کا درجہ حرارت بڑھنے سے اس کا  $V_{BE}$  گھستتا ہے۔ یوں متوازنی جڑے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ٹرانزسٹر زیادہ گرم ہو تو اس کا  $V_{BE}$  گھٹ جائے گا۔ متوازنی جڑے ٹرانزسٹروں میں جس ٹرانزسٹر کا  $V_{BE}$  کم سے کم ہو، اس کا  $i_B$  زیادہ ہو گا لہذا اس کا  $i_C$  بھی زیادہ سے زیادہ ہو گا۔ یوں زیادہ گرم ہونے والا ٹرانزسٹر مزید زیادہ برقی رو گزارتے ہوئے مزید زیادہ گرم ہو گا۔ اگر اس عمل کو روکا نہ جائے تو یہ ٹرانزسٹر آخر کار جل جائے گا۔ ٹرانزسٹر کے فلکنر کو عموماً موصل نالی دار دھاتی چادر<sup>69</sup> کے ساتھ جوڑ کر ٹھنڈا رکھا جاتا ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کو قریب تر 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 روکی تقسیم متاثر نہ ہو۔

power transistor<sup>67</sup>  
inverter<sup>68</sup>  
heat sink<sup>69</sup>



شکل 3.138: قابو ریکٹیفایر

## 3.26 قابو ریکٹیفایر

شکل 3.138 میں  $p$  اور  $n$  کے چار تہہ کا پر زہ 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 ممیا 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 میں ہوتا ہے۔ قابو ریکٹیفائر کی علامت شکل ت میں دکھائی گئی ہے۔

قابو ریکٹیفائر کی کارکردگی با آسانی شکل پ کی مدد سے سمجھی جاسکتی ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر مقطوع ہیں۔ یہ ورنہ مداخلت کے بغیر دونوں مقطوع ہی رہیں گے۔ اب تصور کریں کہ گیٹ پر باہر سے برقی رو  $I_G$  فراہم کی جاتی ہے۔ یوں  $Q_1$  چالو ہو کر  $I_{C2} = \beta_1 I_G$  خارج کرے گا جو کہ  $Q_2$  کے میں کی برقی رو ہے اور یوں  $Q_2$  بھی چالو ہو کر  $\beta_2 I_{B2}$  خارج کرے گا جو  $Q_1$  کو برقرار چالو رکھے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر اب  $I_G$  کو صفر بھی کر دیا جائے تو قابو ریکٹیفائر چالو ہی رہے گا۔ حقیقت میں دیکھا گیا ہے کہ  $I_G$  منفی کرنے سے بھی قابو ریکٹیفائر مقطوع نہیں ہوتا۔ قابو ریکٹیفایر 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 برقی رو چالو رکھنے کی حد<sup>74</sup> کہیں گے۔

چالو قابو ریکٹیفائر کو مقطوع 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 انورث<sup>76</sup> تقریباً 100 kW تک دستیاب ہیں جبکہ قابو ریکشیفار پر مبنی 10 MW طاقت کے انورث لوہے کی بھیوں میں عام استعمال ہوتے ہیں۔

---

holding current<sup>75</sup>  
inverter<sup>76</sup>

امثل

$$i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}$$

$$I_C = \alpha I_E$$

$$I_E = I_B + I_C$$

$$i_c = \beta i_b$$

$$i_e = (\beta + 1) i_b$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CE, \text{ذيل}} = 0.2 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_Q = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$r_o = \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_Q = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

$$R_E = \frac{10R_B}{\beta + 1}$$

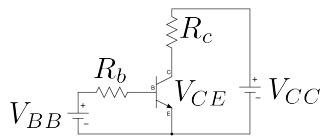
$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B \ll (\beta + 1) R_E$$

$$S_{V_{BE}} \approx -\frac{1}{R_E}$$

$$S_\beta = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left[ \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \right]$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{کمتر} + R_{بڑی}}$$

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\alpha \left( \frac{\text{کل مزاحمت پورپور}}{\text{کل مزاحمت ایمنی}} \right)$$



شکل 3.139: ٹرانزسٹر کا یک سختی دوسر

**سوالات**

مندرجہ ذیل سوالات میں  $I_C = I_E$  قصور کرتے ہوئے حل کریں۔

**سوال 3.1:** شکل 3.139 میں

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 10 \text{ V} & V_{BB} &= 2.5 \text{ V} & \beta &= 99 \\R_b &= 147 \text{ k}\Omega & R_c &= 4 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

لیتے ہوئے  $V_{CE}$  اور  $I_B$ ،  $I_C$  حاصل کریں۔

**جوابات:**  $V_{CE} = 5.1 \text{ V}$  اور  $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 1.2245 \text{ mA}$

**سوال 3.2:** سوال 3.1 میں  $R_C = 8 \text{ k}\Omega$  کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

**جوابات:**  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  اور  $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 1.2245 \text{ mA}$

**سوال 3.3:** سوال 3.1 میں  $R_C = 12 \text{ k}\Omega$  کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

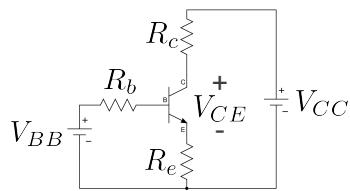
**جوابات:**  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$  اور  $I_B = 12.245 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 0.8166 \text{ mA}$

**سوال 3.4:** شکل 3.139 میں

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 20 \text{ V} & \beta &= 99 \\R_b &= 100 \text{ k}\Omega & R_c &= 9 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

ہیں۔  $V_{BB}$  کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

**جواب:**  $V_{BB} = 2.9 \text{ V}$ ،  $I_B = 22 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 2.2 \text{ mA}$ ،  $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$



شکل 3.140:

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 3.140 میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15 \text{ V} & V_{BB} &= 3.5 \text{ V} & \beta &= 99 \\ R_b &= 14.7 \text{ k}\Omega & R_c &= 4 \text{ k}\Omega & R_e &= 1.47 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

لیتے ہوئے  $V_{CE}$  اور  $I_B$ ،  $I_C$  حاصل کریں۔

$$V_{CE} = 5.528 \text{ V} \text{ اور } I_B = 17.49 \mu\text{A}, I_C = 1.73 \text{ mA}$$

سوال 3.6: سوال 3.6 میں  $V_{BB} = 6 \text{ V}$  کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

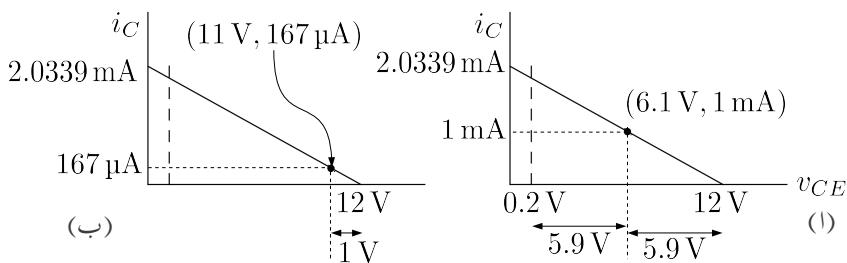
$$V_{CE} = 0.2 \text{ V} \text{ اور } I_B = 84.03 \mu\text{A}, I_C = 2.681 \text{ mA}$$

سوال 3.7: سوال 3.7 میں ٹرانزسٹر غیر افزاں نہ ہے۔ اس صورت میں ٹرانزسٹر کا  $\beta$  کیا ہے۔

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = 31.9$$

سوال 3.9: شکل 3.139 میں  $V_{CE} = 6 \text{ V}$  اور  $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$  اور  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  اور  $\beta = 37$  میں۔  $R_B$  کی خاطر درکار  $V_{BB}$  اور  $I_B$  حاصل کریں۔

جوابات:  $V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B$  اور  $R_B = 49.14 \mu\text{A}$ ،  $I_C = 1.8182 \text{ mA}$  سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔ البتہ اس مساوات میں دو نامعلوم ہیں۔ دو نامعلوم اجزاء حاصل کرنے کی خاطر دو مساوات درکار ہوتے ہیں۔ اس طرح کے مسائل سے انجنئر کا عموماً واسطہ پڑتا ہے۔ انجنئر کی صلاحیت بیان کام آتی



شکل 3.141

ہے۔ موجودہ مسئلہ میں اگر  $V_{BB}$  اور  $R_B$  میں سے کسی ایک کی قیمت چن لی جائے تو دوسرے کی قیمت اس مساوات سے حاصل کی جاسکتی ہے۔ یہاں  $V_{BB} = 6 \text{ V}$  پہنچ سے  $R_B = 107.86 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 3.10: شکل 3.140 میں  $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ,  $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  اور  $\beta = 37$  ہیں۔ اور  $I_C = 1 \text{ mA}$  رکھنے کی خاطر بقایا اجزاء حاصل کریں۔

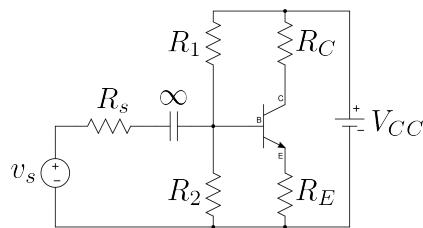
جوابات:  $V_{BB} = 3.67 \text{ V}$  اور  $R_B = 10.26 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 2.7 \text{ k}\Omega$

سوال 3.11: شکل 3.140 میں  $\beta = 37$  اور  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  ہیں۔ خارجی اشارے کا جیٹ زیادہ سے زیادہ رکھنے کی خاطر خطِ بوجہ کھینچیں اور اس سے  $V_{CEQ}$  حاصل کریں۔ بقایا تمام اجزاء بھی حاصل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے  $I_C = 1 \text{ mA}$  اور  $R_C = 10 R_E$  رکھیں۔

جوابات: خطِ بوجہ کو شکل 3.141 کا لف میں دکھایا گیا ہے جس سے  $V_{CEQ} = 6.1 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 3.12: شکل 3.140 میں خارجی اشارے کا جیٹ  $V_{CC} = 12 \text{ V} \pm 1 \text{ V}$  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 3.141 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 3.142

سوال 3.13: سوال 3.12 میں  $R_E$  کی قیمت بھی جس کی وجہ سے  $V_{BB}$  کی قیمت بھی بہت کم حاصل ہوئی۔ دیکھتے ہیں کہ  $V_{BB}$  کی قیمت کم ہونے سے کیا مسئلہ پیدا ہوتا ہے۔ سوال 3.12 کے دور میں اگر حقیقت میں  $V_{BE} = 0.7\text{V}$  کے باجائے  $I_C = 0.65\text{V}$  ہوتا کیا ہو گی۔

جواب:  $I_C = 251\mu\text{A}$ ۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $V_{BE}$  میں ذرہ سی تبدیلی سے برقی روپچاں فنی صد بڑھ گئی ہے جبکہ ہم چاہتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے خصوصیات تبدیل ہونے سے برقی روپ میں کم سے کم تبدیلی رو نما ہو۔

سوال 3.14: شکل 3.140 میں  $I_C = 1\text{mA}$ ،  $V_{CC} = 21\text{V}$  اور  $V_{CE} = 5\text{V}$  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 نمانہ ہو۔  $V_{BB}$  بھی حاصل کریں۔

جوابات:  $R_E = R_C = 8\text{k}\Omega$  ہیں۔ درکار ہے لہذا  $\beta = 49$  پر برقی رو 5% کم یعنی  $0.95\text{mA}$  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 3.142 میں  $R_1$  اور  $R_2$  حاصل کریں۔

جوابات:  $R_2 = 328\text{k}\Omega$ ،  $R_1 = 83\text{k}\Omega$

سوال 3.16: شکل 3.142 میں

$$R_C = 500\Omega, R_E = 100\Omega, R_1 = 15\text{k}\Omega, R_2 = 4\text{k}\Omega, V_{CC} = 10\text{V}$$

جبکہ  $\beta = 100$  ہیں۔ نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔ اس دور میں کم  $\beta$  کا ٹرانزسٹر استعمال کرنا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے برقی رو میں دس فی صد تک کی تبدیلی قابل قبول ہے۔ 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 3.142 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۔

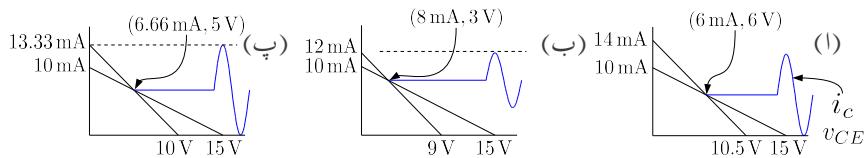
- غیر اخراجی  $V_{CEQ}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے، حاصل قیمتوں کے استعمال سے خارجی اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ جیطہ کیا ہو گا۔

جوابات:

$$R_2 = 4572 \Omega , R_1 = 7566 \Omega , V_{BB} = 5.65 \text{ V}$$

- شکل 3.143 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۔



: 3.143

سوال 19: سوال 3.18 میں  $I_{CQ} = 9 \text{ mA}$  کا زیادہ سے زیادہ جیٹہ کیا ممکن ہے۔

حل: شکل 3.143 ب میں یک سمتی اور بدلتی رو خطوط دکھائے گئے ہیں جہاں سے  $i_c$  کا زیادہ سے زیادہ 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 سے 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 3.143 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 رکتا ہے۔ یوں انہیں بطور ایکلیفائر یا برقی سوچ استعمال کیا جاسکتا 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 ثبت برقی بار ہوتا ہے۔

میدانی ٹرانزسٹر کے کئی اقسام میں 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 رقمبہ پر بنتا ہے اور یوں انہیں استعمال کرتے ہوئے سیلکان کی پتتری پر زیادہ گھنے ادوار بنانا ممکن ہوتا ہے۔ مخلوط عددی ادوار صرف ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے تخلیق دینا ممکن ہے یعنی ایسے ادوار مزاحمت یا ڈائیوڈ کے استعمال کے بغیر بنائے جا سکتے ہیں۔ انہیں وجوہات کی بناء پر جدید عددی مخلوط ادوار<sup>3</sup> مثلاً مائیکروپروسیسٹر<sup>4</sup> اور حافظہ<sup>5</sup> ماسفیٹ سے ہی تخلیق دئے جاتے ہیں۔ اس باب میں ماسفیٹ MOSFET پر بالخصوص اور جوڑ دار فیٹ JFET پر بالعموم غور کیا جائے گا۔

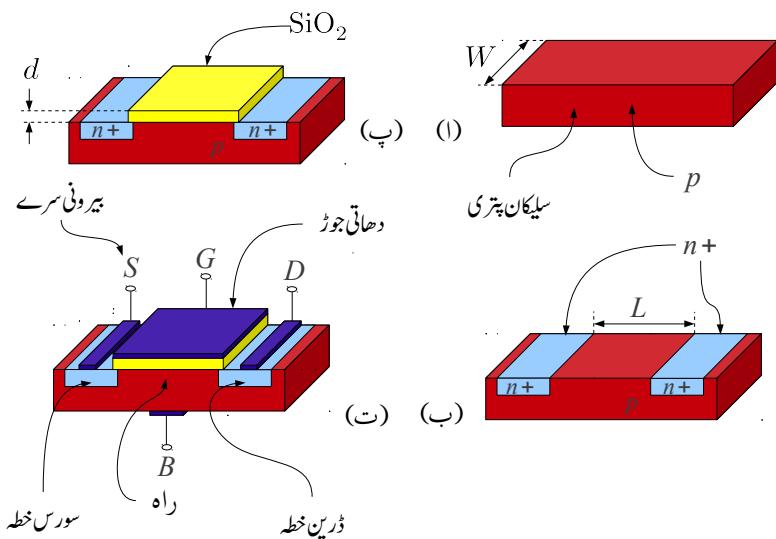
electric field intensity<sup>1</sup>

charge<sup>2</sup>

digital integrated circuits<sup>3</sup>

microprocessor<sup>4</sup>

memory<sup>5</sup>

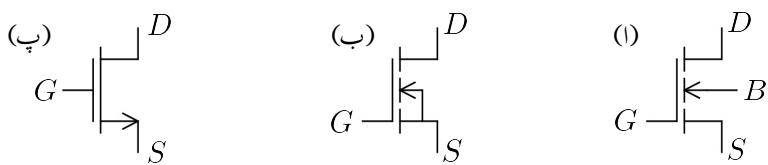


شکل 4.1: n ماسفیٹ کی ساخت

### 4.1 n ماسفیٹ کی ساخت (بڑھاتا n ماسفیٹ)

شکل 4.1 میں n ماسفیٹ بننے ہوئے دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں وضاحت کی غرض سے ماسفیٹ کے مختلف حصے بڑھا چڑھا کر دکھائے گئے ہیں جن کا ماسفیٹ کے حقیقی جسمات سے کوئی تعلق نہیں۔ اگرچہ شکل میں سیلیکان کی پتہ ری کی موٹائی کو کم دکھایا گیا ہے۔ حقیقت میں یہ ماسفیٹ کے جسمات سے اتنی موٹی ہوتی ہے کہ اس کے موٹائی کو ماسفیٹ کی جسمات سے لامدد و تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 4.1 اف میں ثابت یعنی p قسم کے سیلیکان<sup>6</sup> کی پتہ ری جس کی چوڑائی W ہے سے شروع کیا گیا ہے۔ سیلیکان پتہ ری کی موٹائی ماسفیٹ کے وجود سے بہت زیادہ ہوتی ہے لہذا سیلیکان پتہ ری کی موٹائی کو لامدد و تصور کیا جاتا ہے۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس پتہ ری میں دو جگہ دوری جدول<sup>7</sup> کے پانچویں گروہ، یعنی n قسم کے ایٹموں کے نفوذ سے ملاوٹ کر کے + n+ خطے بنائے گئے ہیں۔ ان خطوں میں n ایٹموں کی عددی کثافت عام حالات سے کئی زیادہ رکھی جاتی ہے۔ اسی لئے انہیں n کے بجائے n+ خطے کہا گیا ہے۔ ان دو + n+ خطوں کے مابین فاصلہ L ہے۔ شکل پ میں p قسم کی سیلیکان کی پتہ ری

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  $\text{SiO}_2$  لگایا جاتا ہے۔  $\text{SiO}_2$  انتہائی بہتر غیر موصل ہے۔ اگئے 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 سرانگala جاتا ہے جسے سورس تصور کیا جاتا ہے۔ ایسی صورت میں ماسفیٹ کے تین سرے پائے جائیں گے۔ شکل پ میں اسی کی علامت دکھائی گئی ہے جہاں تیر کا نشان ماسفیٹ میں سے گزرتے برقی رو کی 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 رو کے لئے راہ<sup>12</sup> پیدا کی جاتی ہے۔ اس راہ کے مقام کو شکل ت میں دکھایا گیا ہے۔ سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباؤ لاگو کرنے سے اس راہ میں برقی رو کا گزرا

---

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 *دبليز برق دباؤ*<sup>15</sup>  $V_t$  کہتے ہیں۔ شکل ب میں یوں پیدا کیا گیا راہ دکھایا گیا ہے۔ حقیقت میں  $V_t$  سے ذرا سی زیادہ برقی دباؤ پر برقی روکا گزر ممکن ہوتا ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ گیٹ پر  $V_t$  یا اس سے کم برقی دباؤ کی صورت میں ٹرانزسٹر غیر چالو یا منقطع رہتا ہے جبکہ گیٹ پر  $V_t$  سے زیادہ برقی دباؤ کی صورت میں ٹرانزسٹر چالو یا غیر منقطع رہتا ہے یعنی

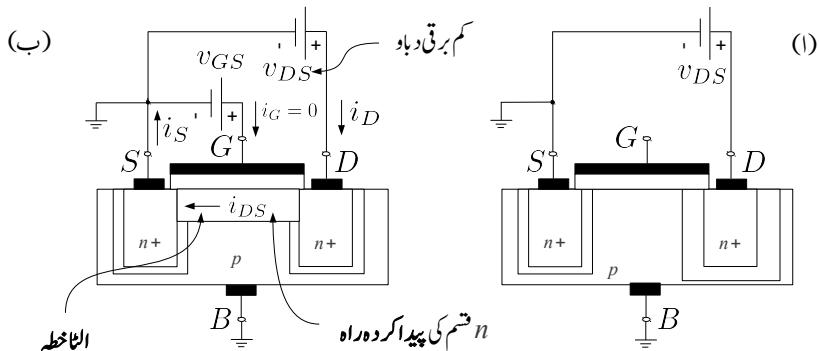
$$(4.1) \quad \begin{aligned} v_{GS} &\leq V_t && \text{منقطع} \\ v_{GS} &> V_t && \text{چالو یا غیر منقطع} \end{aligned}$$

یوں  $v_{GS} = V_t$  کو *دبليز تصور کیا جاسکتا ہے* جس کی ایک جانب ماسفیٹ چالو جبکہ اس کی دوسری جانب ماسفیٹ منقطع رہتا ہے۔ چالو ماسفیٹ کے ڈرین اور سورس سروں کے مابین برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاگو کرنے سے پیدا کردہ راہ میں برقی رو  $i_{DS}$  گزرتے گی۔ چونکہ گیٹ کی برقی رو کی قیمت صفر ہے *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>

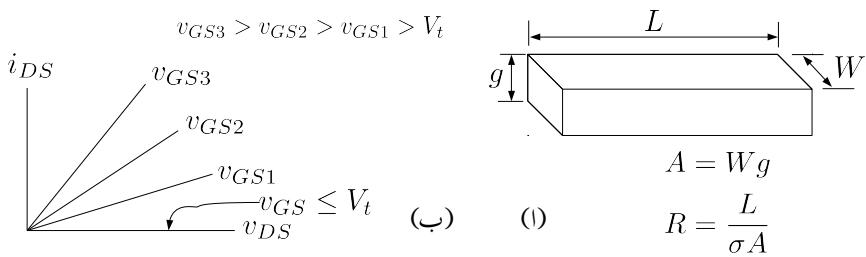


شکل 4.3: بر قی راہ کا وجود پیدا ہونا

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 اپر ذکر ہوا، vDS 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

<sup>16</sup> source  
<sup>17</sup> drain

<sup>18</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۔  
<sup>19</sup> enhancement nMOSFET  
<sup>20</sup> conductivity



شکل 4.4: پیدا کردہ راہ کی مزاحمت

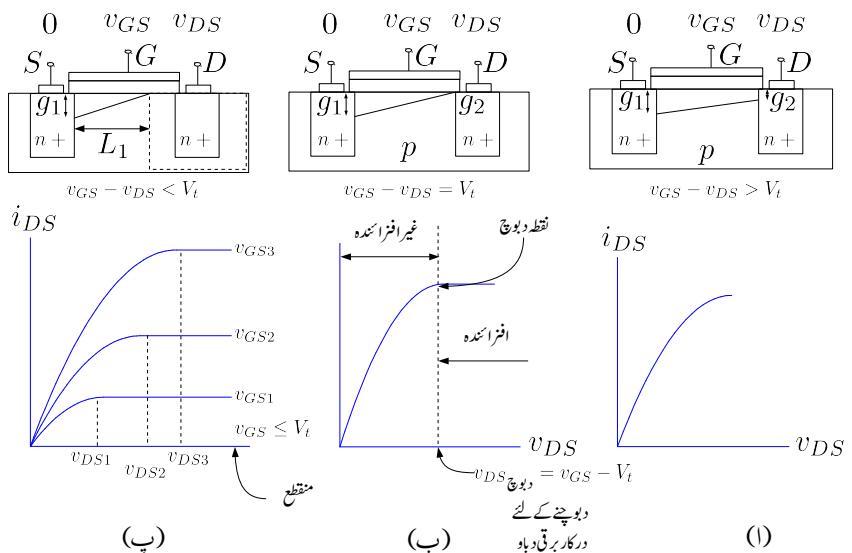
کرتے ہوئے  $v_{DS} - i_{DS}$  کا خط گراف کیا گیا ہے۔ اسی طرح گیٹ پر برقی دباؤ کو مزید بڑھا کر  $v_{GS3}$  کرتے ہوئے بھی  $v_{DS} - i_{DS}$  کا خط گراف کیا گیا ہے۔

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 خطے 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 خطے  $v_{DS}$  وولٹ پر ہے اور یوں یہاں پیدا کردہ راہ کی گہرائی ( $v_{GS} - v_{DS} - V_t$ ) 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: پیدا کردہ اہ کی گہرائی اور  $n$  بڑھاتے ماسفیٹ کے خط

کے برابر ہوتی ہے۔  $v_{DS}$  کی مقدار صفر وولٹ سے بڑھانے سے  $g_2$  کم ہوتا ہے اور پیدا کردہ راہ کی مزاحمت بڑھتی ہے جس سے  $v_{DS} - i_{DS}$  خط کی ڈھلوان کم ہو گی۔ شکل الف میں بڑھتے  $v_{DS}$  کے ساتھ  $v_{DS} - i_{DS}$  خط کی ڈھلوان بذریعہ کم ہوتی دکھائی گئی ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $v_{DS}$  کو بڑھا کر  $g_2$  کی مقدار صفر کی جاسکتی ہے جیسے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ ہم کہتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ 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۔  $v_{DS_i}$  پر ٹرانزسٹر میں گزرتی برقی رو کی قیمت  $v_{DS_i}$  کہلاتی ہے اور اگر  $v_{DS_i}$  کو دبوچ سے بڑھایا جائے تو دیکھا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر سے گزرتی برقی رو مستقل  $v_{DS_i}$  کے برابر ہی رہتی ہے اور اس میں کسی قسم کا اضافہ نہیں آتا۔ یہ تمام شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔

شکل 4.5 ب میں ٹرانزسٹر کے افزاں ندہ اور غیر افزاں ندہ خطے بھی دکھائے گئے ہیں۔ یہ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے نوعیت کے ہی ہیں۔ شکل 4.5 پ میں مختلف گیٹ کے برقی دباؤ پر  $v_{DS_i}$  کے خط کھینچ گئے ہیں اور ان کے نقطہ دبوچ پر برقی دباؤ کو  $v_{DS1}$ ،  $v_{DS2}$  اور  $v_{DS3}$  لکھ کر واضح کیا گیا ہے۔ سورس خطہ برقی زمین پر رکھتے ہوئے اگر گیٹ پر برقی دباؤ  $V_t$  سے کم ہو تب راہ وجود میں نہیں آتا اور ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کئے رہتا ہے اور اس میں برقی رو کی قیمت صفر رہتی ہے۔ منقطع صورت بھی اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔

n ماسفیٹ کے ان نتائج کو یہاں ایک جگہ لکھتے ہیں۔

منقطع

$$(4.7) \quad v_{GS} \leq V_t$$

چالو

$$(4.8) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} - v_{DS} \geq V_t & \text{غیر افزاں ندہ} \\ v_{GS} - v_{DS} = V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GS} - v_{DS} \leq V_t & \text{افزاں ندہ} \end{array}$$

انہیں مساوات کو یوں

$$(4.9) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{مقطوع} \\ v_{DS} \leq v_{GS} - V_t & \text{غیر افزائندہ} \\ v_{DS} = v_{GS} - V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{DS} \geq v_{GS} - V_t & \text{افزاںندہ} \end{array}$$

یا یوں

$$(4.10) \quad \begin{array}{ll} v_{GS} \leq V_t & \text{مقطوع} \\ v_{GD} \geq V_t & \text{غیر افزائندہ} \\ v_{GD} = V_t & \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GD} \leq V_t & \text{افزاںندہ} \end{array}$$

بھی لکھا جا سکتا ہے۔ یاد رہے کہ افزائندہ یا غیر افزائندہ خطے ہونے کے لئے لازمی ہے کہ ماسفیٹ چالو (یعنی غیر مقطوع) ہو۔ ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں رکھ کر ایک پلیفارم بنا�ا جاتا ہے۔

مثال 4.1: شکل 4.6 الف میں n ماسفیٹ کے پیدا کردہ راہ کو بطور سواؤہم ( $100\Omega$ ) 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۔

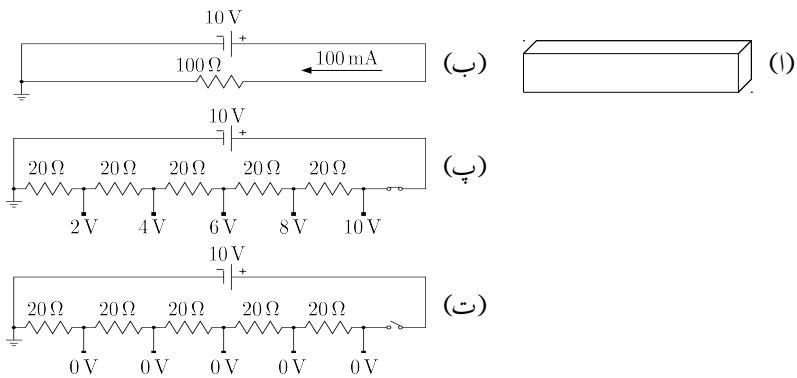
1. پیدا کردہ راہ کے مختلف مقامات پر برقی دباؤ حاصل کریں۔

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:

#### الباب 4. میدانی ٹرانزسٹر



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 ہو گی۔ مزید یہ کہ سو اونہم کے مزاحمت کو کئی مزاحمت سلسلہ وار جڑے تصور کیا جاسکتا ہے۔ شکل پ میں اسے پانچ عدد 20 Ω سلسلہ وار جڑے تصور کیا گیا ہے جہاں ہر جوڑ پر 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۔

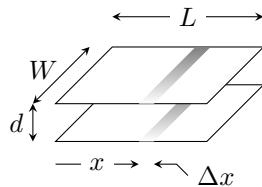
پیدا کردہ راہ پر لا گو بر قی دباؤ ( $v_{DS}$ ) اس میں بر قی رو پیدا کرے گا جو کہ سورس سے ڈرین جانب الکیٹران کے بہاو سے پیدا ہو گا۔ یہ الکیٹران نقطہ دبوچ پر بخیچتے ہی ویران خطے میں داخل ہوں گے۔ ویران خطے میں آزاد الکیٹران نہیں ٹھہر سکتے اور انہیں ڈرین خطے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔ یوں الکیٹران سورس سرے سے 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 7.4: 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  $v_{GS} - v(x) = V_t$  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  $v(0) = v_{DS}$  ہے۔ یوں  $v(L) = v_{GS} - V_t$

$$(4.18) \quad \int_0^L i(x) dx = \int_0^{v_{DS}} - \left[ \frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] dv(x)$$

چونکہ پیدا کردہ راہ میں از خود برقی رو نہ پیدا اور نہ ہی غائب ہو سکتی ہے لہذا اس میں لمبائی کی جانب برقی رو تبدیل نہ ہو گی۔ اس برقی رو کو  $i$  لکھتے ہوئے تکملہ سے باہر نکلا جا سکتا ہے۔

$$(4.19) \quad \begin{aligned} \int_0^L i(x) dx &= i \int_0^L dx = \int_0^{v_{DS}} - \left[ \frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] [v_{GS} - V_t - v(x)] dv(x) \\ ix|_0^L &= - \left[ \frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v(x)|_0^{v_{DS}} - \frac{v(x)^2}{2}|_0^{v_{DS}} \right] \\ iL &= - \left[ \frac{\epsilon \mu_n W}{d} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\ i &= - \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

منی برقی رو کا مطلب ہے کہ یہ بڑھتے  $x$  کے الٹ جانب رو اس ہے یعنی ڈرین سے سورس جانب۔ اس فیٹ میں اسی جانب برقی رو کو  $i_{DS}$  لکھا جاتا ہے۔ یوں درج ذیل حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.20) \quad i_{DS} = \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

نقطہ دبوچ پر  $v_{DS} = v_{GS} - V_t$  استعمال کرتے اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.21) \quad \begin{aligned} i_{DS\text{ دبوچ }} &= \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS\text{ دبوچ }} - \frac{v_{DS\text{ دبوچ }}^2}{2} \right] \\ &= \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) (v_{GS} - V_t) - \frac{(v_{GS} - V_t)^2}{2} \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[ \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right] \left[ \frac{W}{L} \right] (v_{GS} - V_t)^2 \end{aligned}$$

چونکہ افزائندہ خطے میں نقطہ دبوچ پر بر قی رو ہی رہتی ہے لہذا افزائندہ خطے میں بر قی رو کی بھی یہی مساوات ہے۔

ان مساوات میں

$$(4.22) \quad k'_n = \left( \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right)$$

$$k_n = \left( \frac{\epsilon \mu_n}{d} \right) \left( \frac{W}{L} \right) = k'_n \left( \frac{W}{L} \right)$$

لیتے ہوئے انہیں دوبارہ لکھتے ہیں۔ ساتھ ہی ساتھ ان کا دائرہ عمل معین کرنے کے نکات بھی درج کرتے ہیں۔

غیر افزائندہ خطہ:

$$(4.23) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = \geq V_t$$

$$(4.24) \quad i_{DS} = k'_n \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

$$= k_n \left[ (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

نقطہ دبوچ:

$$(4.25) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} = V_t$$

$$(4.26) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2$$

$$= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

افزائندہ:

$$(4.27) \quad v_{GS} > V_t$$

$$v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} \leq V_t$$

$$(4.28) \quad i_{DS} = \frac{k'_n}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]^2 \\ = \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2$$

منقطع:

$$(4.29) \quad v_{GS} \leq V_t \\ i_{DS} = 0$$

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

$$(4.33) \quad R = \frac{v_{DS}}{i_{DS}} = \frac{1}{k'_n \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{GS} - V_t]}$$

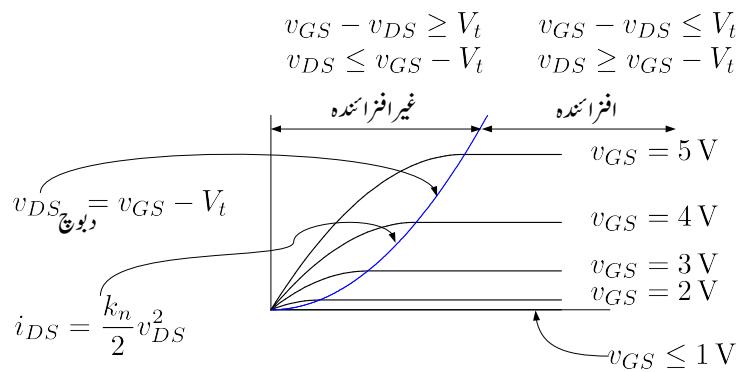
ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباؤ تبدیل کر کے اس کی مزاجمت تبدیل کی جاتی ہے اور یوں ماسفیٹ کو بطور قابو مزاجمت استعمال کیا جا سکتا ہے۔

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

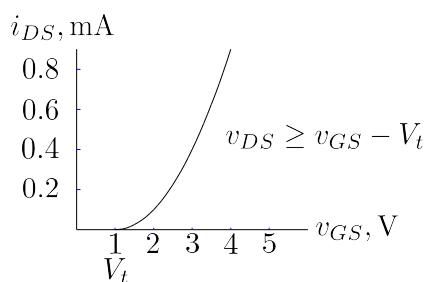
$$(4.34) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2$$

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۔

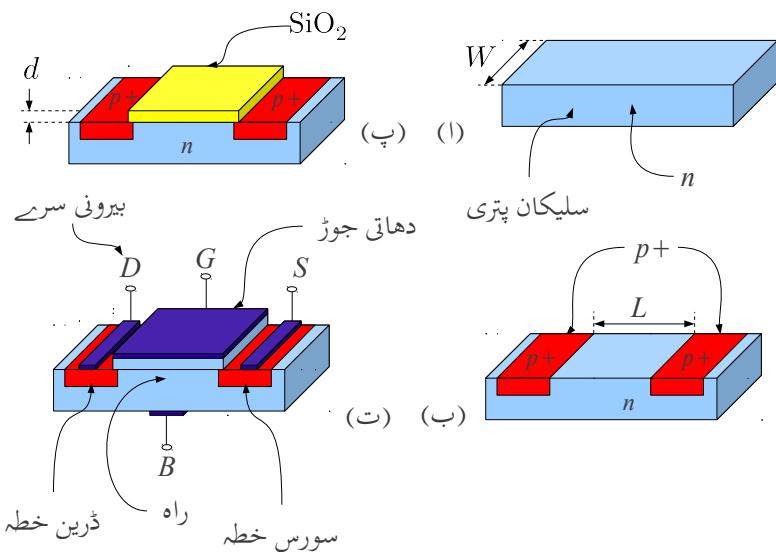
ایک تیرا عمل جو ماسفیٹ کو فوراً بٹاہ کر لیتا ہے اس وقت پیش آتا ہے جب گیٹ اور سورس کے مابین برتنی دباؤ یہاں کے قابل برداشت حد  $V_{GS_{BR}}$  سے تجاوز کر جائے۔ یاد رہے کہ گیٹ اور سورس کے درمیان انتہائی بدیک غیر موصل  $SiO_2$  کی تہہ ہوتی ہے۔ یوں گیٹ اور سورس کے مابین کچھ ہی برتنی دباؤ پر اس غیر موصل میں 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۔

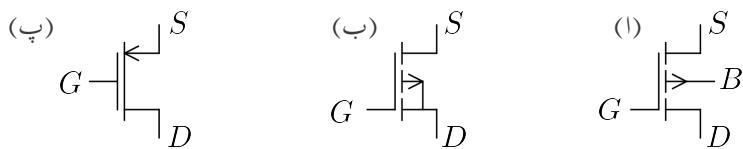


شکل 4.10: p ماسفیٹ کی ساخت

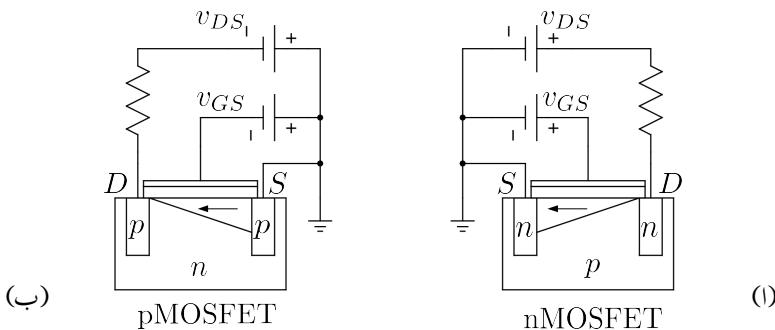
#### 4.4 بڑھانا pMOSFET ماسفیٹ

p ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں ثبت ماسفیٹ بھی کہیں گے، کو n قسم کی سلیکان پتھری پر بنایا جاتا ہے جس میں دو عدد p+ قسم کے نظرے 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۔ سروس سے خول راہ میں خارج ہو کر ڈرین تک سفر کرتے ہیں جہاں انہیں راہ سے حاصل کیا جاتا ہے۔ ماسفیٹ میں برقی رو خولوں کے اسی حرکت کی بدولت ہے۔

nMOSFET کی جامت کم ہونے کی بدولت سلیکان پتھری پر انہیں زیادہ تعداد میں بنایا جا سکتا ہے۔ یوں اگرچہ مخلوط ادوار میں nMOSFET کو pMOSFET پر ترجیح دی جاتی ہے مگر پھر بھی ان کی اپنی اہمیت



شکل 4.11: p-بڑھاتا ماسفیٹ کی علامتیں



شکل 4.12: pMOSFET اور nMOSFET بڑھاتے نقطہ دبوچ پر

ہے جس کی بنابر انبیں بھی مخلوط ادوار میں استعمال کیا جاتا ہے۔ بالخصوص جڑوا ماسفیٹ (CMOS) ادوار جو کہ اہم ترین ادوار تصور کئے جاتے ہیں ان دونوں اقسام کو استعمال کرتے ہی بنائے جاتے ہیں۔

شکل 4.12 میں موازنے کے لئے بڑھاتے nMOSFET اور pMOSFET کو نقطہ دبوچ پر مائل کرتے دکھائے گئے ہیں۔ nMOSFET میں سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ رہا میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر رہا کا بایاں سرا صفر وولٹ پر ہو تو اس کا بایاں سرا ثابت برقی دباو پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور باکیں سرے کے مابین برقی دباو زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور دیگر سرے کے مابین برقی دباو نسبتاً کم ہو گا جس سے رہا ترقی چھی شکل کا پیدا ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباو زیادہ ہو وہاں رہا کی گھر ای زیادہ ہو گی۔ pMOSFET میں بھی سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ رہا میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر رہا کا بایاں سرا صفر وولٹ پر ہو تو اس کا بایاں سرا منفی برقی دباو پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور دیگر سرے کے مابین برقی دباو زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور باکیں سرے کے مابین برقی دباو نسبتاً کم ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباو زیادہ ہو وہاں رہا کی گھر ای زیادہ ہو گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں اقسام کے ماسفیٹ میں

پیدا کردہ راہ ڈرین پر دیوچ جاتا ہے۔

مخفی مقادیریں ہیں لہذا  $i_{SD}$  اور  $v_{DS}$  اور  $v_{SG}$  کے pMOSFET مقدار ہوں گے۔ pMOSFET کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

#### غیر افزائندہ 4.4.1

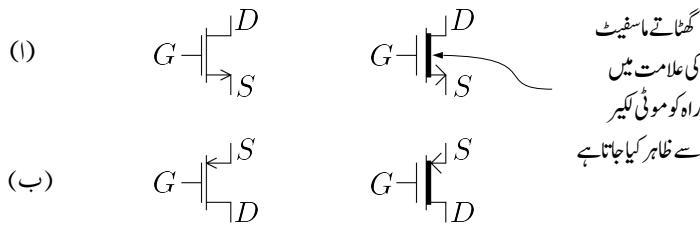
$$(4.36) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\geq -V_t \\ i_{SD} &= k'_p \left[ \frac{W}{L} \right] \left[ (v_{SG} + V_t) v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2} \right] \end{aligned}$$

نقطہ دیوچ

$$(4.37) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &= -V_t \\ i_{SD} &= \frac{k'_p}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{SG} + V_t]^2 \end{aligned}$$

افزائندہ

$$(4.38) \quad \begin{aligned} v_{SG} &> -V_t \\ v_{DG} &\leq -V_t \\ i_{SD} &= \frac{k'_p}{2} \left[ \frac{W}{L} \right] [v_{SG} + V_t]^2 \end{aligned}$$



شکل 4.13: گھٹاتے اور بڑھاتے ماسفیٹ کی علامتیں

مقطوع

$$(4.39) \quad v_{SG} \leq -V_t \\ i_{SD} = 0$$

## 4.5 گھٹاتا n ماسفیٹ

nMOSFET بناتے وقت، اس کے سورس اور ڈرین خطوں کے درمیان سلیکان پتھری میں گیٹ کے بالکل نیچے قسم کے خلطے کے اضافے سے n قسم کا گھٹاتا ماسفیٹ<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 لاگو برقی دباؤ کو بذریعہ منفی جانب لے جایا جائے تو آخر کار راہ کی گہرائی صفر ہو جائے گی اور ماسفیٹ میں برقی روکا گزرنما ممکن نہیں رہے گا۔ یہ برقی دباؤ اس ماسفیٹ کا  $V_t$  ہوتا ہے۔ یوں  $n$  قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کا  $V_t$  منفی قیمت رکھتا ہے۔

گھٹاتا اور بڑھاتا منفی ماسفیٹ کے مساوات میں کوئی فرق نہیں المذا اب تک کے تمام بڑھاتا ماسفیٹ کے مساوات جوں کے توں گھٹاتا ماسفیٹ کے لئے بھی استعمال کئے جائیں گے۔

### 4.5.1 مقطوع صورت

اگر گھٹاتا ماسفیٹ کے  $v_{GS}$  پر  $V_t$  سے کم (یعنی مزید منفی) برقی دباؤ لاگو کیا جائے تو راہ کا وجود نہیں رہے گا یعنی پیدا کردہ راہ نہیں رہے گا اور ماسفیٹ مقطوع صورت<sup>26</sup> اختیار کر لے گا۔ اس شرط کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$(4.40) \quad v_{GS} \leq V_t$$

یوں اگر کسی گھٹاتا ماسفیٹ کا  $V_t = -3.5 \text{ V}$  ہو اور اس کے گیٹ پر  $v_{GS} = -4 \text{ V}$  لاگو کیا جائے تو یہ مقطوع ہو جائے گا اور اگر اس کے گیٹ پر  $v_{GS} = 1.2 \text{ V}$  یا  $v_{GS} = -2.2 \text{ V}$  اور یا  $v_{GS} = 5.3 \text{ V}$  لاگو کیا جائے تو ماسفیٹ چالو رہے گا۔

### 4.5.2 غیر افزائندہ

$v_{GS}$  پر  $V_t$  سے زیادہ برقی دباؤ لاگو کرنے سے ماسفیٹ چالو حالت اختیار کر لیتا ہے۔ جب تک چالو ماسفیٹ کے گیٹ پر ڈرین خٹلے سے  $|V_t|$  ولٹ کم نہ ہو جائیں گھٹاتا ماسفیٹ غیر افزائندہ ہو گا۔ اس شرط کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$(4.41) \quad \begin{aligned} v_{GS} - v_{DS} &\geq V_t \\ v_{GD} &\geq V_t \end{aligned}$$

یوں اسی مثال کو آگے بڑھاتے ہوئے اگر  $v_{GS} = 5.3 \text{ V}$   $V_t = -3.5 \text{ V}$  ہو اور  $v_{DS} < 8.8 \text{ V}$  رہے ماسفیٹ غیر افزائندہ رہے گا۔

cut off 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۔

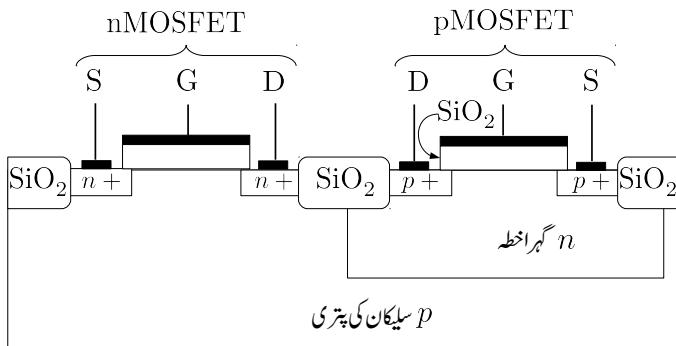
$$(4.43) \quad v_{GS} - v_{DS} \leq V_t \\ v_{GD} \leq V_t$$

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 جڑوا ماسفیٹ کی ساخت

## 4.7 جڑوا ماسفیٹ CMOS

جزوا ماسفیٹ nMOSFET اور pMOSFET دونوں استعمال کرتے ہیں جنہیں  $p$  سیلیکان پر بنایا جاتا ہے۔ nMOSFET تو بتاہی  $p$  سیلیکان پر ہے البتہ pMOSFET  $n$  ناتے وقت پہلے  $p$  سیلیکان میں گہرا خطہ بنایا جاتا ہے اور پھر اس خطے میں pMOSFET بنایا جاتا ہے۔ شکل 4.14 میں جڑوا ماسفیٹ کی ساخت دکھائی گئی ہے۔ جڑوا ماسفیٹ کو عام فہم میں سیماس<sup>27</sup> کہتے ہیں۔ شکل میں ماسفیٹ کے دونوں جانب  $\text{SiO}_2$  کے گہرے حصے دکھائے گئے ہیں جو ساتھ ساتھ دو ماسفیٹ کو مکمل طور پر علیحدہ رکھنے کی خاطر استعمال کئے جاتے ہیں۔ یاد رہے کہ  $\text{SiO}_2$  نہایت عمدہ غیر موصل ہے۔ سیماس کو  $p$  سیلیکان پر بھی بنایا جا سکتا ہے۔ پس اس میں کو گہرے  $n$  خطے میں بنانا ہو گا جبکہ nMOSFET تو بتاہی  $p$  سیلیکان پر ہے۔

## 4.8 ماسفیٹ کے یک سمی ادوار کا حل

اس حصے میں ماسفیٹ کے یک سمی ادوار حل کئے جائیں گے۔ جیسے اس کتاب کے شروع میں بتایا گیا ہے، یک سمی متغیرات انگریزی کے بڑے حروف سے ظاہر کئے جاتے ہیں۔ یوں گیٹ پر بر قی دباؤ کو  $v_{GS}$  کی جگہ  $V_{GS}$  لکھا جائے گا۔ اسی طرح  $v_{DS}$  کو  $V_{DS}$  اور  $i_{DS}$  کو  $I_{DS}$  لکھا جائے گا۔

اس حصے میں دئے گئے مثالوں کو پہلے خود حل کرنے کی کوشش کریں اور بعد میں کتاب میں دئے حل دیکھیں۔

---

مثال 4.2: ایک 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

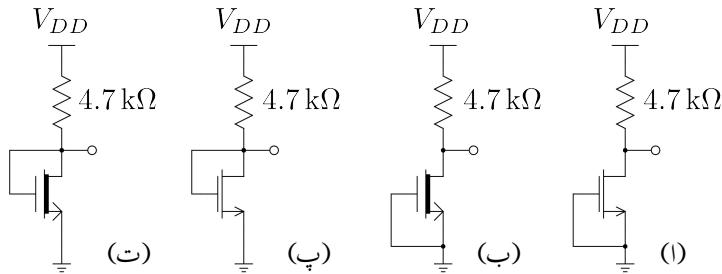
$$v_{GS} - v_{DS} = +1.5 - 1 = 0.5 \text{ V}$$

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 ادوار

مثال 4.3: شکل 4.15 میں منقی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر 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 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 آپنی میں جوڑنے سے  $V_{GS} = 0$  ہو جاتا ہے اور یوں  $V_{GS} < V_t$  ہوتا ہے جس سے ماسفیٹ ممقطع ہو جاتا ہے اور  $I_{DS} = 0$  ہوتا ہے۔

مثال 4.4: شکل 4.15 ب میں منقی گھٹھاتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر 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 برتنی رو حاصل کریں۔

حل:  $n$  قسم کے گھٹتا ماسفیٹ کے  $V_t$  کی قیمت ہر صورت منفی ہوتی ہے۔  $n$  قسم کے ماسفیٹ کا گیٹ اور سورس آپس میں جوڑنے سے  $V_{GS} = 0$  ہو جاتا ہے اور یوں  $V_{GS} > V_t$  یعنی ماسفیٹ چالو ہوتا ہے۔ اب یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا یہ ماسفیٹ افرا نمہ خلطے میں ہے یا کہ غیر افرا نمہ خلطے میں۔

ماسفیٹ کے سوالات میں عموماً قبل از وقت یہ جانا ممکن نہیں ہوتا کہ ماسفیٹ افرا نمہ یا غیر افرا نمہ خلطے میں ہے۔ یوں آپ جان نہیں سکتے کہ ماسفیٹ کی برقی رو حاصل کرتے وقت افرا نمہ ماسفیٹ کی مساوات یا غیر افرا نمہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال ہو گی۔

اس طرح کے سوالات حل کرتے وقت آپ تصور کریں گے کہ ماسفیٹ افرا نمہ (یا غیر افرا نمہ) خلطے میں ہے<sup>28</sup> اور پھر دور حل کرنے کی کوشش کریں گے۔ حل کرنے کے بعد دوبارہ تسلی کریں گے کہ ماسفیٹ افرا نمہ (یا غیر افرا نمہ) خلطے میں ہی ہے۔ اگر حقیقی جواب اور تصور کردہ صورتیں یکساں نکل آئیں تو حل تسلیم کر لیا جاتا ہے ورنہ ماسفیٹ کو غیر افرا نمہ (افرا نمہ) تصور کر کے دور کو دوبارہ حل کیا جاتا ہے۔ آئیں اس ترکیب کو استعمال کریں۔

ہم تصور کرتے ہیں کہ گھٹتا ماسفیٹ افرا نمہ خلطے 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 کر خوف 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 ماسفیٹ واقعی افرا نمہ ہے یا نہیں۔ مساوات 4.8 کا آخری جزو افرا نمہ ماسفیٹ کی شرط بیان کرتا ہے۔ موجودہ مثال میں

$$V_{GS} - V_{DS} = 0 - 5.77 = -5.77 \text{ V}$$

ہے جبکہ  $V_t = -3 \text{ V}$  ہے۔ یوں  $V_{GS} - V_{DS} < V_t$  کی شرط پوری ہوتی ہے اور ماسفیٹ یقیناً افرا نمہ ہی ہے لہذا  $I_{DS} = 0.9 \text{ mA}$  ہی صحیح جواب ہے۔

<sup>28</sup> میری عادت ہے کہ میں ماسفیٹ کو افرا نمہ تصور کر کے دور حل کرنے کی کوشش پہلے کرتا ہوں۔

آئین اسی مثال میں ماسفیٹ کو غیر افراستہ تصور کر کے مثال کو دوبارہ حل کرتے ہیں۔ غیر افراستہ ماسفیٹ کی مساوات حل کرنے کی خاطر  $V_{DS}$  کا معلوم ہونا ضروری ہے۔ دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے ملتا ہے

$$\begin{aligned}V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{DS} \\10 &= I_{DS} \times 4.7 \times 10^3 + V_{DS} \\V_{DS} &= 10 - 4700I_{DS}\end{aligned}$$

غیر افراستہ ماسفیٹ کے مساوات میں  $V_{DS}$  کی جگہ اسے استعمال کرتے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}I_{DS} &= k_n \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{I_{DS}}{k_n} &= \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{I_{DS}}{0.2 \times 10^{-3}} &= \left[ (0 - (-3)) (10 - 4700I_{DS}) - \frac{(10 - 4700I_{DS})^2}{2} \right]\end{aligned}$$

سے

$$I_{DS} = 1.26 \mp j0.46 \text{ mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ مخلوط جوابات ہیں۔ غیر حقیقی برقی رو معنی نہیں رکھتی لہذا ماسفیٹ کے غیر افراستہ 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 لہذا اس مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{GS} \\ 10 &= I_{DS} \times 4700 + V_{GS} \\ V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \end{aligned}$$

اگر ماسفیٹ منقطع ہو تو برقی رو کی مقدار صفر ہو گی اور اس صورت میں اس مساوات کے تحت  $V_{GS} = 10 \text{ V}$  حاصل ہوتا ہے۔ گھٹاتا ماسفیٹ کا منفی مقدار 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۔

$$\begin{aligned} I_{DS} &= k_n \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\ \frac{I_{DS}}{k_n} &= (10 - 4700I_{DS} + 3)(10 - 4700I_{DS}) - \frac{(10 - 4700I_{DS})^2}{2} \\ I_{DS} &= 4.3 \text{ mA}, 1.68 \text{ mA} \end{aligned}$$

ہم جانتے ہیں کہ اگر یہاں ماسفیٹ چالو ہو تو یہ غیر افراستنده ہو گا لہذا دیکھنا یہ ہے کہ آیا ماسفیٹ چالو ہے یا نہیں۔

اگر  $I_{DS} = 4.3 \text{ mA}$  ہو تو

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 4.3 \times 10^{-3} \\ &= -10.21 \text{ V} \end{aligned}$$

اور یوں  $V_{GS} < V_t$  ہو گا جو کہ منقطع ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ منقطع ماسفیٹ بر قی رو گزار ہی نہیں سکتا لہذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔

اگر  $I_{DS} = 1.68 \text{ mA}$  ہو تو

$$\begin{aligned} V_{GS} &= 10 - 4700I_{DS} \\ &= 10 - 4700 \times 1.68 \times 10^{-3} \\ &= 2.104 \text{ V} \end{aligned}$$

اور یوں  $V_{GS} > V_t$  ہو گا جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں  $I_{DS} = 1.68 \text{ mA}$  ہی درست جواب ہے۔

---



---

مثال 4.7: ڈھکل 4.15 پ میں

$$k_n = 0.15 \text{ mAV}^{-2}$$

$$V_t = 3 \text{ V}$$

$$V_{DD} = 10 \text{ V}$$

ہیں۔ بر قی رو  $I_{DS} = 0.6 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر  $R_D$  کی قیمت دریافت کریں۔

حل: جیسے مثال 4.6 میں ثابت کیا گیا، بڑھاتا  $n$  ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے ماسفیٹ چالو حال میں رہتا ہے۔ مزید یہ کہ یہ انفرائیڈ ہوتا ہے جیسے مندرجہ ذیل مساوات سے دیکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_{DS} \\ V_{GS} - V_{DS} &= 0 \\ V_{GS} - V_{DS} &< V_t \end{aligned}$$

یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال کرتے ہوئے  $V_{GS}$  کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ 0.6 \times 10^{-3} &= \frac{0.15 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3)^2 \\ \frac{2 \times 0.6 \times 10^{-3}}{0.15 \times 10^{-3}} &= (V_{GS} - 3)^2 \\ 8 &= (V_{GS} - 3)^2 \\ V_{GS} &= \mp\sqrt{8} + 3 \\ V_{GS} &= 0.172 \text{ V}, 5.828 \text{ V} \end{aligned}$$

$V_{GS} = 0.172 \text{ V}$  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۔

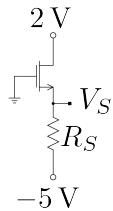
مثال 4.8: اگر شکل 4.16 میں  $I_{DS} = 0.8 \text{ mA}$ ,  $V_t = 2.5 \text{ V}$ ,  $k_n = 0.4 \text{ mA V}^{-2}$  اور  $V_D = 2 \text{ V}$  ہوں تو اس دور کے مزاحمت کی قیمت حاصل کریں۔

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

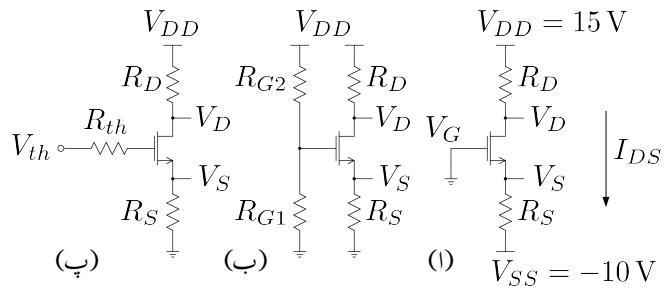
$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ 2 \times 10^{-3} &= \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} (V_{GS} - 3.3)^2 \\ V_{GS} &= 3.3 \mp \sqrt{\frac{4}{0.6}} \\ V_{GS} &= 0.718 \text{ V}, \quad 5.88 \text{ V} \end{aligned}$$

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 ٹرانزیسٹر 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

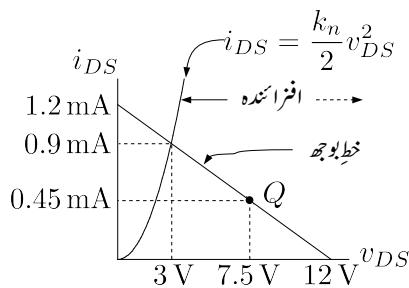
$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$R_D = 8 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 2 \text{ k}\Omega$$

$$V_t = 2.5 \text{ V}$$

$$k_n = 0.2 \text{ mA V}^2$$



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 رجی 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۔

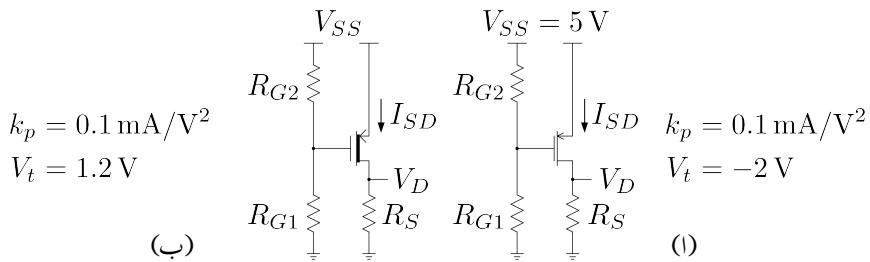
حل:  $V_D = 4 \text{ V}$  اور  $I_{SD} = 0.2 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر اُوہم کے قانون کے تحت

$$\begin{aligned} V_D &= I_{SD} R_D \\ 4 &= 0.2 \times 10^{-3} R_D \\ R_D &= 20 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

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  $R_{G1} = 1 \text{ M}\Omega$

$$\begin{aligned} V_G &= \frac{R_{G1}V_{SS}}{R_{G1} + R_{G2}} \\ R_{G2} &= R_{G1} \left( \frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right) \\ R_{G2} &= 4 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.13: شکل 4.19 ب میں p قسم کا گھٹتا ماسفیٹ استعمال کرتے دور بنایا گیا ہے جس میں ماسفیٹ کو افزائشہ رکھتے ہوئے درکار ہیں۔ اس دور کو حل کریں۔

حل: اوهم کے قانون کے تحت

$$\begin{aligned} V_D &= I_{SD} R_D \\ 1 &= 0.2 \times 10^{-3} R_D \\ R_D &= 5 \text{k}\Omega \end{aligned}$$

افزائشہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$\begin{aligned} I_{SD} &= \frac{k_p}{2} (V_{SG} + V_t)^2 \\ 0.2 \times 10^{-3} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} + 1.2)^2 \\ V_{SG} &= -3.2 \text{ V}, 0.8 \text{ V} \end{aligned}$$

چالو p قسم کے گھٹتا ماسفیٹ کے لئے  $V_{SG} > -V_t$  یعنی  $V_{SG} > -1.2 \text{ V}$  ضروری ہے۔ یوں کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے اور  $V_{SG} = 0.8 \text{ V}$   $V_{SG} = -3.2 \text{ V}$

$$\begin{aligned} V_{SG} &= V_S - V_G \\ 0.8 &= 5 - V_G \\ V_G &= 4.2 \text{ V} \end{aligned}$$

درکار ہے۔ لیتے ہوئے  $R_{G1} = 10 \text{ M}\Omega$

$$R_{G2} = R_{G1} \left( \frac{V_{SS}}{V_G} - 1 \right) = 10 \times 10^6 \left( \frac{5}{4.2} - 1 \right) = 1.9 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 4.14: شکل 4.20 الاف میں  $I_{DS}$  اور  $V_{DS}$  حاصل کریں۔ گھٹتا ماسفیٹ کے

$$\begin{aligned} k_n &= 0.1 \text{ mA V}^{-2} \\ V_t &= -1 \text{ V} \end{aligned}$$

ہیں۔

حل: ماسفیٹ کا گیٹ برقی زمین پر ہے یعنی  $V_G = 0 \text{ V}$  ہے۔ بقیادو سروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_S = I_{DS} R_S = 2000 I_{DS}$$

$$V_D = V_{DD} - I_{DS} R_D = 5 - 16000 I_{DS}$$

یوں

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - 2000 I_{DS} = -2000 I_{DS}$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افزائندہ ہے۔ اس طرح

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{DS} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} [(-2000 I_{DS}) - (-1)]^2$$

$$I_{DS} = 5.958 \text{ mA}, 0.042 \text{ mA}$$

$5.958 \text{ mA}$  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

$$V_S = 0.042 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.084 \text{ V}$$

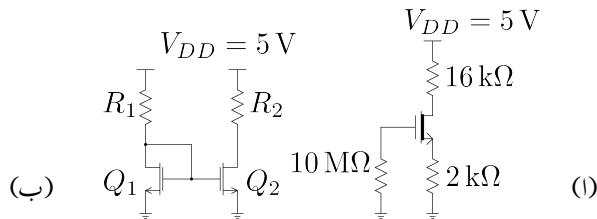
$$V_D = 5 - 0.042 \times 10^{-3} \times 16000 = 4.328 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 4.328 - 0.084 = 4.224 \text{ V}$$

$$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - 4.328 = -4.328 \text{ V}$$

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

$$V_{GS1} = V_{DS1} = V_{DD} - I_{DS1}R_1$$

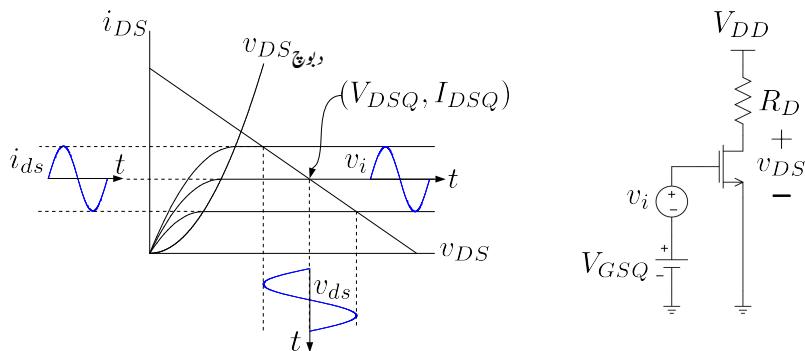
ہو گا اور یوں

$$\begin{aligned} I_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{DD} - I_{DS1}R_1) - V_t]^2 \end{aligned}$$

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 گزرنے 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 دبوچ  $v_{DS}$  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 مراحت  $R_D$  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 گھٹ جائے گا۔ اسی طرح اگر  $v_i$  مخفی ہوتا ہے تو گیٹ پر برقی دباؤ کھٹے گا جس سے  $i_{DS}$  کم گھٹے گی جبکہ  $v_{DS}$  بڑھے گا۔ شکل میں سائن نما  $v_i$  کی صورت میں ایسا ہوتا دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خط بوچھ کی ڈھلوان کم کرنے سے  $v_{ds}$  بڑھتا ہے۔  $\frac{v_{ds}}{v_i}$  اس ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباؤ  $A_v$  ہے۔

#### 4.10 ماسفیٹ ایمپلیفائر کا تحلیلی تجزیہ

شکل 4.22 میں بڑھاتا ماسفیٹ کو استعمال کرتے ہوئے ایمپلیفائر کا دور بنایا گیا ہے جس میں دو عدد منع برقی دباؤ  $V_{DD}$  اور  $V_{GS}$  ماسفیٹ کو مائل کرنے کی خاطر استعمال کئے گئے ہیں۔ جیسا کہ ہم اسی باب میں آگے دیکھیں گے، حقیقت میں عموماً ایسا نہیں کیا جاتا۔ بہر حال اس دور کی مدد سے ایمپلیفائر پر غور کرنا نسبتاً آسان ہے۔

اس دور میں داخلی جانب یک سمیت منع  $V_{GS}$  کے ساتھ سلسلہ وار بدلتا اشارہ  $v_{gs}$  منسلک کیا گیا ہے۔ اس دور کا مقدمہ داخلی اشارہ  $v_{gs}$  کا جیط بڑھانا ہے۔ بڑھایا گیا اشارہ ماسفیٹ کے ڈرین سے حاصل کیا جائے گا۔

مندرجہ ذیل بحث گزشتہ باب میں ٹرانزسٹر پر بحث کے ہو بہو ہے۔

##### 4.10.1 یک سمیت تجزیہ

ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی حاصل کرنے کی خاطر بدلتے اشارہ کو قصر دور کیا جاتا ہے یعنی اس کی قیمت صفر کر دی جاتی ہے۔ یوں

$$(4.44) \quad I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ سے

$$(4.45) \quad V_{DS} = V_{DD} - I_{DS} R_D$$

حاصل ہوتا ہے۔ ماسفیٹ افزائندہ رہنے کی خاطر

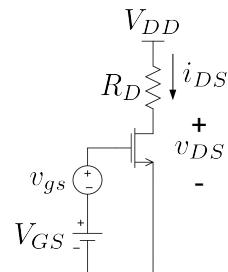
$$V_{GS} - V_{DS} < V_t$$

کا ہونا ضروری ہے۔

$$i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2 = \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2$$

$$= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs} + \frac{k_n}{2} v_{gs}^2$$

$I_{DS}$ 
 $i_{ds}$ 
نامگوار جزو  
یک سمتی جزو
اشاراتی جزو



$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

شکل 4.22: ماسنیٹ ایکلینیٹر کے برقی روکے مختلف اجزاء

### بدلتی رو تجزیہ 4.10.2

بدلتی رو تجزیہ کی خاطر دور میں  $v_{gs}$  پر نظر رکھی جائے گی۔ شکل 4.22 میں  $V_{GS}$  اور  $v_{gs}$  سلسلہ وار جوڑنے سے

$$(4.46) \quad v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے

$$(4.47) \quad i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2$$

$$(4.48) \quad \begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{GS} - V_t) + v_{gs}]^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [(V_{GS} - V_t)^2 + 2(V_{GS} - V_t)v_{gs} + v_{gs}^2] \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs} + \frac{k_n}{2} v_{gs}^2 \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کا پہلا جزو  $\frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$  یک سمتی جزو ہے۔ یہ مساوات 4.44 میں دئے گئے برابر ہے اور یوں اسے  $I_{DS}$  لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات کا دوسرا جزو  $k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$  بدلتی رو

جزو ہے۔ یہ جزو داخلی اشارہ کا  $k_n (V_{GS} - V_t)$  گناہ بڑھایا جزو ہے اور یوں اسے  $i_{ds}$  لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات کا تیرا جزو  $v_{gs}$  کے مریع کے راست تناسب ہے اور یوں یہ جزو اشارہ کی شکل بگاؤتا ہے۔ یہ آخری جزو  $\frac{k_n}{2} v_{gs}^2$  ناگوارہ جزو ہے۔ اشارہ کی اصل شکل برقرار رکھنے کی خاطر اس جزو کی قیمت دوسرے جزو سے بہت کم رکھنی ضروری ہے یعنی

$$\frac{k_n}{2} v_{gs}^2 \ll k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$$

اس سے حاصل ہوتا ہے

$$(4.49) \quad v_{gs} \ll 2 (V_{GS} - V_t)$$

مساوات 4.49 باریک 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

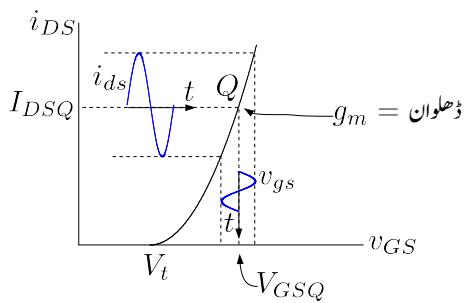
$$(4.60) \quad v_{ds} = -g_m R_D v_{gs}$$

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 روکاخط

#### 4.11 ماسفیٹ ریاضی نمونہ

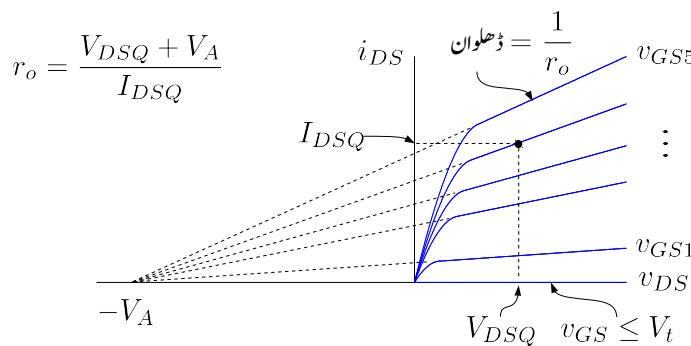
اس حصے میں ماسفیٹ کے ریاضی فونے<sup>33</sup> حاصل کئے جائیں گے جنہیں استعمال کر کے بدلتے برقی دباؤ اور بدلتے برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔

#### 4.11.1 خارجی مزاحمت $r_o$

MASFİİT 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  $I_{DS} \propto \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2$  کو  $I_{DS}$  لکھا جا سکتا ہے اور یوں مندرجہ بالا خارجی مزاحمت کی مساوات کو بہتر طریقے سے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

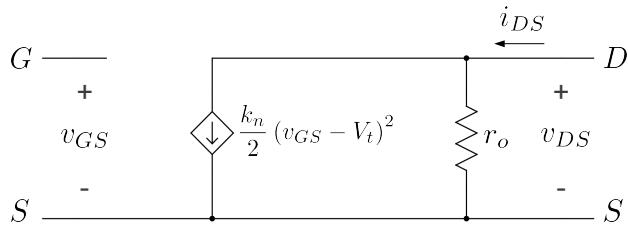
$$(4.64) \quad r_o = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}^{-1} \approx \frac{V_A}{I_{DS}}$$

ہم  $V_A$  کو ارلی برقی دباؤ ہی کہیں گے۔ ارلی برقی دباؤ کی قیمت پیدا کردہ راہ کے لمبائی کے راست تناسب ہوتا ہے۔

$$(4.65) \quad V_A \propto L_s$$

---

model<sup>33</sup>  
Early voltage<sup>34</sup>



شکل 4.25: وسیع اشارات ماسفیٹ ریاضی نمونہ

یوں  $r_o$  بڑھانے کی خاطر زیادہ لمبائی کی راہ تحقیق دی جاتی ہے۔ ماسفیٹ کے اولیٰ برقی دباؤ کی عمومی قیمت 200 V تا 300 V ہوتی ہے۔

#### 4.11.2 وسیع اشاراتی ماسفیٹ ریاضی نمونہ

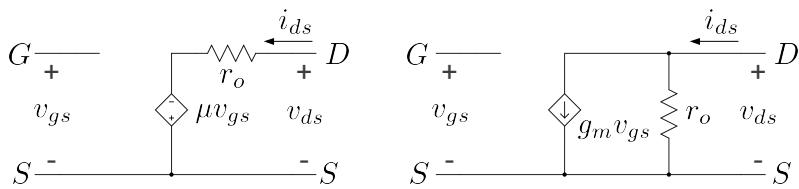
افراہندہ خطے میں ماسفیٹ کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ<sup>35</sup> شکل 4.25 میں دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کے داخلی جانب مزاحمت لامحدود ہے جبکہ مساوات 4.64 اس کا خارجی مزاحمت  $r_o$  دینا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس ریاضی نمونے سے درست  $i_{DS}$  حاصل ہوتا ہے۔

#### 4.11.3 باریک اشاراتی ماسفیٹ $\pi$ ریاضی نمونہ

ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ باکل 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 نقطے 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

$$V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}}$$

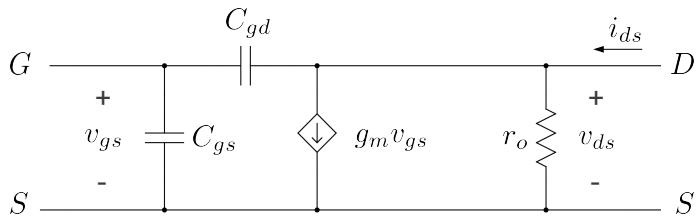
حاصل ہوتا ہے جس کی مدد سے مساوات 4.66 کو یوں بھی لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.67) \quad g_m = k_n [V_{GS} - V_t] = k_n \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}} = \sqrt{2k_n I_{DS}}$$

مساوات 4.64 سے حاصل  $r_o$  اور مساوات 4.67 سے حاصل  $g_m$  استعمال کرتے ہوئے ماسفیٹ کا پست تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی غونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل 4.26 میں دائیں ساتھ دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کا عمومی نام  $\pi$  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

$$(4.68) \quad C_{gs} \approx C_{gd} \approx \left( \frac{1}{2} \right) \frac{\epsilon WL}{d}$$

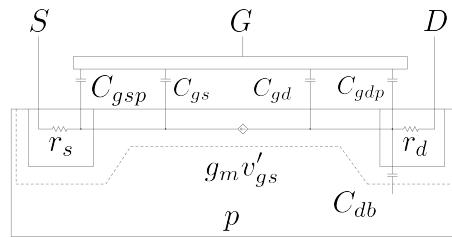
جہاں  $W$  گیٹ کی چوڑائی،  $L$  گیٹ کی لمبائی،  $d$  گیٹ اور سیلیکان کے درمیان فاصلہ ہے۔  $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$  ہے  
جہاں  $\epsilon_r = 3.9$  جبکہ  $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$  ہے۔

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: اسٹریٹر ریاضی نمونے کے اجزاء

ماسیٹ کے ریاضی نمونے میں  $C_{gs}$  گیٹ اور سورس کے درمیان دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموعے کو کہتے ہیں۔ اسی طرح  $C_{gd}$  بھی دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموعے کو ظاہر کرتا ہے۔ شکل 4.28 میں ان تمام قسم کے کپیسٹروں کو دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ مزاحمت  $r_s$  اور  $r_d$  بھی دکھائے گئے ہیں۔ یہ ورنی سورس سرے اور اندر ورنی سورس کے درمیان  $r_s$  مزاحمت پایا جاتا ہے۔ اسی طرح یہ ورنی ڈرین سرے اور اندر ورنی ڈرین کے درمیان  $r_d$  پایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں  $C_{db}$ ،  $r_s$  اور  $r_d$  کو استعمال نہیں کیا جائے گا۔

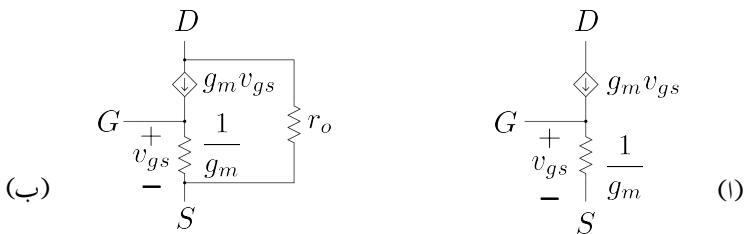
دو جو ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونوں کی طرح ماسیٹ کے پاریک اشاراتی پائے ریاضی نمونے nMOSFET اور pMOSFET دونوں کے لئے یہاں قبل استعمال ہیں۔

#### 4.11.4 پاریک اشاراتی ماسیٹ ریاضی نمونہ

شکل 4.29 میں  $r_0$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ماسیٹ کاٹی ریاضی فونہ<sup>36</sup> دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے میں گیٹ اور سورس کے مابین مزاحمت نسب ہے جس کی تیمائٹ  $\frac{1}{g_m}$  ہے۔ اس ماسیٹ ریاضی نمونے کو پائے ریاضی نمونے سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے میں

$$(4.70) \quad \begin{aligned} i_g &= 0 \\ i_d &= i_s = i_{ds} = g_m v_{gs} \end{aligned}$$

T model<sup>36</sup>



شکل 4.29: باریک اشاراتی ماسفیٹ کی ریاضی نمونہ

پائے جاتے ہیں جہاں  $i_d$  اور  $v_{gs}$  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  $0 = i_g$  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 ٹرانزسٹر کے ٹی ریاضی نمونے کی طرح شکل 4.29 میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے ٹی ریاضی نمونے دونوں اقسام کے ماسفیٹ یعنی nMOSFET اور pMOSFET کے لئے قابل استعمال ہیں۔

#### 4.11.5 یک سمی اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

مندرجہ بالاتذکرہ 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۔

$$\begin{aligned} V_{DD} &= 15 \text{ V} \\ R_D &= 6.8 \text{ k}\Omega \\ R_S &= 560 \Omega \\ R_{G1} &= 10 \text{ M}\Omega \\ R_{G2} &= 15 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

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۔

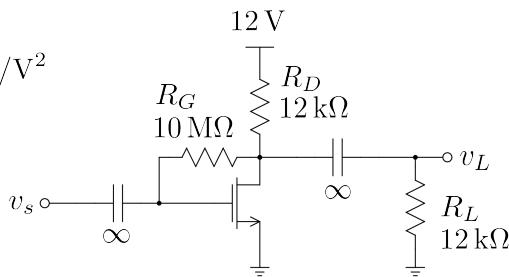
شکل کو دیکھتے ہوئے

$$V_D = V_{DD} - I_{DS} R_D = 12 - 1.4464 \times 10^{-3} \times 6800 = 2.16 \text{ V}$$

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۔

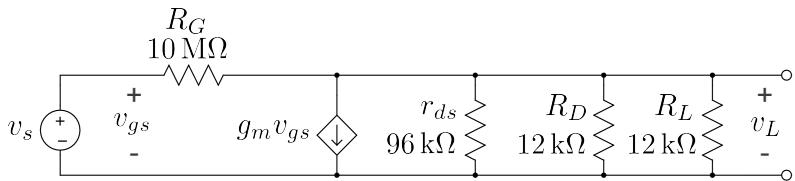
مثال 4.18: شکل 4.30 میں ماسفیٹ ایکپلینیٹر دکھایا گیا ہے۔ داخلی اور خارجی جانب لامحدود جفتی کپسیٹر استعمال کئے گئے ہیں۔ داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور افراکش  $A_v = \frac{v_L}{v_s}$  حاصل کریں۔

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 برقی روک 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۔

حل: یک سمیت تجویز سے مساوی دور شکل 4.33 میں دکھایا گیا ہے جس سے ہیں۔ یوں ماسنیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ انہیں استعمال کرتے ہوئے

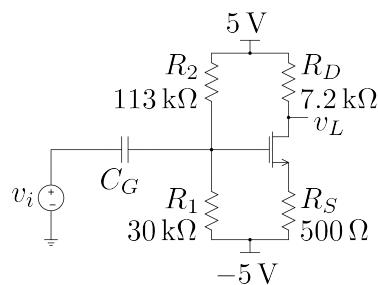
$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 1.2 \times 10^{-3} \times 0.6 \times 10^{-3}} = 1.2 \text{ mS}$$

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

$$v_{gs} = \frac{v_i}{1.6} = 0.625v_i$$

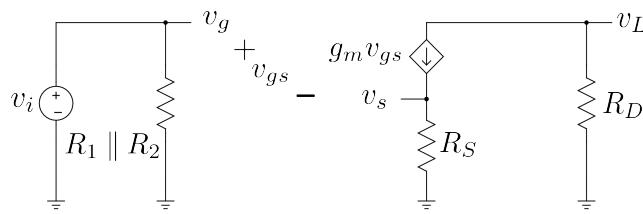
حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو  $v_L$  کی مساوات میں پُر کرتے ملتا ہے

$$v_L = -8.64 \times 0.625 \times v_i = -5.4v_i$$

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

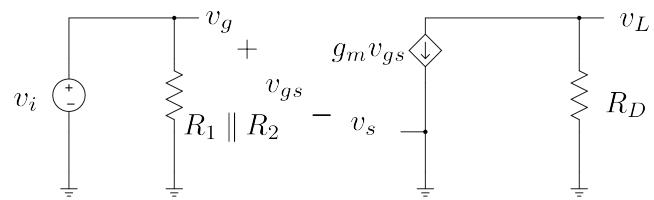
$$\begin{aligned} v_{gs} &= v_i \\ v_L &= -8.64 v_i \end{aligned}$$

اور

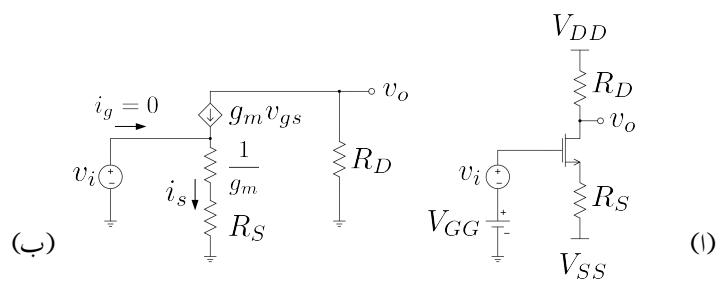
$$A_v = -8.64 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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

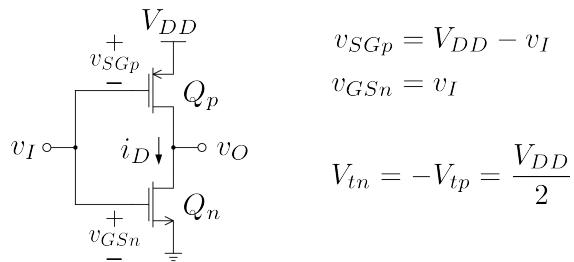
$$(4.72) \quad A_v = - \frac{\sum R_{\text{ذین}}}{\sum R_{\text{سور}}}$$

صفحہ 354 پر مساوات 3.217 میں  $\alpha = 1$  لیتے ہوئے مساوات 4.72 ہی حاصل ہوتا ہے۔ دو جوڑ ڈرائیز میٹر 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>



نفی کار: 4.36

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 ایسی پست صورت یا 5V یعنی بلند صورت اختیار کر سکتے ہیں۔ آئین v<sub>I</sub> کو ان قیتوں پر رکھتے ہوئے خارجی اشارہ v<sub>O</sub> حاصل کریں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$(4.73) \quad \begin{aligned} v_{SGp} &= V_{DD} - v_I \\ v_{GSn} &= v_I \end{aligned}$$

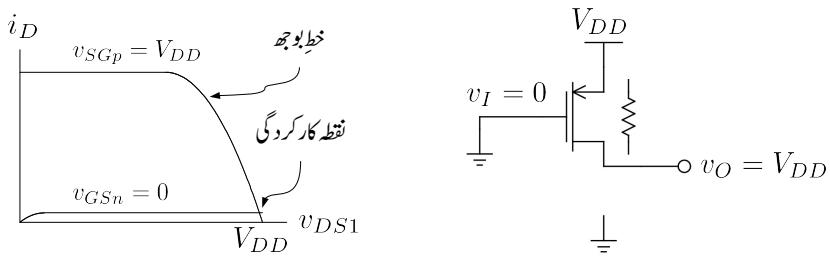
لکھا جاسکتا ہے۔ مزید تصور کریں کہ

$$(4.74) \quad V_{tn} = -V_{tp} = V_t$$

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  $v_{tn} < v_{GSn}$  ہے۔ اس طرح  $Q_n$  میں مقطع ہو گا اور اس کی بر قی رو صفر ہو گی۔ اس کے بر عکس  $Q_p$  کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق  $v_{SGp} = V_{DD}$  میں مقطع  $Q_n$  کے خط پر چالو  $Q_p$  کے خط کو بطور خط بوجہ دکھایا گیا ہے۔  $Q_p$  کے خط کا عمودی محور میں عکس لینے کے بعد اس عکس کو افقی محور پر دائیں جانب  $V_{DD}$  اکاپاں منتقل کرنے سے خط بوجہ<sup>39</sup> حاصل ہوتا ہے۔  $Q_n$ - کے خط کو افقی محور سے قدر اوپر کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے علیحدہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کار کردگی کے مطابق  $V_{DSQ} \approx V_{DD}$  کے طرح 0 =  $v_I = V_{DD}$  کی صورت میں  $v_O = V_{DD}$  حاصل ہوتا ہے۔

<sup>39</sup> صفحہ 314 پر حصہ 3.12 کے شروع میں ٹرانزیستر خط بوجہ کھینچنا کھایا گیا۔ اس طریقہ پر ایک مرتبہ دوبارہ نظر ڈالیں۔



شکل 4.37: داخلی اشارہ پست ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ بلند حاصل ہوتا ہے۔

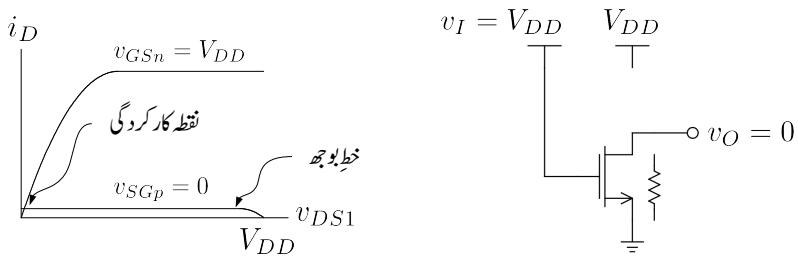
یہی جواب خطوط کھینچنے بغیر یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ منقطع  $Q_n$  کو کھلے دور جبکہ چالو  $Q_p$  کو بطور مزاحمت تصور کریں۔ ایسا کرنے سے شکل 4.37 میں دکھایا دور حاصل ہوتا ہے جس کو دیکھ کر  $v_O = V_{DD}$  لکھا جا سکتا ہے۔

داخلی اشارہ  $v_I = V_{DD}$  کی صورت میں مساوات 4.73 سے  $v_{GSp} = V_{DD}$  حاصل ہوتا ہے لہذا  $v_{GSp} = V_{DD}$  ہے۔ اس طرح  $Q_n$  چالو ہو گا۔ اس کے بر عکس  $Q_p$  کے لئے مساوات 4.73 کے مطابق  $v_{SGp} = 0$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $v_{SGp} < -V_{tp}$  ہے لہذا  $Q_p$  منقطع ہو گا۔ شکل 4.38 میں چالو  $Q_n$  کے خط پر منقطع  $Q_p$  کے خط کو بطور خط پر منقطع کھایا گیا ہے۔ خط پر منقطع کو افقی محور سے قدر اوپر کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے علیحدہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کار کردگی کے مطابق  $0 \approx v_{DSQ}$  کے برابر ہے۔ اس طرح  $v_I = V_{DD}$  کی صورت میں  $0 = v_O$  حاصل ہوتا ہے۔

یہی جواب خطوط کھینچنے 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

$$(4.77) \quad i_{SD} = k_p \left[ (V_{DD} - v_I + V_{tp}) (V_{DD} - v_O) - \frac{(V_{DD} - v_O)^2}{2} \right] \quad \text{جب } v_O \geq v_I - V_{tp}$$

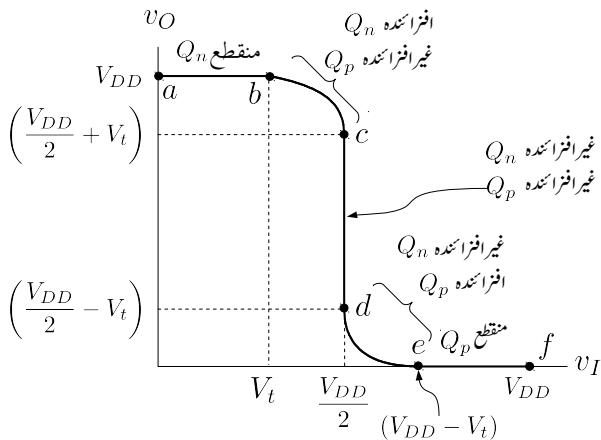
اور مساوات 4.38 کو

$$(4.78) \quad i_{SD} = \frac{k_p}{2} \left[ V_{DD} - v_I + V_{tp} \right]^2 \quad \text{جب } v_O \leq v_I - V_{tp}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ نفی کار کو عموماً یوں تخلیق دیا جاتا ہے کہ

$$(4.79) \quad V_{tn} = |V_{tp}| = V_t$$

$$(4.80) \quad k_n = k_p$$

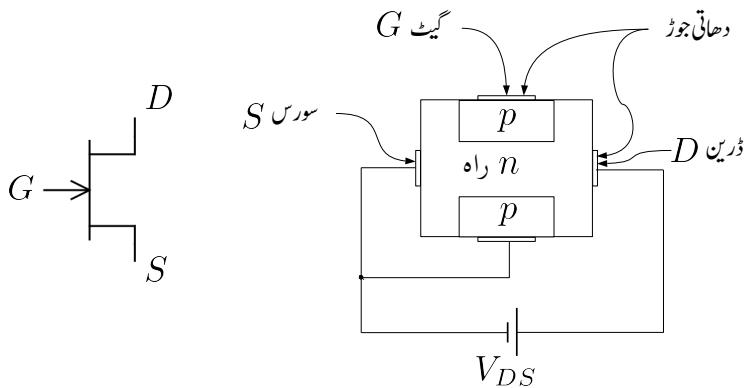


شکل 4.39: نفی کار کا خط

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  $V_{DD} = 5\text{V}$  اور  $V_t = 1\text{V}$  اس طرح  $V_{tp} = -1\text{V}$  اور  $V_{tn} = 1\text{V}$  ہوں گے۔ شکل میں a تا b نقطے پر غور کریں۔ یہاں  $v_I$  کی قیمت  $V_0$  تا  $v_{GS}$  کی قیمت  $V_{tn}$  ہے۔ چونکہ  $Q_n$  کی قیمت  $v_{GS} < v_{tn}$  ہے لہذا  $v_O = v_I$  ہے۔ یوں  $Q_n$  منقطع ہے۔ اس کے بر عکس  $Q_p$  کی قیمت  $V_{tp}$  ہے۔ چونکہ  $v_{SG} > v_{tp}$  ہے لہذا  $v_O = 5\text{V}$  ہے۔ اس طرح  $v_O$  چالو ہے۔ اس طرح  $Q_p$  مزید  $-V_{tp} = 1\text{V}$  ہے لہذا اسی ماسفیٹ کے  $v_{GD}$  کی قیمت  $-4\text{V}$  ہے۔ جو  $v_{tp} = -5\text{V}$  سے کم ہے لہذا  $Q_p$  غیر افرا نمده ہو گا۔

شکل 4.39 سے  $v_I$  اور  $v_O$  کی قیمتیں پڑھتے ہوئے تسلی کر لیں کہ b تا c متنی ماسفیٹ افرا نمده جبکہ ثبت ماسفیٹ غیر افرا نمده ہے۔ بقیا نقطوں کے درمیان بھی صورت حال دیکھیں۔



شکل 4.40: جوڑدار منفی فیٹ کی ساخت

## 4.13 جوڑدار فیٹ (JFET)

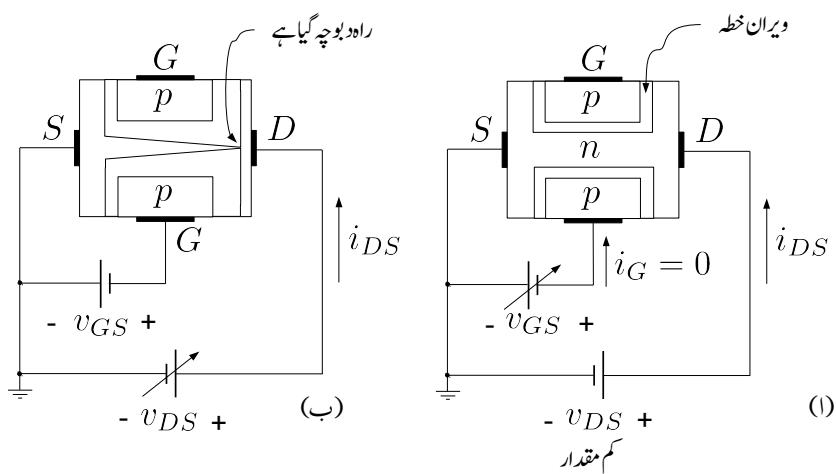
جوڑدار فیٹ کے دو اقسام یعنی  $n$  اور  $p$  پائے جاتے ہیں۔ شکل 4.40 میں  $n$  قسم کے جوڑدار فیٹ یعنی ( $n$ JFET) کی ساخت اور علامت دکھائے گئے ہیں۔ منفی جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر  $n$  قسم سیلیکان ٹکڑے کے دونوں اطراف  $p$  قسم کے خطے بنائے جاتے ہیں جنہیں گیٹ<sup>40</sup> کہتے ہیں۔ ان دونوں خطوں کو بیرونی دھاتی تار سے جوڑ کر بطور گیٹ (G) استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل میں اس بیرونی دھاتی تار کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ دو گیٹوں کے درمیان راہ میں آزاد الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ اس راہ پر بیرونی برقی دباؤ  $v_{DS}$  لاگو کرنے سے راہ میں موجود آزاد الیکٹران منفی برقی دباؤ والے سرے سے ثبت 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 الیکٹران، ثبت 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 الیکٹران کے حرکت کی الٹ سمت ہوتی ہے۔ یوں ( $n$ JFET) میں روایتی برقی رو کی سمت راہ میں ڈرین سے سورس کی جانب ہوگی۔ اگرچہ راہ میں برقی رو دونوں جانب بالکل یکساں طور ممکن ہے اور یوں اس کے سورس کو  $S$  اور  $D$  کے نام دینا شاید درست نہ لگے ہم پھر بھی اس راہ کے ایک سرے کو سورس (S) جبکہ دوسرے سرے کو ڈرین (D) پکاریں گے۔ بیرونی برقی دباؤ کا ثابت سرا ( $n$ JFET) کے  $D$  کی جانب رکھا جائے گا۔  $n$  میں راہ  $n$  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۔

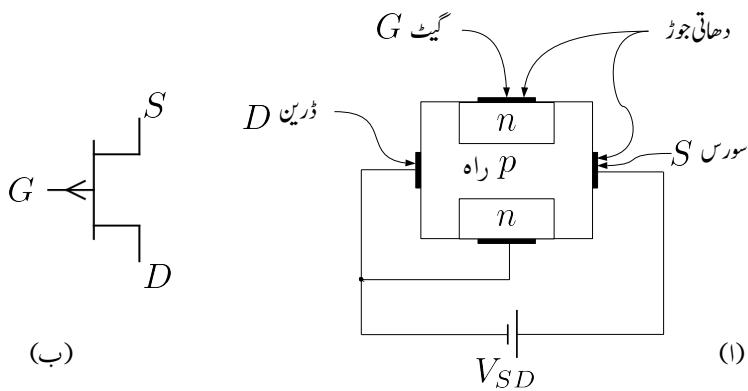
## 4.13.3 باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

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

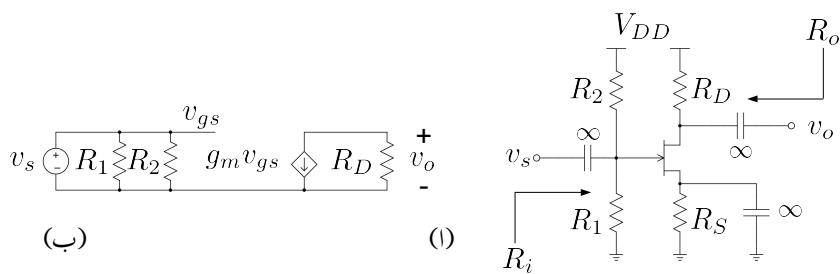
$$g_m = \left( \frac{-2 \times 8 \text{ mA}}{-3} \right) \sqrt{\frac{2 \text{ mA}}{8 \text{ mA}}} = 2.6667 \text{ mA}$$

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 ایمپریسٹر پر

$$r_o = \frac{75}{0.001} = 75 \text{ k}\Omega$$

اور دس ملی ایمپیسر پر

$$r_o = \frac{75}{0.01} = 7.5 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

**مثال 4.25:** شکل 4.43 میں منفی جوڑدار فیٹ کا ایمپلیفیئر دکھایا گیا ہے جس میں استعمال ہونے والے فیٹ کی  $I_{DS} = 5 \text{ mA}$ ،  $V_{DD} = 15 \text{ V}$ ،  $V_p = -3 \text{ V}$  اور  $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$  ہیں۔  $V_D = 9 \text{ V}$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت معلوم کریں۔ ایسا کرتے وقت گیٹ پر  $V_G = 4 \text{ V}$  نسب مزاحمت میں  $10 \mu\text{A}$  کی برقی رو تصور کریں۔ تمام کمپیسٹروں کی قیمت لاحدہ وہ تصور کرتے ہوئے ایمپلیفیئر کی اندازش  $A_v$  حاصل کرس۔ ایمپلیفیئر کی داخلی مزاحمت  $R_i$  اور خارجی مزاحمت  $R_o$  بھی حاصل کریں۔

حل: گیٹ کے مزاحمت میں  $10 \mu\text{A}$  برقی رو ہے۔ یوں

$$\frac{V_{DD}}{R_1 + R_2} = 10 \mu\text{A}$$

$$R_1 + R_2 = \frac{15}{10 \times 10^{-6}} = 1.5 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ گیٹ پر 4 V حاصل کرنے کی خاطر

$$V_G = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{DD}$$

$$4 = \left( \frac{R_1}{1.5 \times 10^6} \right) \times 15$$

$$R_1 = 400 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$R_2 = 1.5 \text{ M}\Omega - 400 \text{ k}\Omega = 1.1 \text{ M}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔  $V_D = 9 \text{ V}$  کی خاطر

$$V_{DD} - V_D = I_{DS} R_D$$

$$R_D = \frac{15 - 9}{5 \times 10^{-3}} = 1.2 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

چونکہ  $(V_G - V_D = 4 \text{ V} - 9 \text{ V} = -5 \text{ V})$  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

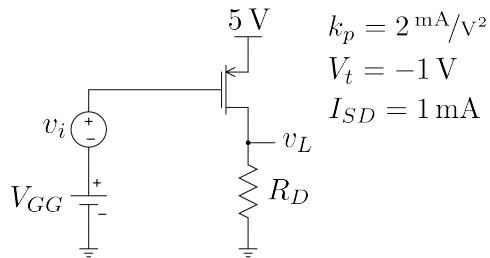
$$g_m = \frac{-2 \times 8 \times 10^{-3}}{-3} \sqrt{\frac{5 \times 10^3}{8 \times 10^{-3}}} = 4.216 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

اور یوں

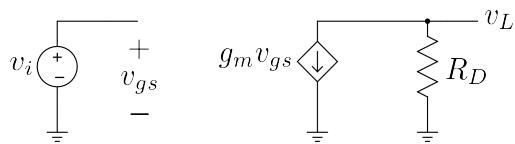
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_m R_D = -4.216 \times 10^{-3} \times 1.2 \times 10^3 = -5.059 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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 بر قی رو

شکل 4.46 الف میں منبع مستقل بر قی 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 بر قی 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

$$(4.89) \quad I_{DS2} = I_{عمر} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_t)^2$$

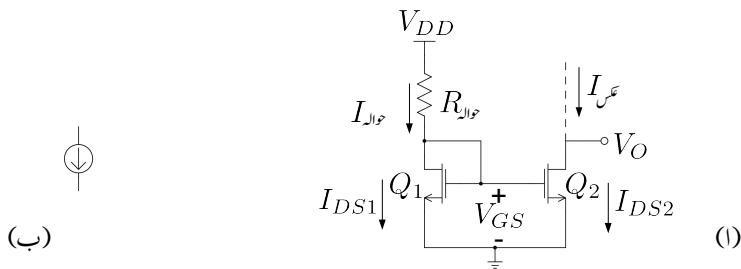
جہاں  $I_{DS1}$  کے برابر ہے۔  $I_{DS2}$  کے برتنی رو سفر کرتے ہوئے متاثر ہے۔

$$(4.90) \quad \frac{I_{DS2}}{I_{DS1}} = \frac{I_{عمر}}{I_{حوالہ}} = \frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1}$$

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 جسامت کے ہوں تو

$$(4.91) \quad I_{عمر} = I_{حوالہ}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے  $I_{عمر}$  بالکل  $I_{حوالہ}$  کا عکس ہے۔ اسی سے اس دور کا دوسرا نام آئیہ برق رو<sup>43</sup> نکلا ہے۔ دونوں برتنی رو برابر نہ ہونے کی صورت میں بھی اس دور کو اسی نام سے پکارا جاتا ہے۔



شکل 4.46: منبع مستقل برق رو

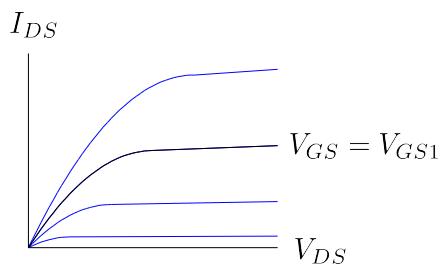
منبع مستقل برق رو میں مزاحمت  $V_{GS}$  کی مدد سے درکار برقی رو حاصل کیا جاتا ہے۔ اس مزاحمت کو تبدیل کرنے سے  $V_{GS1}$  اور  $V_{GS2}$  تبدیل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ Q<sub>1</sub> کو قابو کرتا ہے۔ یوں Q<sub>2</sub> تالیع ماسفیٹ ہے۔ مخلوط دور میں دونوں ماسفیٹ کے  $k'_n$  اور  $V_t$  یکساں ہوتے ہیں۔ یوں  $\left(\frac{W}{L}\right)_2$  اور  $\left(\frac{W}{L}\right)_1$  کی شرح سے عرض I<sub>load</sub> کی شرح تعین ہوتی ہے۔

مندرجہ بالا تبصرے میں ارلی برق دباؤ کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے تصور کیا گیا کہ دو ماسفیٹ کے  $V_{GS}$  برابر ہونے کی صورت میں ان کے  $I_{DS}$  بھی برابر ہوتے ہیں۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور دو ماسفیٹ جن کے  $V_{GS}$  برابر ہوں کے 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>load</sub> میں تبدیلی کو ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت  $r_o$  کی مدد سے حاصل کیا جاسکتا ہے۔

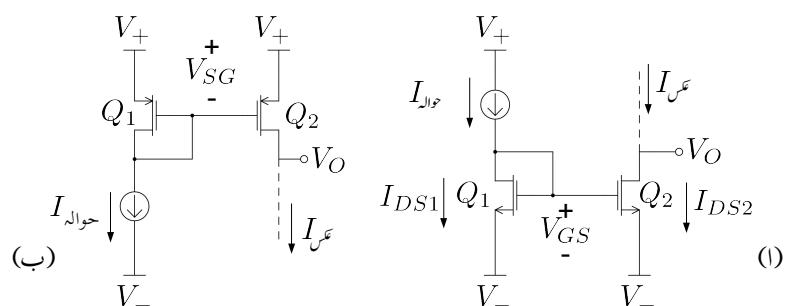
شکل 4.48 الف میں  $V_{GS}$  کی جگہ دوسرا منبع مستقل برق رو کا استعمال کیا گیا ہے۔ Q<sub>1</sub> میں  $V_{GS}$  برقی رو پائی جاتی ہے۔ افراسنده ماسفیٹ کی مساوات سے Q<sub>1</sub> کی  $V_{GS}$  حاصل کی جاسکتی ہے جو Q<sub>2</sub> پر بھی لاگو ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں بھی

$$I_{load} = I_{\text{out}}$$

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: آئینه بر قرو

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

$$V_{GS1} = 7.8735 \text{ V}, \quad -3.67 \text{ V}$$

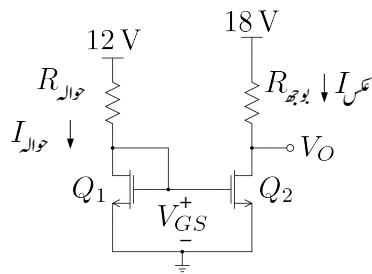
حاصل ہوتے ہیں۔ مخفی جواب کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ  $V_t$  سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع حالت میں ہو گا۔ ثابت جواب کو لیتے ہوئے مساوات 4.87 کو استعمال کرتے ہوئے

$$2 \times 10^{-3} = \frac{15 - 7.8735}{R_{\text{حوالہ}}}$$

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

$$\Delta I_{DS} = \frac{7.175}{48000} \approx 149 \mu\text{A}$$

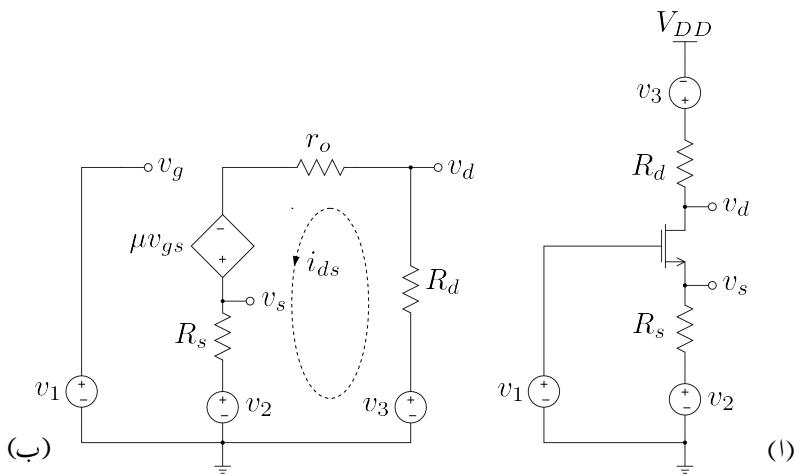
ہو گا۔ یوں

$$I_{\text{Total}} = 1.04 \text{ mA} + 149 \mu\text{A} = 1.189 \text{ mA}$$

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: مزاحمت کے عکس

مسفیٹ میں مزاحمت کے عکس پر گفتگو کرنے کی خاطر شکل 4.50 اف پر غور کرتے ہیں۔ اس دور میں مسافیٹ کے تینوں سروں پر اشارات فراہم کئے گئے ہیں تاکہ مختلف ممکنات کو دیکھا جاسکے۔ مسافیٹ مائل کرنے والے اجزاء کو شامل نہیں کیا گیا ہے تاکہ اصل موضوع پر توجہ رہے۔

شکل ب میں اس کا پاریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھتے ہوئے

$$i_{ds} = \frac{\mu v_{gs} + v_3 - v_2}{R_s + r_o + R_d}$$

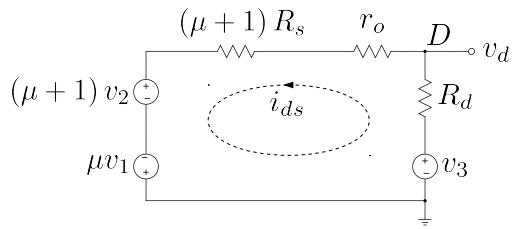
لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$v_{qs} = v_1 - i_{ds} R_s - v_2$$

کے سارے۔ 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  $v_3$ ،  $r_0$  اور  $R_d$  جوں کے توں ہیں جبکہ سورس پر پائے جانے والے  $v_1$  اور  $R_s$  دونوں



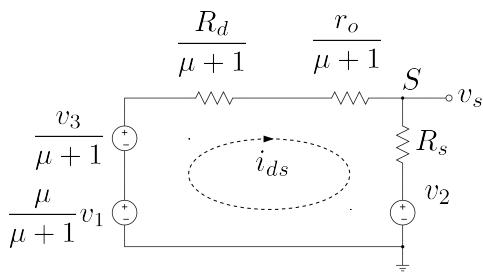
شکل 4.51: ڈرین جنپ عکس

$(\mu + 1)$  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 گرس

4.16 تابع سورس (ڈرین مشترک ایمپلیفائر)

## نقطہ مائل

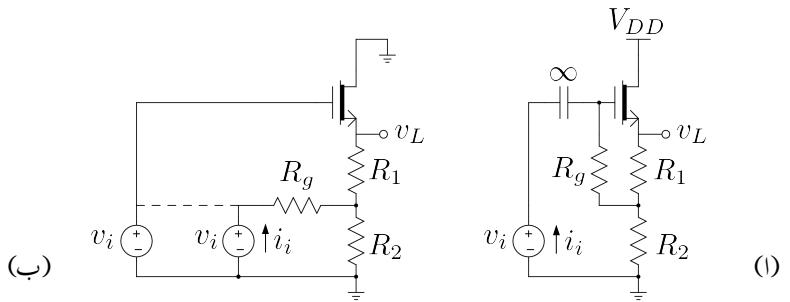
شکل 4.53 اف میں گھٹاتا ماسفیٹ کا تابع سورس ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ یہاں  $nFET$  بھی استعمال کیا جا سکتا تھا۔ ایسا دور متفقی  $V_{GSQ}$  مہیا کرنے کی خاطر استعمال کیا جاتا ہے۔ یک سمتی رو خط بوجہ لکھتے ہیں۔

$$(4.94) \quad V_{DD} = v_{DS} + i_{DS} (R_1 + R_2)$$

نقطہ مائل یک سمتی مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔ مزاحمت  $R_g$  میں صفر یک سمتی بر قی رو ہونے کی وجہ سے اس کے دونوں سروں پر برابر یک سمتی بر قی دباؤ پایا جائے گا۔ شکل اف میں  $R_g$  کے نچلے سرے پر  $I_{DSQ}R_2$  بر قی  $I_{DSQ}(R_1 + R_2)$  بر قی دباؤ جاتا ہے اور یوں ماسفیٹ کے گیٹ پر بھی یہی بر قی دباؤ ہو گا۔ ماسفیٹ کے سورس پر  $(I_{DSQ}(R_1 + R_2) - I_{DSQ})R_1$  بر قی دباؤ ہے۔ یوں ماسفیٹ کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(4.95) \quad \begin{aligned} V_{GSQ} &= V_{GQ} - V_{SQ} \\ &= I_{DSQ}(R_2) - I_{DSQ}(R_1 + R_2) \\ &= -I_{DSQ}R_1 \end{aligned}$$

عموماً  $V_{GSQ}$  چند ولٹ کے برابر ہو گا جبکہ  $V_{DSQ}$  تقریباً  $V_{DD}$  کے نصف کے برابر ہو گا۔ یوں کسی بھی حقیقی ایمپلیفائر میں  $R_1 \ll R_2$  ہو گا۔



شکل 4.53: باتج رس

افراش  $A_v$ 

شکل 4.53 ب میں باریک اشاراتی مساوی دور بنانے کی غرض سے  $V_{DD}$  اور گیٹ کپیسٹر کو قصر دور کیا گیا ہے۔ مزید گیٹ اور سورس کو علیحدہ کرنے کی خاطر  $v_i$  کو دو مرتبہ بنایا گیا ہے جہاں نقطہ دار لکیر کے دونوں سروں پر ہر وقت برابر برتنی اشادہ  $v_i$  پایا جاتا ہے۔ نقطہ دار لکیر کو مٹانے سے گیٹ اور سورس دونوں جانب کوئی تبدیلی نہیں پیدا ہوتی چونکہ دونوں جانب  $v_i$  اپنی جگہ پر برقرار پایا جاتا ہے۔ یوں شکل 4.52 کے طرز پر باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے شکل 4.54 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۔

$$(4.98) \quad A_v = \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g}\right)}{1 + g_m R_s}$$

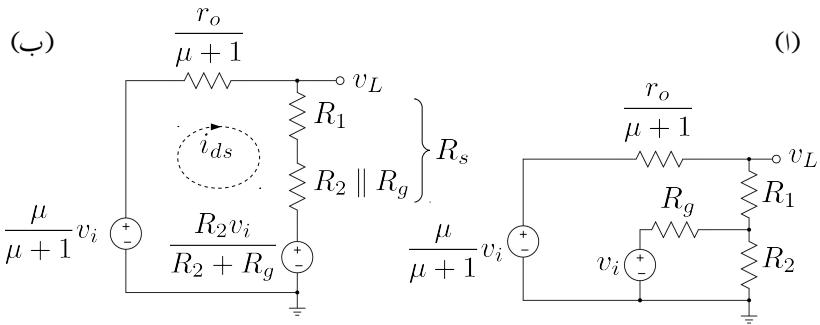
اگر  $R_g \gg R_2$  ہو، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب  $\frac{R_2}{R_2+R_g}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(4.99) \quad A_v \approx \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s}{1 + g_m R_s}$$

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۔

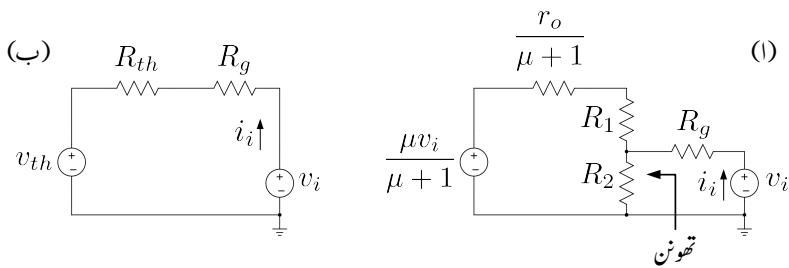
$$(4.101) \quad R_o = \frac{r_o}{\mu + 1} \parallel R_s \\ = \frac{1}{g_m} \parallel R_s$$

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 کو قدر مختلف طرز پر شکل 4.55 میں دکھایا گیا ہے جہاں مطلوبہ  $v_i$  اور  $i_i$  کی وضاحت کی گئی ہے۔  $R_g$  کے باکیں جانب کا ہكونن مساوی دور لیتے ہوئے

$$(4.103) \quad v_{th} = \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right) v_i}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}$$

$$R_{th} = R_2 \parallel \left( \frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل 4.55 ب میں حاصل کردہ ہكونن دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$i_i = \frac{v_i - v_{th}}{R_g + R_{th}}$$

$$= \frac{v_i - \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right) v_i}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}}{R_g + R_2 \parallel \left( \frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)}$$

لکھتے ہوئے داخلي مزاحمت  $R_i$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(4.104) \quad R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_g + R_2 \parallel \left( \frac{r_o}{\mu+1} + R_1 \right)}{1 - \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right)}{R_1 + R_2 + \frac{r_o}{\mu+1}}}$$

اس مساوات میں پر کرنے سے

$$(4.105) \quad R_i = \frac{R_g + R_2 \parallel \left( \frac{1}{g_m} + R_1 \right)}{1 - \frac{g_m R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right)}{g_m (R_1 + R_2) + 1}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $R_g \gg R_2$  اور  $g_m(R_1 + R_2) \gg 1$  جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب اس مساوات کو

$$(4.106) \quad R_i \approx \frac{R_g}{1 - \frac{R_2 \left( \frac{\mu}{\mu+1} \right)}{R_1 + R_2}}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر ساتھ ہی ساتھ  $R_1 \gg R_2$  ہو تو اس سے مزید سادہ مساوات پیوں حاصل ہوتی ہے۔

$$(4.107) \quad R_i \approx (\mu + 1) R_g$$

مثال 3.55 میں سے ایک مرزا جنت 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:** ٹکل 4.53 الف میں استعمال کئے جانے والے ماسفیٹ کے اور  $V_t = -3 \text{ V}$ ,  $k_n = 0.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $r_o = 90 \text{ k}\Omega$  اور  $V_{DSQ} = 10 \text{ V}$ ,  $I_{DSQ} = 0.4 \text{ mA}$  اور  $R_i = 200 \text{ k}\Omega$  حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاجمت حاصل کریں۔

حل:

$$I_{DSQ} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$0.0004 = \frac{0.0002}{2} (V_{GSQ} + 3)^2$$

$$V_{GSQ} = -5\text{ V}, \quad -1\text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔  $V_{GSQ} = -5\text{V}$  کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ قیمت  $V_t$  سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع ہو جاتا ہے۔ یوں مساوات 4.95 کے تحت  $R_1 = 2.5\text{k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 4.94 کی مدد سے

$$\begin{aligned} R_1 + R_2 &= \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DSQ}} \\ &= \frac{15 - 10}{0.4 \times 10^{-3}} \\ &= 12.5\text{k}\Omega \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں  $R_2 = 10\text{k}\Omega$  ہو گا۔ چونکہ

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = -1 - 10 = -11\text{V} < V_t$$

ہے لہذا ماسفیٹ کو انفرائیں نہ خلطے میں ٹھیک تصور کیا گیا تھا۔

مساوات 4.67 سے

$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 0.2 \times 10^{-3} \times 0.4 \times 10^{-3}} = 0.4\text{mS}$$

اور یوں  $R_s \approx R_1 + R_2 = R_g \gg R_2 = \mu g_m r_o = 36$  حاصل ہوتا ہے۔  $R_g \gg R_2$  تصور کرتے ہوئے اور یوں مساوات 4.99 سے 12.5 kΩ حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات 4.99 سے

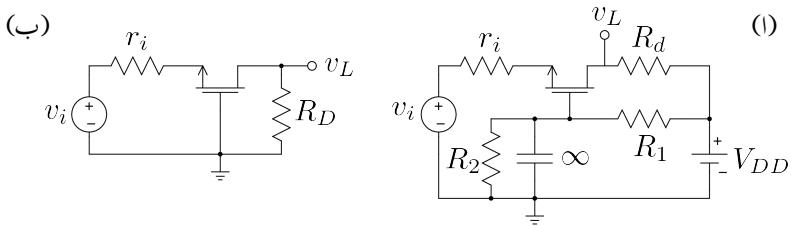
$$A_v \approx \frac{0.4 \times 10^{-3} \left( \frac{36}{36+1} \right) 12.5 \times 10^3}{1 + 0.4 \times 10^{-3} \times 12.5 \times 10^3} = 0.81 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 4.106 کی مدد سے  $R_i = 200\text{k}\Omega$  حاصل کرنے کی 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 ذرین 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

$$v_L = \frac{R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d} (\mu + 1) v_i$$

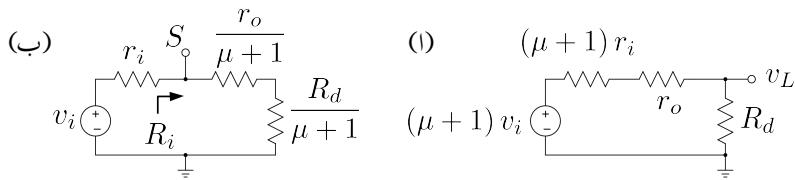
جس سے افزائش  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  یوں لکھی جاسکتی ہے

$$A_v = \frac{(\mu + 1) R_d}{(\mu + 1) r_i + r_o + R_d}$$

شکل 4.57 ب سے ایمپلیفیاٹر کا داخلی مزاجمت لکھا جاسکتا 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۔

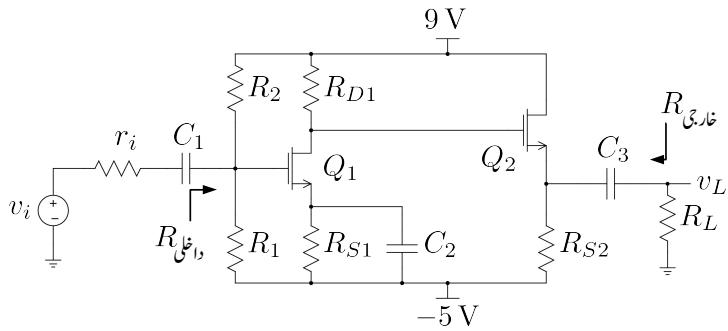
مثال 4.32: شکل 4.58 میں دو بالکل یکساں ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے، پہلی کڑی سورس مشترک اور دوسری کڑی ڈرین مشترک ایمپلینگر سے تخلیق دی گئی ہے۔  $I_{DS1} = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  ہیں۔  $R_{D1} = 0.12 \text{ mA}$  اور  $R_{S1} = R_{S2} = 150 \text{ k}\Omega$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $R_1$  اور  $R_2$  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

$$9 - V_{D1} = I_{DS1}R_{D1}$$

$$9 - 7 = 0.12 \times 10^{-3}R_{D1}$$

$$R_{D1} = 16.7\text{ k}\Omega \quad \text{حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ } V_{DS1} = 5\text{ V}$$

$$V_{S1} = V_{D1} - V_{DS1} = 7 - 5 = 2\text{ V}$$

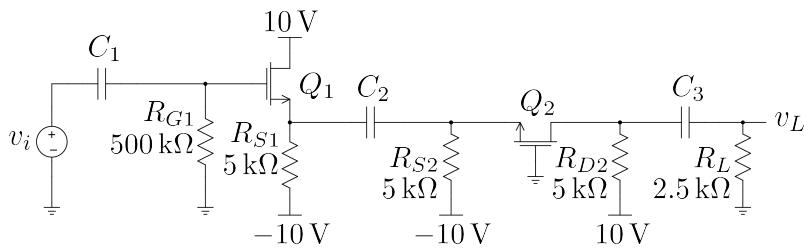
اور  $R_{S1}$  پر اُوہم کے قانون سے

$$V_{S1} - (-5) = I_{DS1}R_{S1}$$

$$7 = 0.12 \times 10^{-3}R_{S1}$$

$Q_1$  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

$$v_L = g_m \left( \frac{g_m R_S v_i}{1 + 2g_m R_S} \right) \left( \frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

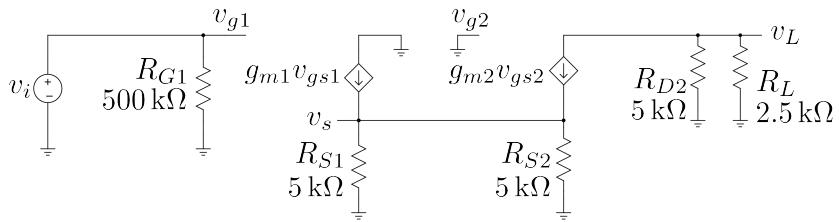
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{g_m^2 R_S}{1 + 2g_m R_S} \left( \frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_S = \frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2} + R_L} = \frac{5000 \times 2500}{5000 + 2500} = 1.667 \text{ k}\Omega$$



نکل 4.60: دو کڑی زنجیری ٹرانزسٹر ڈریور، مشترک گیٹ ایمپلینیفیر 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 سیکنڈ میں لایا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ اسے چالو کرنے کی خاطر درکار برتنی طاقت نہیں کم ہے جسے عام CMOS مخلوط دور فراہم کر سکتا ہے۔

برتنی طاقت کا ضیع قوی ماسفیٹ کو گرم کرتے ہوئے اس کا درجہ حرارت بڑھاتا ہے۔ درجہ حرارت بڑھنے سے ماسفیٹ کی 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:  $\frac{W_n}{W_p} = 0.4$ 

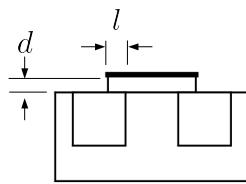
سوال 4.4: ایک منفی ماسفیٹ جس کے  $i_{DS} = 0.02 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = 1 \text{ V}$  اور  $v_{GS} = 4 \text{ V}$  ہیں کو  $v_{DS} = 6 \text{ V}$  اور  $v_{DS} = 3 \text{ V}$  اور  $v_{DS} = 1 \text{ V}$  پر استعمال کرنے کی خاطر درکار  $i_{DS} = 4 \text{ mA}$  حاصل کریں۔

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  $v_{DS} \geq 10\text{ V}$  اور  $v_{GS} = 11\text{ V}$  اور جبکہ  $V_t = -1\text{ V}$  کی صورت میں  $v_{DS} \geq 10\text{ V}$  اور  $v_{GS} = 9\text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.6: سوال 4.5 کو  $i_{DS} = 0.4\text{ mA}$  کے لئے دوبارہ حل کریں۔

جوابات:  $V_t = 1\text{ V}$  کی صورت میں  $v_{DS} \geq 3.16\text{ V}$  اور  $v_{GS} = 4.16\text{ V}$  اور جبکہ  $V_t = -1\text{ V}$  کی صورت میں  $v_{DS} \geq 3.16\text{ V}$  اور  $v_{GS} = 2.16\text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔

سوال 4.7: منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے مساوات کے خط کاغذ پر قلم سے کھینچیں۔ انہیں کو کمپیوٹر کی مدد سے کھینچیں۔

سوال 4.8: شکل 4.61 میں W چوڑائی کا گیٹ سورس کو ڈھانپتا ہوا دکھایا گیا ہے۔ گیٹ اور سورس کا ڈھانپا گیا حصہ مل کر کپیسٹر  $C_{gsp}$  کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کی چوڑائی W اور لمبائی l اور  $k_n$  کے درمیانی فاصلہ d ہے۔ اگر  $W = 100\text{ }\mu\text{m}$  اور  $l = 1\text{ }\mu\text{m}$  اور  $d = 0.02\text{ }\mu\text{m}$  ہوں تب اس کپیسٹر کی قیمت کیا ہو گی۔  $\epsilon = 3.97\epsilon_0$  لیں جہاں  $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$  کے برابر ہے۔

جوابات:  $176\text{ fF} \cdot C_{gsp} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 W l}{d}$

سوال 4.9: ایک منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ اور ڈرین کو آپس میں جوڑ کر اس کے  $v_{DS}$  اور  $i_{DS}$  ناپے جاتے ہیں۔  $4\text{ V}$  پر  $1\text{ mA}$  اور  $2.5\text{ mA}$  پر  $6\text{ V}$  ناپا جاتا ہے۔ اس ماسفیٹ کے  $V_t$  اور  $k_n$  حاصل کریں۔

جوابات:  $v_{GS} > V_t = 0.5575\text{ V}$  اور  $k_n = 0.169 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  یاد رہے کہ چالو منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے لئے  $V_t$  کا ہونا ضروری ہے۔

سوال 4.10: ایک بڑھتا 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 بڑھتا 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 حاصل کرنے کے لئے درکار  $\frac{W}{L}$  حاصل کریں۔ اگر  $L = 10\text{ }\mu\text{m}$  ہوتے تو  $W$  کیا ہو گا؟ مزاحمت کی قیمت کیا ہو گی؟

$$\text{جوابات: } 940\text{ }\Omega, 104.2\text{ }\mu\text{m}, 10.42$$

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۔

$$\text{جوابات: } r_o = \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_{DS}} = 33.33\text{ k}\Omega, V_A = 50\text{ V}$$

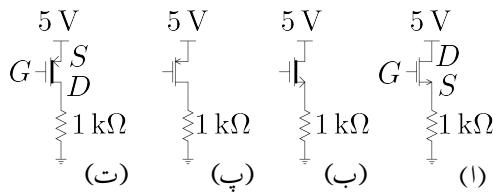
سوال 4.13: مندرجہ بالا سوال کے ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت  $r_0$  کی قیمت  $i_{DS} = 100\text{ }\mu\text{A}$  اور  $i_{DS} = 10\text{ mAr}$  پر حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } 5\text{ k}\Omega, r_o = \frac{V_A}{I_{DSQ}} = 500\text{ k}\Omega$$

سوال 4.14: ایک گھلتے منفی ماسفیٹ کے ساتھ جوڑا جائے تو  $k_n = 0.2 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = -3\text{ V}$  ہے۔ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تو  $i_{DS} = 5\text{ V}$  پر  $v_{DS} = -2\text{ V}$  کیا ہوں گے؟ ان دونوں صورتوں میں ماسفیٹ کس خطے میں ہو گا؟

جوابات: چہلی صورت میں غیر افزائندہ جبکہ دوسری صورت میں افزائندہ خطے میں ہے۔

سوال 4.15: شکل 4.62 اف کے ماسفیٹ کا  $V_t = 1\text{ V}$  اور  $k_n = 160 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$  ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تو  $i_{DS}$  کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تو  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔ جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے  $0.56\text{ mA}$  جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے  $0\text{ mA}$



شکل 4.62:

سوال 4.16: شکل 4.62 ب کے ماسفیٹ کا  $k_n = 160 \frac{\mu A}{V^2}$  اور  $V_t = -1 V$  ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 1.525 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.16 mA

سوال 4.17: شکل 4.62 پ کے ماسفیٹ کا  $k_p = 160 \frac{\mu A}{V^2}$  اور  $V_t = -1 V$  ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 0.04 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0 A

سوال 4.18: شکل 4.62 ت کے ماسفیٹ کا  $k_p = 160 \frac{\mu A}{V^2}$  اور  $V_t = 1 V$  ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب  $i_{DS}$  کی قیمت کیا ہو گی۔

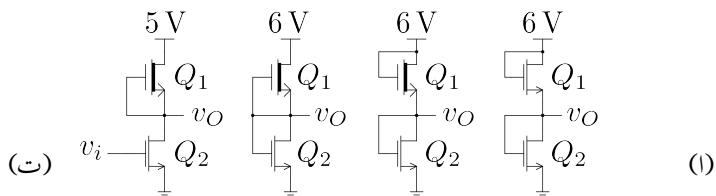
جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے 1.52 mA جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے 0.08 mA

سوال 4.19: شکل 4.63 الف میں دونوں ماسفیٹ کا  $V_t = 1 V$ ،  $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ،  $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$  جبکہ دونوں ماسفیٹ کا  $v_O$  حاصل کریں۔

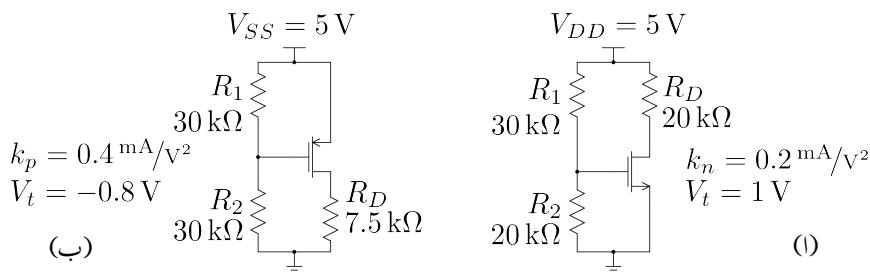
جواب: 2.3333 V، دونوں افراہندہ خطے میں ہیں۔

سوال 4.20: شکل 4.63 ب میں  $V_{t1} = -0.8 V$ ،  $k_{n2} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ ،  $k_{n1} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$  جبکہ  $V_{t2} = 1.2 V$  حاصل کریں۔

جواب:  $Q_1 = 3.04 V$ ،  $Q_2 = 0.04 V$  افراہندہ جبکہ  $Q_1$  غیر افراہندہ ہے۔



: 4.63 شکل



: 4.64 شکل

سوال 4.21: شکل 4.63 پر میں جگہ  $V_{t1} = -0.8 \text{ V}$ ،  $k_{n1} = 50 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$ ،  $V_{t2} = 0.2 \text{ V}$ ،  $k_{n2} = 200 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$  میں ہے۔  $v_O$  حاصل کریں۔

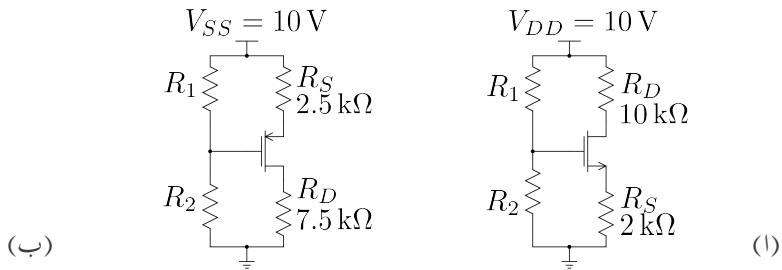
جواب:  $v_O = 1.6 \text{ V}$

سوال 4.22: شکل 4.64 اف میں نقطہ کار کردگی حاصل کریں۔

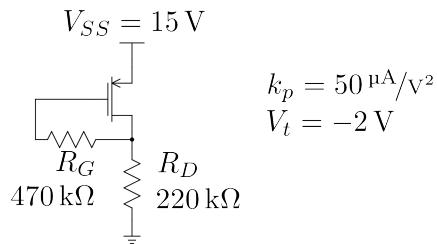
جواب:  $3 \text{ V}$ ،  $0.1 \text{ mA}$

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۔

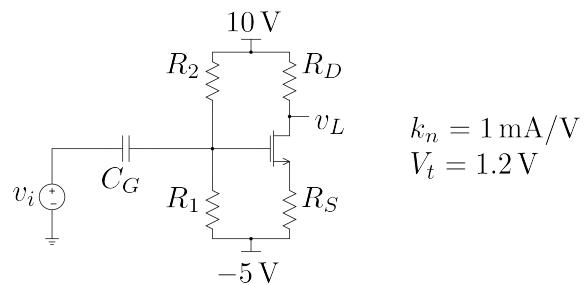
$$\text{جوابات: } V_t = 1.2 \text{ V}, k_n = 0.22 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

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۔

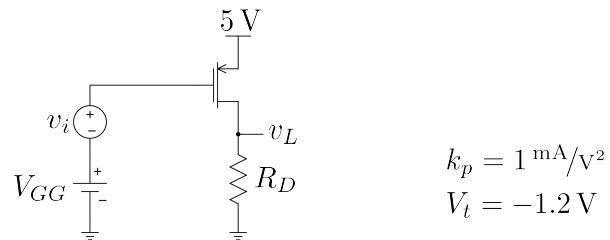
$$\text{جواب: } 100 \text{ V}$$

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۔

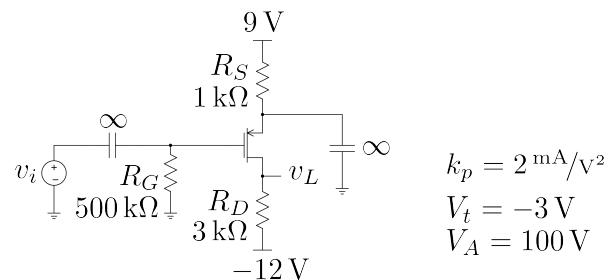
جوابات:  $R_2 = 64 \text{ k}\Omega$  اور  $R_1 = 11 \text{ k}\Omega$ ،  $R_D = 4.5 \text{ k}\Omega$ ،  $R_S = 0.5 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتے ہیں۔  $A_v = -2.25 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ،  $g_m = 2 \text{ mS}$



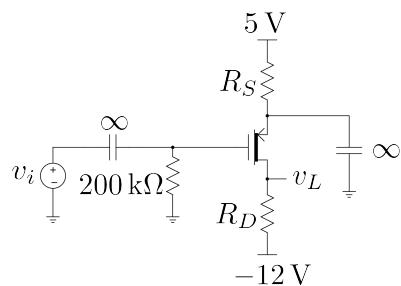
:4.67



: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  $I_{SD}$  حاصل کریں۔  $V_{GG}$  کی قیمت کیا ہو گی؟

جوابات:  $I_{SD} = 0.222 \text{ mA}$  ،  $V_{GG} = 3.133 \text{ V}$  ،  $R_D = 9 \text{ k}\Omega$

سوال 4.34: مشکل 4.69 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  اور  $V_{SD}$  ،  $I_{SD}$  حاصل کریں۔

جوابات:  $A_v = -10.73 \frac{V}{V}$  اور  $r_o = 25.5 \text{ k}\Omega$  اور  $g_m = 4 \text{ mS}$  ،  $V_{SD} = 2 \text{ V}$  ،  $I_{SD} = 4 \text{ mA}$

سوال 4.35: مشکل 4.70 میں  $V_A = 40 \text{ V}$  اور  $k_p = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  اور  $V_t = -1.4 \text{ V}$  کی ایسی قیمتیں حاصل کریں جن سے  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  اور  $V_{SD} = 6 \text{ V}$  اور  $I_{SD} = 0.36 \text{ mA}$  حاصل ہوں۔  $V_{GG}$  کی قیمت بھی حاصل کریں۔

جوابات:  $A_v = -22.7 \frac{V}{V}$  اور  $r_o = 128 \text{ k}\Omega$  اور  $R_D = 22 \text{ k}\Omega$  ،  $R_S = 8.333 \text{ k}\Omega$  ہوتے ہیں۔

سوال 4.36: صفحہ 538 پر مشکل 4.58 میں  $R_{S1} = R_{D1} = 16.7 \text{ k}\Omega$  ،  $R_2 = 243 \text{ k}\Omega$  ،  $R_1 = 392 \text{ k}\Omega$  ،  $V_t = 1 \text{ V}$  اور  $k_n = 0.6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  استعمال کرتے ہوئے دونوں ماسفیٹ کے 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

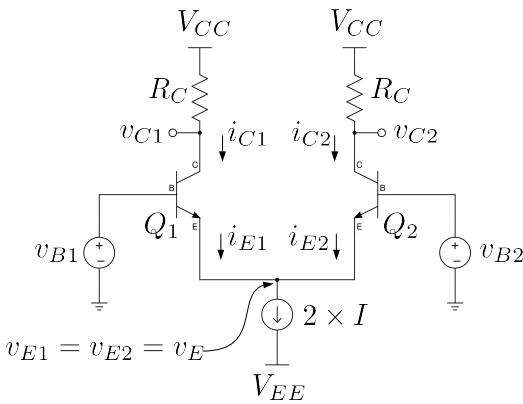
شکل 5.1 میں دو جوڑٹرانزسٹر کا بنیادی تفرقی جوڑا<sup>1</sup> دکھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں دو بالکل یکسان<sup>2</sup> ٹرانزسٹر استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑے کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $Q_1$  اور  $Q_2$  افراہنده خطے میں رہیں۔ انہیں افراہنده خطے میں رکھنے کی خاطر تفرقی جوڑے کو  $R_C$  کی 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) لکھے 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 نزٹر 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 بر قی 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  $i_{C1} = i_{C2} = \alpha I$

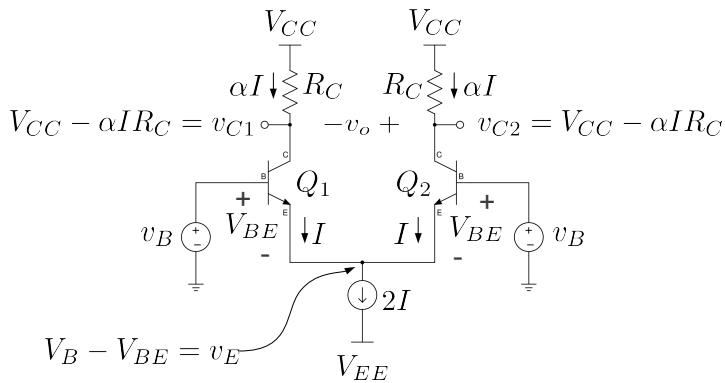
$$\begin{aligned} v_{C1} &= V_{CC} - i_{C1}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C \\ v_{C2} &= V_{CC} - i_{C2}R_C = V_{CC} - \alpha IR_C \end{aligned}$$

اس صورت میں

$$(5.3) \quad v_o = v_{C2} - v_{C1} = 0$$

ہو گا۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے جس کے تحت اگر تفرقی جوڑے کے دونوں مداخل پر برابر بر قی دباؤ مہیا کیا جائے تو یہ صفر ولٹ خارج کرے گا۔ اس حقیقت کو یوں بہتر بیان کیا جا سکتا ہے کہ تفرقی جوڑا مشترکہ برق دباؤ

<sup>3</sup> common mode voltage



شکل 5.2: دونوں مداخل پر برابر قی رہاؤ 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 دباو  $v_{CM}$  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 دباو 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 دباو 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 میਆ 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

$$i_{E1} = 2I$$

$$i_{E2} = 0$$

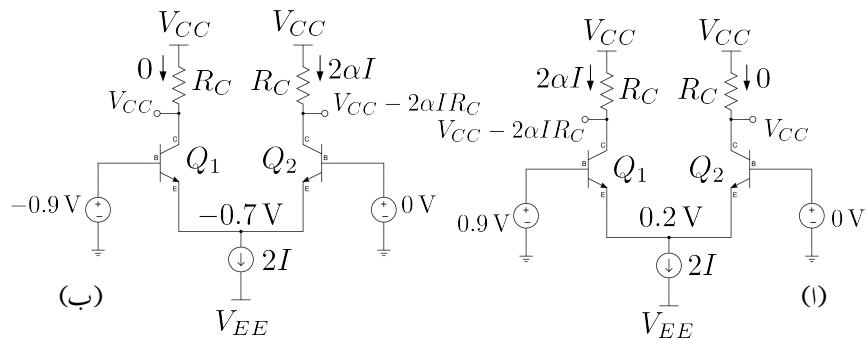
یوں

$$v_{C1} = V_{CC} - 2\alpha IR_C$$

$$v_{C2} = V_{CC}$$

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha IR_C$$

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  $v_o$

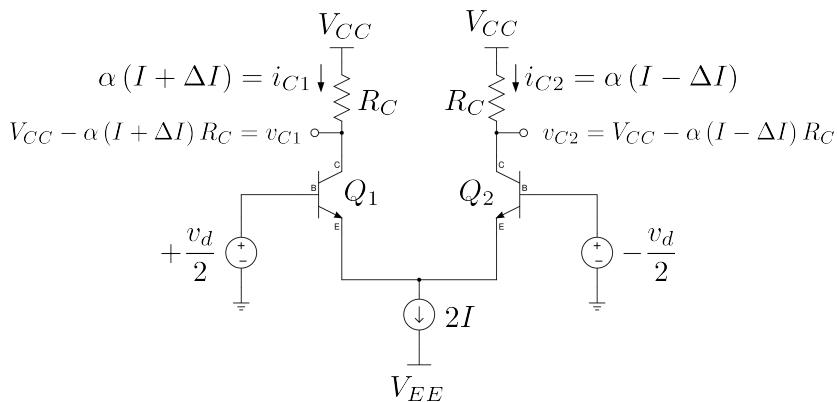


شكل 5.3: تفرقی اشارہ کے موجودگی میں تفرقی جوڑے کی کارکردگی

میں مزید تبدیلی ممکن نہیں۔ تفریقی جوڑے کے دونوں دخول صفر ولٹ ہونے کی صورت میں  $v_E = -0.7\text{V}$  ہوتا ہے۔ اب اگر  $v_{B2} = 0\text{V}$  رکھتے ہوئے  $v_{B1} = -0.9\text{V}$  کر دیا جائے تو  $Q_2$  کا میں ایکٹر جوڑ سیدھا مائل ہو جائے گا لہذا  $v_E = -0.7\text{V}$  ہو گا۔ یوں  $Q_1$  کے میں سرے پر  $-0.9\text{V}$  جبکہ اس کے ایکٹر سرے پر  $-0.7\text{V}$  ہونے کی وجہ سے یہ مفقط صورت اختیار کر لے گا۔ یہ صورت شکل 5.3 ب میں دکھائی گئی ہے۔ یوں منع رو کی تمام برقراری (یعنی  $I \times 2$ ) ٹرانزیستر  $Q_2$  کو منقل ہو جائے گی۔ اس طرح

$$\begin{aligned}i_{E1} &= 0 \\i_{E2} &= 2I \\v_{C1} &= V_{CC} \\v_{C2} &= V_{CC} - 2\alpha IR_C \\v_\theta &= v_{C2} - v_{C1} = -2\alpha IR_C\end{aligned}$$

ہوں گے۔ شکل 5.3 میں ہم نے دیکھا کہ  $v_d = v_{B1} - v_{B2} = 0.9 \text{ V}$  کی صورت میں تفرقی جوڑا تمام کی تمام برقی رو (یعنی  $I \times 2$ ) کو ایک ٹرانزسٹر میں منتقل کر چکا ہوتا ہے اور یوں یہ  $v_o = +2\alpha IR_C$  خارج کرتا ہے جبکہ شکل ب میں  $v_d = -0.9 \text{ V}$  ہیں اور تفرقی جوڑا تمام کی تمام برقی رو کو دوسرا ٹرانزسٹر میں منتقل کر کے  $v_o = -2\alpha IR_C$  خارج کرتا ہے۔



شکل 5.4: باریک تفرقی اشارے پر صورت حال

## 5.2 باریک داخلی تفرقی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی بنیادی کارکردگی

کرخوف کے قانون برائے برقی روکے تحت  $i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$  رہے گا۔ اب تصور کریں کہ تفرقی جوڑے کو باریک تفرقی اشارہ  $v_d$  مہیا کیا جاتا ہے۔ باریک تفرقی اشارہ سے مراد اتنی  $v_d$  ہے جس سے تمام برقی رو  $2 \times I$  کی ایک ٹرانزسٹر میں منتقل نہ ہو۔ جیسا شکل 5.4 میں دکھایا گیا ہے، ہم اس صورت کو یوں بیان کر سکتے ہیں کہ  $+ \frac{v_d}{2}$  اشارہ بطور  $v_{B1}$  اور  $- \frac{v_d}{2}$  اشارہ بطور  $v_{B2}$  مہیا کیا جاتا ہے یعنی

$$v_{B1} = + \frac{v_d}{2}$$

$$v_{B2} = - \frac{v_d}{2}$$

اگر  $v_{B1}$  اور  $v_{B2}$  دونوں پر صفر ولٹ دئے جاتے تب  $i_{E1} = i_{E2} = I$  ہوتا۔ اب جب  $v_{B1}$  کو بہک بڑھایا اور  $v_{B2}$  کو گھٹایا گیا ہے تو  $i_{B1}$  میں  $\Delta I$  کا اضافہ ہو گا جبکہ  $i_{B2}$  میں اتنی ہم کی واقع ہو گی۔ تا ہم اب بھی  $i_{E1} + i_{E2} = 2I$  ہو گا۔ یوں

$$i_{E1} = I + \Delta I$$

$$i_{E2} = I - \Delta I$$

ہوں گے۔ لہذا

$$\begin{aligned} i_{C1} &= \alpha I_{E1} = \alpha (I + \Delta I) \\ i_{C2} &= \alpha I_{E2} = \alpha (I - \Delta I) \\ v_{C1} &= V_{CC} - i_{C1} R_C = V_{CC} - \alpha (I + \Delta I) R_C \\ v_{C2} &= V_{CC} - i_{C2} R_C = V_{CC} - \alpha (I - \Delta I) R_C \\ v_o &= v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha \Delta I R_C \end{aligned}$$

ہوں گے۔ یہاں یہ بات ذہن نشین کرنا ضروری ہے کہ تفرقی جوڑے کے ایک ٹرانزسٹر کی برقی رو میں جتنا بھی اضافہ (یا کمی) پیدا ہو، دوسرے ٹرانزسٹر میں اتنی ہی کمی (یا اضافہ) پیدا ہوتا ہے۔

### 5.3 وسیع داخلی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی کارکردگی

اس حصہ میں تفرقی جوڑے پر تفصیلی غور کیا جائے گا۔  $Q_1$  کے بیس سرے پر  $v_{B1}$  جبکہ اس کے اینٹر سرے پر  $v_{E1}$  برقی دباؤ پایا جاتا ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے اینٹر سرے آپس میں جڑے ہیں لہذا  $v_{E2} = v_E$  ہو گا۔ یوں اینٹر سرے کے برقی دباؤ کو  $v_{E1}$  اور  $v_{E2}$  لکھنے کے بجائے  $v_E$  لکھ سکتے ہیں۔ اس طرح

$$(5.6) \quad v_{BE1} = v_{B1} - v_{E1} = v_{B1} - v_E$$

ہو گا۔ اسی طرح  $Q_2$  کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.7) \quad v_{BE2} = v_{B2} - v_{E2} = v_{B2} - v_E$$

ان برقی دباؤ کو استعمال کر کے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.8) \quad i_{C1} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} = I_S e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}}$$

$$(5.9) \quad i_{C2} = I_S \left( e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} = I_S e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}}$$

یوں

$$(5.10) \quad i_{E1} = \frac{i_{C1}}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}}$$

$$(5.11) \quad i_{E2} = \frac{i_{C2}}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}}$$

ان مساوات میں  $v_{B1}$  اور  $v_{B2}$  داخلی اشارات ہیں جنہیں آزاد متغیرات تصور کیا جائے جبکہ  $i_{E1}$  اور  $i_{E2}$  تابع متغیرات ہیں جن کا حصول درکار ہے۔ آئین انہیں حاصل کریں۔ پہلے قدم میں مساوات 5.11 کو مساوات 5.10 سے تقسیم کر کے  $v_E$  سے چھکارا حاصل کیا جاتا ہے۔

$$(5.12) \quad \frac{i_{E2}}{i_{E1}} = \frac{\left( \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}} \right)}{\left( \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}} \right)} = e^{\left( \frac{v_{B2}-v_{B1}}{V_T} \right)} = e^{-\frac{v_d}{V_T}}$$

جہاں  $v_d$  کو لکھا گیا ہے۔ دونوں جانب ایک (1) جمع کرتے ہیں

$$(5.13) \quad \frac{i_{E2}}{i_{E1}} + 1 = 1 + e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

$$(5.14) \quad \frac{i_{E2} + i_{E1}}{i_{E1}} = 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}$$

چونکہ  $I$  ہوتا ہے لہذا اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$(5.15) \quad \frac{2 \times I}{i_{E1}} = 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}$$

اسے الٹا کرنے سے تابع متغیرہ  $i_{E1}$  حاصل ہوتا ہے

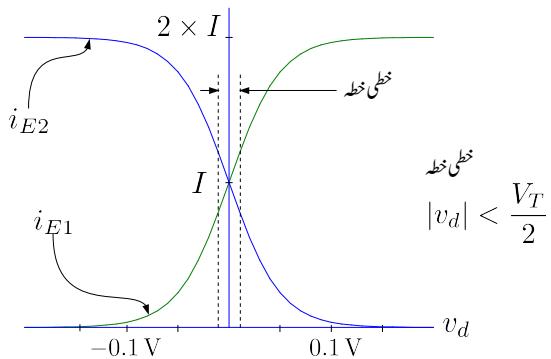
$$(5.16) \quad \begin{aligned} \left( \frac{2 \times I}{i_{E1}} \right)^{-1} &= \left( 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)^{-1} \\ \frac{i_{E1}}{2 \times I} &= \frac{1}{\left( 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)} \end{aligned}$$

یعنی

$$(5.17) \quad i_{E1} = \frac{2 \times I}{\left( 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \right)}$$

اگر ہم مساوات 5.10 کو مساوات 5.11 سے تقسیم کرتے تو مندرجہ ذیل مساوات حاصل ہوتا۔

$$(5.18) \quad i_{E2} = \frac{2 \times I}{\left( 1 + e^{+\frac{v_d}{V_T}} \right)}$$



مکمل 5.5: تفرقی جوڑے کے بظاہر

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 شکل 5.5 میں دکھائے خلی نخطے کی بات کریں تو اس نخطے میں برقی روکی تقسیم کو نہایت سادہ اور خلی 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> یہ لکھے جا سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} e^{+x} &= 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots \\ e^{-x} &= 1 - x + \frac{x^2}{2!} - \frac{x^3}{3!} + \dots \end{aligned}$$

چونکہ خلی نخطے میں  $\frac{V_T}{2} < |v_d|$  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 قیمتیں 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۔

$$(5.28) \quad i_c = g_m \frac{v_d}{2}$$

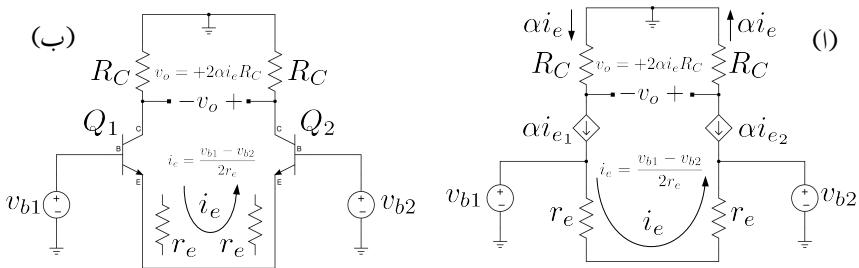
اس طرح مساوات 5.25 کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.29) \quad \begin{aligned} i_{C1} &= I_C + g_m \frac{v_d}{2} \\ i_{C2} &= I_C - g_m \frac{v_d}{2} \end{aligned}$$

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 دباؤ 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 مساوات کو اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.31) \quad i_e = \frac{g_m v_d}{\alpha} \frac{1}{2}$$

اور یوں

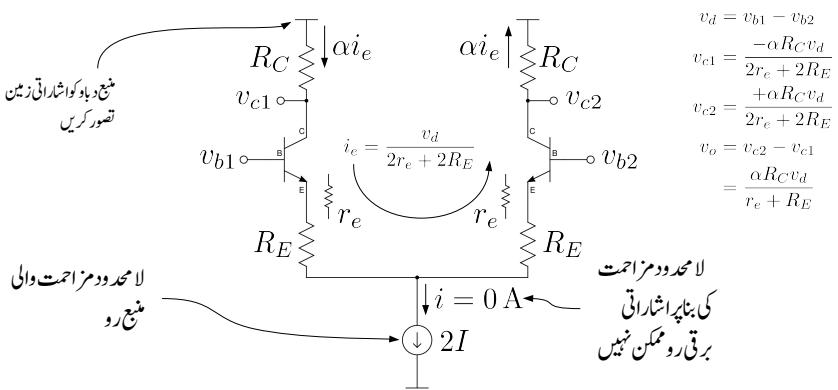
$$(5.32) \quad i_c = \alpha i_e = g_m \frac{v_d}{2}$$

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 دباؤ  $v_o$  حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$(5.33) \quad v_o = +i_c \times 2 \times R_C = +g_m R_C v_d$$



شکل 5.7: اشاراتی برقی رو کے سادہ طریقہ کی ایک اور مثال

اس مساوات سے تفرق افراش برق دباؤ<sup>7</sup> حاصل کی جاسکتی ہے۔

$$(5.34) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = +g_m R_C$$

موجودہ طریقے کی افادیت دیکھنے کی خاطر شکل 5.7 میں دکھائے تفرقی ایکسپلیغاٹر پر غور کریں جہاں ٹرانزسٹر کے ایمیٹر سرے پر یہ ورنی مژاہمت  $R_E$  نسب کئے گئے ہیں۔ اس دور کو دیکھ کر ہی ہم لکھ سکتے ہیں۔

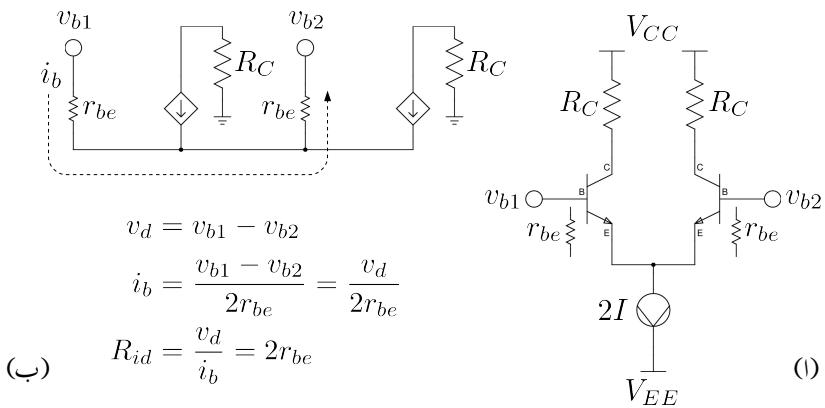
$$i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

اس مساوات سے تفرق افراش برق دباؤ حاصل ہوتی ہے۔

$$(5.35) \quad \begin{aligned} i_c &= \alpha i_e = \frac{\alpha v_d}{2r_e + 2R_E} \\ v_o &= +2i_c R_C = +\frac{\alpha v_d R_C}{r_e + R_E} \\ A_d &= \frac{v_o}{v_d} = +\frac{\alpha R_C}{r_e + R_E} \approx +\frac{R_C}{r_e + R_E} \end{aligned}$$

یاد رہے کہ اشاراتی تجزیہ کرتے وقت یہ سمتی برقی دباؤ کو قصر دور جبکہ یہ سمتی 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۔

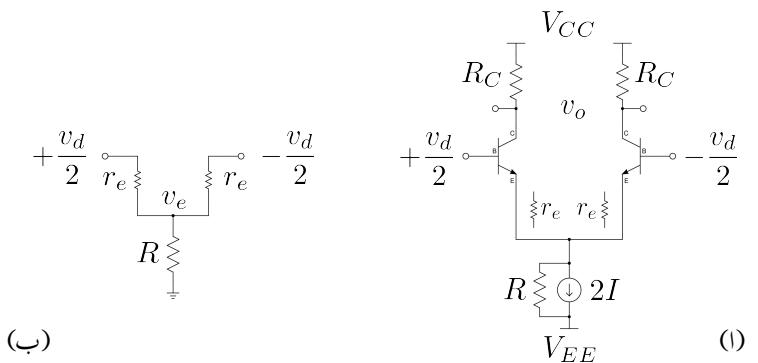
$$(5.37) \quad R_{id} = \frac{v_d}{i_b} = 2r_{be}$$

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

$$(5.38) \quad i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

<sup>8</sup> differential input resistance



شکل 5.9: باریک اشاراتی مزاحمت کو زیر نظر رکھتے ہوئے داخلی تفرقی مزاحمت

ہے لہذا

$$(5.39) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{1}{\beta + 1} \left( \frac{v_d}{2r_e + 2R_E} \right)$$

ہو گا جس سے داخلی تفرقی مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.40) \quad R_{id} = \frac{v_d}{i_b} = (\beta + 1) (2r_e + 2R_E)$$

اب تک ہم تصور کرتے رہے ہیں کہ تفرقی ایمپلینیٹر میں استعمال کئے جانے والے یک سمی منبع رو کی اندر وونی مزاحمت لا محدود ہوتی ہے۔ حقیقت میں پائے جانے والے یک سمی منبع رو کی اندر وونی مزاحمت نہایت زیادہ مگر محدود ہوتی ہے۔ شکل 5.9 الف میں یک سمی منبع رو کا مساوی نادرشن دور<sup>9</sup> استعمال کرتے ہوئے اس کے اندر وونی باریک اشاراتی مزاحمت  $R$  کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ٹرانزسٹر کا اندر وونی مزاحمت  $r_e$  کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب فرضی طور دکھایا گیا ہے۔ شکل 5.9 ب میں اس ایمپلینیٹر کے داخلی جانب کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹروں کے ایکسر سرے کا برقی دباؤ  $v_e$  حاصل کرنے کی خاطر اس جوڑ پر کرخوف کا قانون برائے برقی رو نافذ کرتے ہیں۔

$$(5.41) \quad \frac{v_e - \frac{v_d}{2}}{r_e} + \frac{v_e + \frac{v_d}{2}}{r_e} + \frac{v_e}{R} = 0$$

Norton equivalent<sup>9</sup>

اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.42) \quad v_e = 0$$

اس نتیجے کے مطابق باریک تفرقی اشارہ  $v_d$  کا  $v_e$  پر کوئی اثر نہیں ہوتا اور  $v_e$  ہر وقت صفر وولٹ یعنی 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۔ ایکٹر ایکلیفیئر تصور کرنا دکھایا گیا ہے جہاں باکیں 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 باکیں 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

$$(5.44) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m (R_C \parallel r_o)$$

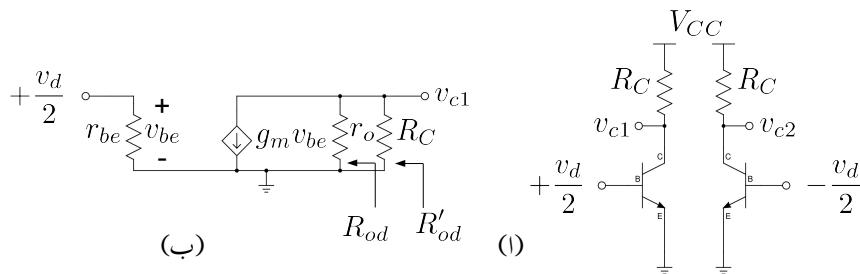
حاصل ہوتا ہے۔ عموماً  $r_o$  کی قیمت  $R_C$  کے قیمت سے بہت زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(5.45) \quad A_{d\text{پوری}} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m R_C = \frac{R_C}{r_e}$$

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

$$(5.49) \quad i_e = \frac{v_{CM}}{r_e + 2R}$$

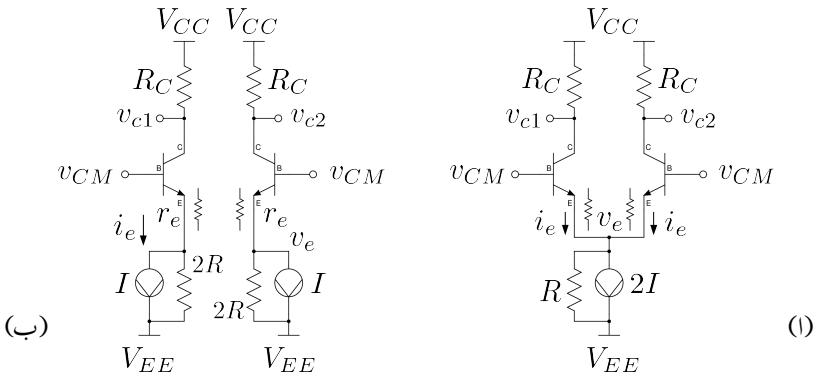
حاصل ہوتا ہے جس سے ایک بازو کا مشترکہ مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.50) \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{v_{CM}}{(\beta + 1)(r_e + 2R)}$$

$$R_{icm} = \frac{v_{CM}}{i_b} = (\beta + 1)(r_e + 2R)$$

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 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

$$(5.54) \quad A_{cm} = \frac{v_o}{v_{CM}} = \frac{v_{c1}}{v_{CM}} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + 2R}$$

ہو گا۔  $R$  کی قیمت  $r_e$  اور  $R_C$  کے قیتوں سے بہت زیادہ ہوتا ہے اور یوں مشترکہ اشارہ حقیقت میں بڑھنے کے بجائے گھشتتا ہے۔

کامل تفرقی ایمپلینفار صرف تفرقی اشارے کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ البتہ حقیقی تفرقی ایمپلینفار 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 ایکلیفائر 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 ایکلیفائر تفرقی اشارہ کو بڑھاتا ہے جبکہ یہ مشترکہ اشارہ کو رد کرتا ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت<sup>11</sup> CMRR کو  $A_{cm}$  اور  $A_d$  کے تناوب سے ناپا جاتا ہے یعنی

$$(5.56) \quad CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| = \frac{r_e + 2R}{\alpha r_e}$$

جہاں مساوات 5.46 اور مساوات 5.54 کی مدد حاصل کی گئی ہے۔ مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت CMRR کو عموماً ڈیسی 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 ایکلیفائر کے دونوں بازوں باکل یکساں ہونے کے صورت میں درست ہو گا۔ حقیقت میں عموماً ایسا نہیں ہوتا اور ایکلیفائر کے دونوں بازووں میں فرق کی بناء پر مشترکہ خارجی اشارہ  $v_{c1}$  اور  $v_{c2}$  کے مابین لینے کے صورت میں بھی صفر و ولٹ نہیں ہوتا۔ آئیں اس اثر کو زیادہ غور سے دیکھیں۔

تصور کریں کہ تفرقی ایکلیفائر کے دو بازووں میں استعمال کئے گئے مزاحمت  $R_C$  میں فرق کے علاوہ دونوں بازوں باکل 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 ایکلینیفار کے دو بازو غیر یکساں ہونے کی صورت میں مشترکہ افزائش برقی دباؤ صفر نہیں رہتی۔ خارجی اشارہ  $v_{c1}$  اور  $v_{c2}$  کر مائیں لیتے ہوئے تفرقی ایکلینیفار کا مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت CMRR مساوات 5.46 اور مساوات 5.59 کی مدد سے یوں حاصل ہوتا ہے

$$(5.60) \quad CMRR = \frac{g_m (r_e + 2R) R_C}{\alpha \Delta R_C}$$

## 5.5 غیر کامل تفرقی جوڑے کا ناقص پن

### 5.5.1 داخلی انحرافی برقی دباؤ

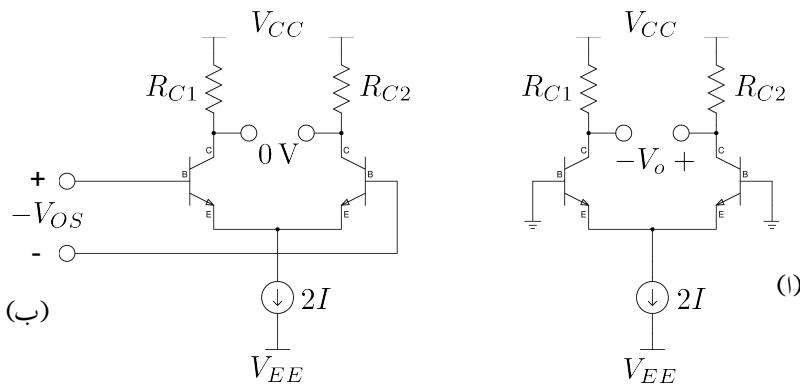
کامل تفرقی جوڑا داغلی برقی دباؤ کی عدم موجودگی (یعنی  $V_{B1} = V_{B2} = 0$ ) کی صورت میں صفر وولٹ کا برقی دباؤ خارج کرتا ہے۔ حقیقی تفرقی جوڑا غیر کامل ہوتا ہے اور اس صورت میں اس کے خارجی برقی دباؤ صفر وولٹ سے انحراف کرتا ہے اور یوں یہ صفر وولٹ کے بجائے  $V_0$  وولٹ خارج کرتا ہے۔ اس برقی دباؤ یعنی  $V_0$  کو خارجی انحرافی برقی دباؤ<sup>13</sup> کہتے ہیں۔ خارجی انحرافی برقی دباؤ کو تفرقی جوڑے کے تفرقی افزائش  $A_d$  سے تقسیم کر کے داخلی انحرافی برقی دباؤ<sup>14</sup>  $V_{OS}$  حاصل ہوتا ہے یعنی

$$(5.61) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d}$$

صاف ظاہر ہے کہ تفرقی جوڑے کے داخلی جانب  $-V_{OS}$  - مہیا کرنے سے خارجی جانب صفر وولٹ حاصل ہو گا۔ شکل 5.12 میں اس کیوضاحت کی گئی ہے۔ انحرافی برقی دباؤ تفرقی جوڑے کے مزاحمت  $R_{C2}$  اور  $R_{C1}$  برابر نہ ہونے سے پیدا ہوتا ہے۔ اسی طرح  $Q_1$  اور  $Q_2$  یکساں نہ ہونے سے بھی انحرافی برقی دباؤ تنجم لیتا ہے۔ آئیں ان پر غور کریں۔

تفرقی جوڑے کے دو ٹرانزسٹر کمکمل طور یکساں ہونے کی صورت میں اگر اس کے دونوں داخلی سرے برقی زمین پر رکھے جائیں (یعنی  $V_{B1} = V_{B2} = 0$ ) تو برقی رو  $I \times 2$  ان میں برابر تقسیم ہو گی۔ اگر  $R_{C1}$  اور

output offset voltage<sup>13</sup>  
input offset voltage<sup>14</sup>



شکل 5.12: داخلي اخراجي برقي دباؤ

$R_{C2}$  کي قيمتیں بھی بالکل برابر ہوں تو  $V_{C1}$  اور  $V_{C2}$  برابر ہوں گے اور یوں  $V_o = 0$  ہو گا۔ البتہ اگر  $R_{C2}$  کی قیمتیں مختلف ہوں مثلاً اور  $R_{C2} > R_{C1}$

$$(5.62) \quad R_{C1} = R_C + \Delta R_C \\ R_{C2} = R_C - \Delta R_C$$

تب

$$(5.63) \quad V_{C1} = V_{CC} - \alpha I R_{C1} = V_{CC} - \alpha I (R_C + \Delta R_C) \\ V_{C2} = V_{CC} - \alpha I R_{C2} = V_{CC} - \alpha I (R_C - \Delta R_C)$$

ہوں گے اور یوں

$$(5.64) \quad V_o = V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I \Delta R_C$$

ہو گا۔ یہ خارجي اخراجي برقي دباؤ ہے جس سے داخلي اخراجي برقي دباؤ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.65) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{g_m R_C} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{\left(\frac{\alpha I}{V_T}\right) R_C} = 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C}$$

اس مساوات کے حصول میں  $g_m = \frac{\alpha I}{V_T}$  اور  $A_d = g_m R_C$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ داخلي اخراجي برقي دباؤ کو بطور ثابت عدد لکھا جاتا ہے یعنی

$$(5.66) \quad |V_{OS}| = \left| 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \right|$$

آنکیں اب ٹرانزسٹر کی سانہ ہونے سے پیدا اخراجی برقی دباؤ پر غور کریں۔ فرض کریں کہ ٹرانزسٹر کے  $I_S$  مختلف ہیں یعنی

$$(5.67) \quad I_{S1} = I_S + \Delta I_S \\ I_{S2} = I_S - \Delta I_S$$

ہیں۔ شکل 5.12 الف میں ٹرانزسٹر کے ایکٹر سرے آپس میں جڑے ہیں جبکہ ان کے بیچ سرے برقی زمین پر ہیں۔ یوں  $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$  ہے۔ اس صورت ٹرانزسٹر کی برقی رومندر جہہ ذیل ہوں گی۔

$$(5.68) \quad I_{C1} = (I_S + \Delta I_S) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_{C2} = (I_S - \Delta I_S) \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - 1} \right)$$

ان سے  $\frac{I_{C2}}{I_{C1}}$  حاصل کرتے ہیں۔

$$(5.69) \quad \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S}$$

دونوں جانب ایک (1) جمع کرتے ہیں۔

$$(5.70) \quad \frac{I_{C2}}{I_{C1}} + 1 = 1 + \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S} \\ \frac{I_{C2} + I_{C1}}{I_{C1}} = \frac{2I_S}{I_S + \Delta I_S}$$

چونکہ  $I_{C1} + I_{C2} = 2 \times I \times \alpha$  لہذا اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(5.71) \quad I_{C1} = I \times \alpha \left( \frac{I_S + \Delta I_S}{I_S} \right) = \alpha I \left( 1 + \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

اسی طرح  $I_{C2}$  کے لئے حاصل ہو گا۔

$$(5.72) \quad I_{C2} = I \times \alpha \left( \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S} \right) = \alpha I \left( 1 - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

اور

$$(5.73) \quad \begin{aligned} V_{C1} &= V_{CC} - \alpha I \left( 1 + \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) R_C \\ V_{C2} &= V_{CC} - \alpha I \left( 1 - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) R_C \\ V_O &= V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S} \\ |V_{OS}| &= \left| \frac{V_O}{A_d} \right| = \left| \frac{V_O}{g_m R_C} \right| = \left| \frac{2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S}}{\frac{\alpha I}{V_T} R_C} \right| = \left| 2V_T \frac{\Delta I_S}{I_S} \right| \end{aligned}$$

ان دو وجہات کے علاوہ دیگر وجہات (مثلاً  $\beta$  اور  $r_o$  میں فرق) کے بنا پر بھی انحرافی برقی دباؤ پیدا ہوتا ہے۔

### 5.5.2 داخلي ميلان برقي رو اور انحرافی داخلي ميلان برقي رو

تفرقی جوڑے کے دونوں بازوں کو مکمل یکساں ہونے کی صورت میں دونوں جانب برابر یک سمتی میلان برقی رو<sup>15</sup> کا گزر ہوتا ہے یعنی

$$(5.74) \quad I_{B1} = I_{B2} = \frac{I}{\beta + 1}$$

البتہ دونوں بازووں میں فرق کی بنا پر دونوں جانب کی داخلي ميلان برقي رو مختلف ہو سکتی ہیں۔ ایسی صورت میں دونوں جانب کی داخلي ميلان برقي رو میں فرق، جسے انحرافی داخلي برقي رو<sup>16</sup>  $I_{OS}$  کہتے ہیں، کو یوں حاصل کرتے ہیں۔

$$(5.75) \quad I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

ٹرانزسٹر کے  $\beta$  میں اس کے عمومی قیمت سے انحراف کو دیکھتے ہیں۔ تصور کریں کہ

$$(5.76) \quad \begin{aligned} \beta_1 &= \beta + \Delta\beta \\ \beta_2 &= \beta - \Delta\beta \end{aligned}$$

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  $\frac{1}{1-\frac{\Delta\beta}{\beta+1}}$  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

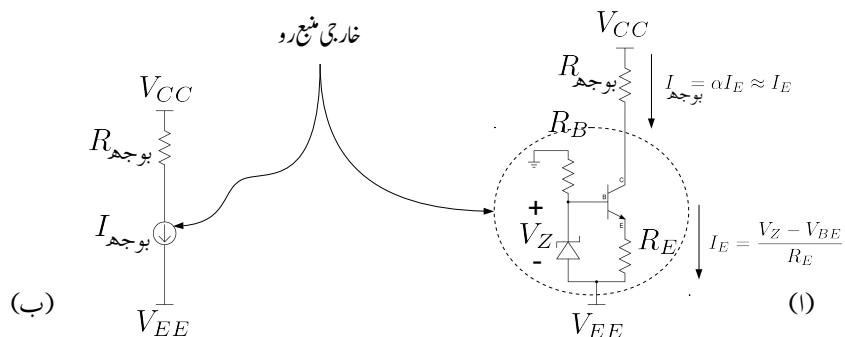
شکل 5.14 الف میں  $n-p-n$  ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے یک سمی منبع رو کا حصول دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں،  $\alpha$  کو تقریباً ایک ( $1 \approx$ ) تصور کرتے ہوئے، جب تک ٹرانزسٹر افزاں نہ رہے، پوچھ  $I_E$  کا دار و مدار زیز ڈالیوڈ کے اور مزاجت  $R_E$  پر ہے یعنی  $V_Z$

$$I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

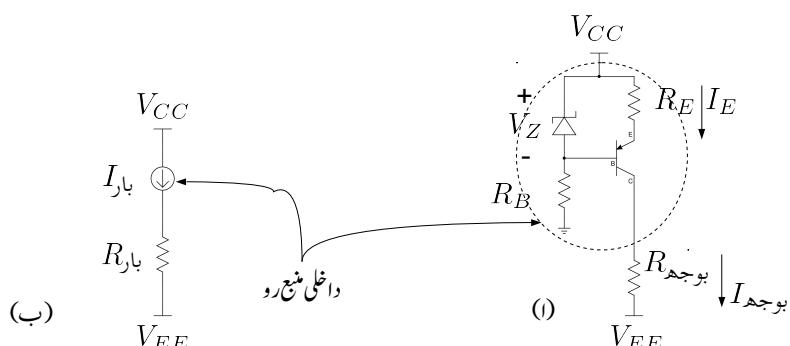
یوں پوچھ  $I_E$  تبدیل کرنے سے اس میں بر قی رو تبدیل نہیں ہوتی۔ اس سے ہم دیکھ سکتے ہیں کہ پوچھ  $I_E$  سے منسلک بقا یا دور بطور یک سمی منبع رو کام کرتا ہے۔ شکل میں نقطہ دار دائرے میں بند حصے کو یک سمی منبع رو کہتے ہیں۔ شکل 5.14 ب میں یک سمی منبع رو کی علامت (تیر والا دائرة) استعمال کرتے ہوئے اسی دور 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۔

$$(5.81) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

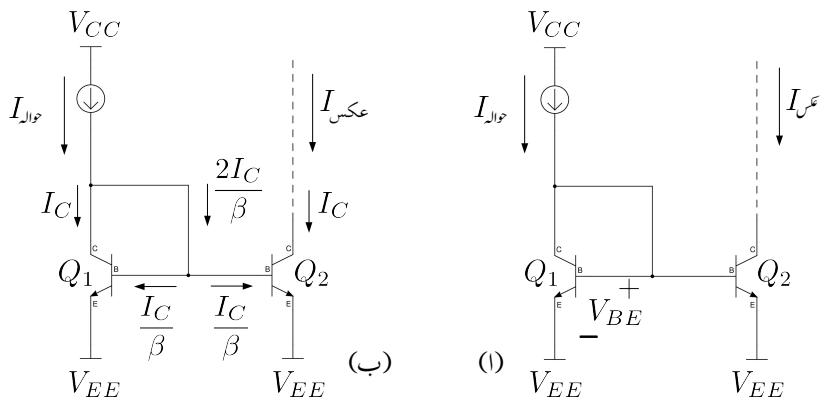
مساوات 5.81 کو مساوات 5.80 سے تقسیم کرتے ملتا ہے۔

$$(5.82) \quad \frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_S} = \frac{I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)}{I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)} = 1$$

$$I_{\text{حوالہ}} = I_S$$

---

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 ٹانکر سروں پر برابر برقی رو  $I_C$  پائی جائے گی۔ یعنی

$$(5.83) \quad I_{C1} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

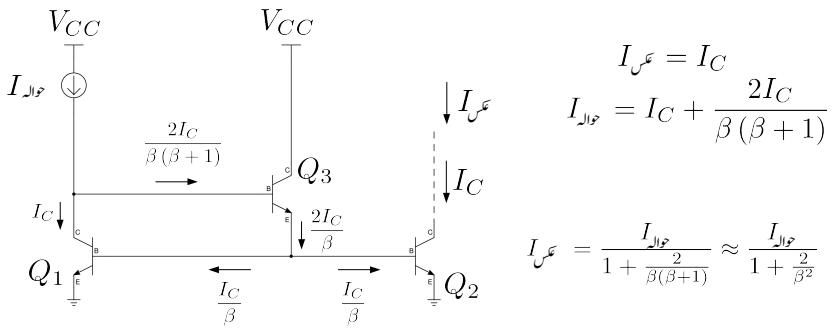
$$I_{C2} = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

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

$$(5.85) \quad I_{\text{حوالہ}} = I_C + \frac{2I_C}{\beta} = I_C \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right)$$

جبکہ باکیں بازو

$$(5.86) \quad I_{\text{عمر}} = I_{C2} = I_C$$

یوں

$$(5.87) \quad I_{\text{عمر}} = \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

ہو گا۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں بازووں کی برقی رو میں ٹرانزسٹر کے میں سرے کی برقی رو کی وجہ سے فرق پایا جاتا ہے۔ شکل 5.17 میں اس اثر کو کم کرنے کی ترکیب دکھائی گئی ہے جہاں سے ظاہر ہے کہ

$$(5.88) \quad I_{\text{عمر}} \approx \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$$

اس مساوات کو مساوات 5.87 کے ساتھ دیکھیں۔ فرق کے مقدار کو  $\beta$  گناہم کر دیا گیا ہے۔ اگر شکل 5.17 میں حوالہ  $I$  پیدا کرنے کی خاطر ایک عدد مزاحمت  $R$  کو  $V_{CC}$  اور  $Q_3$  کے کلکٹر سرے کے درمیان جوڑ دیا جائے تو حوالہ  $I$  یوں حاصل ہو گا۔

$$(5.89) \quad I_{\text{حوالہ}} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE3}}{R}$$

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  $R$  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  $R$  میں برقی رو عس  $I$  حاصل کریں۔

2. برقی دباؤ  $V_o$  حاصل کریں۔

3. اگر بوجھ  $R$  کی مزاحمت دگنی کر دی جائے تب  $V_o$  کی قیمت کیا ہو گی۔

4. بوجھ  $R$  کی مزاحمت  $20 \text{ k}\Omega$  ہونے کی صورت میں  $V_o$  کی قیمت حاصل کریں۔

5. برقی بوجھ  $R$  کی مزاحمت دریافت کریں جس پر ٹرانزسٹر  $Q_2$  غیر افراہنده حال ہو جاتا ہے۔

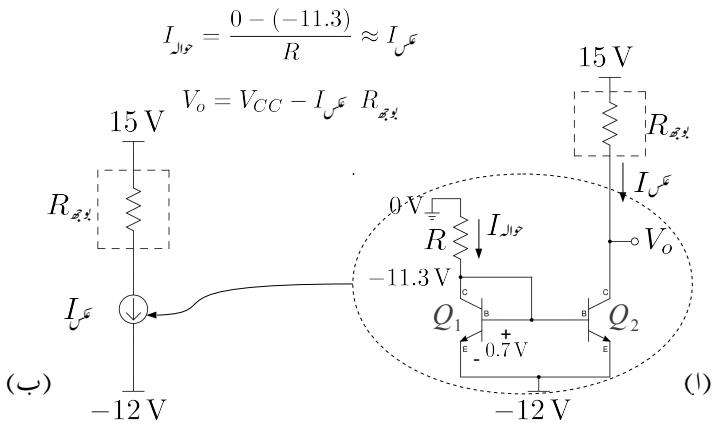
6. برقی بوجھ کی مزاحمت  $40 \text{ k}\Omega$  کرنے سے کیا نتائج مرتب ہوں گے۔

حل:

1. ٹرانزسٹر  $Q_1$  کا ایمپر سرا  $-12 \text{ V}$  - پر ہے جبکہ اس کے بیس-ایمپر جوڑ پر  $0.7 \text{ V}$  پائے جاتے ہیں۔ یوں اس کا بیس سرا  $-11.3 \text{ V}$  - پر ہو گا۔ چونکہ بیس اور مکلٹر جڑے ہیں لہذا مکلٹر 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  $R$  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

سلکتے ہیں کہ اگر برقی بوجھ کی مزاحمت اسی طرح بتدریج بڑھائی جائے تو آخر کار  $Q_2$  غیر افزائندہ خٹے میں داخل ہو جائے گا اور اس کے لئے  $V_0$  کا مزید گھٹانا ممکن نہ ہو گا۔ ٹرانزسٹر  $Q_2$  غیر افزائندہ ہونے کے بعد اگر برقی بوجھ کی مزاحمت مزید بڑھائی جائے تو اس میں برقی رو گھٹنا شروع ہو جائے گی۔ ٹرانزسٹر  $Q_2$  اس صورت غیر افزائندہ ہو گا جب اس کے کلکٹر-ایمپٹ سروں کے مابین  $0.2\text{V}$  پائے جائیں۔ اس صورت میں اگر گزشتہ جزو کے مساوات کو بوجھ  $R$  کے لئے حل کریں تو حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} 15 &= I_{\text{بوجھ}}R + V_{\text{CE}}_{\text{غیر افزائندہ}} \quad 12 \\ 15 &= 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}} + 0.2 - 12 \\ R_{\text{بوجھ}} &= \frac{15 + 12 - 0.2}{10^{-3}} = 26.8\text{k}\Omega \end{aligned}$$

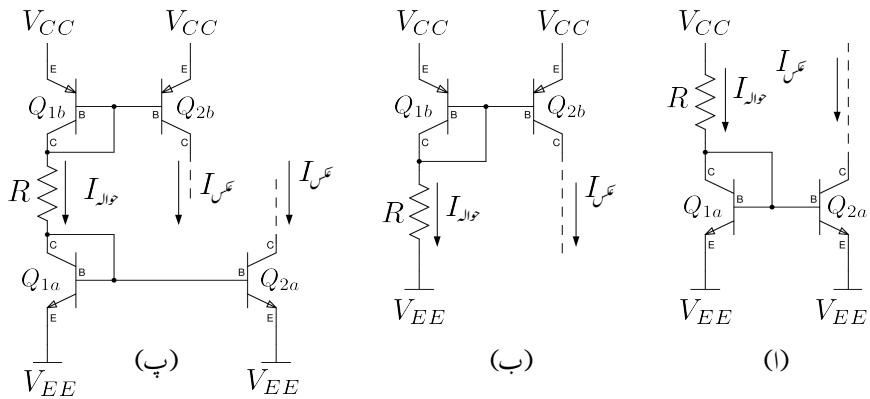
6. ہم نے دیکھا کہ خارج کار مستقل برقی رو  $26.8\text{k}\Omega$  کے برقی بوجھ تک کے مزاحمت میں مستقل برقی رو برقرار رکھ سکتا ہے۔ برقی بوجھ کے مزاحمت کو مزید بڑھانے سے برقی بوجھ میں رواں برقی رو گھٹنا شروع ہو جاتی ہے۔  $40\text{k}\Omega$  کے برقی بوجھ کے لئے

$$\begin{aligned} 15 &= I_{\text{بوجھ}}R + V_{\text{CE}}_{\text{غیر افزائندہ}} \quad 12 \\ 15 &= I \times 40 \times 10^3 + 0.2 - 12 \\ I &= \frac{15 + 12 - 0.2}{40 \times 10^3} = 0.67\text{mA} \end{aligned}$$

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  $pnp$  ٹرانزسٹروں پر بنی داخل کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برقی رو عس  $I$  گزارتا ہے۔

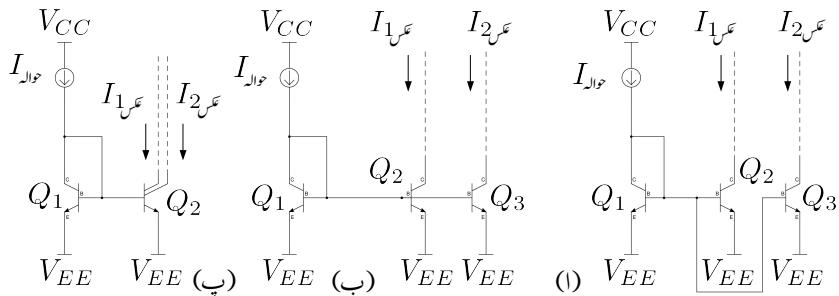
شکل پ میں ان دونوں ادوار کو یوں جوڑا گیا ہے کہ ایک ہی مزاحمت دونوں یک سمی منج رو کے عس  $I$  کا تعین کرتا ہے۔ اس دور کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} = V_{EB} + I_{\text{حوالہ}} R + V_{BE} + V_{EE}$$

$$I_{\text{حوالہ}} = \frac{V_{CC} - 0.7 - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{\text{عس}}$$

### 5.8.1 متعدد یک سمی منج رو

شکل 5.16 میں تیرے ٹرانزسٹر یعنی  $Q_3$  کے شمولیت سے شکل 5.20 الف حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ  $Q_3$  کے بیس-ایکٹر جوڑ پر بھی  $Q_1$  اور  $Q_2$  کے برابر  $V_{BE}$  پایا جاتا ہے لہذا اس میں بھی بالکل انہیں کے برابر  $I_C$  برقی رو پائی جائے گی۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ اس دور میں محدود  $\beta$  کتنا کردار ادا کرتا ہے۔ محدود  $\beta$  کی صورت میں



شکل 5.20: دو ٹرانزسٹر کا حصول

ہم لکھ سکتے ہیں کہ

$$(5.90) \quad I_{\text{کل}} = I_1 = I_2 = I_C$$

$$(5.91) \quad I_{\text{کل}} = I_C + \frac{3I_C}{\beta}$$

اور یوں

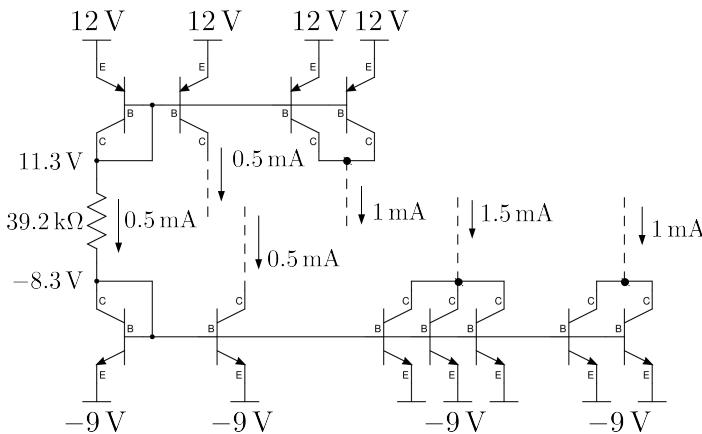
$$(5.92) \quad I_{\text{کل}} = \frac{I_{\text{کل}}}{1 + \frac{3}{\beta}}$$

اس دور کو عموماً شکل 5.20 ب یا شکل 5.20 پ کے طرز پر صاف اور شفاف طریقے سے بنایا جاتا ہے۔ شکل پ میں ایک ہی ٹرانزسٹر کے دو کلکٹر دکھائے گئے ہیں۔ اس سے مراد دو ٹرانزسٹر لینا چاہئے جس کے بیس آپس میں جڑے ہیں اور اسی طرح اس کے ایمپر بھی آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے کلکٹر آپس میں نہیں جوڑے گئے ہیں۔

اسی بحث کو آگے بڑھاتے ہوئے ایک ایسے یہ سمتی منج رو جو \$n\$ ٹرانزستور بنتا ہو کے لئے مساوات 5.92 کی صورت یوں ہو گی۔

$$(5.93) \quad I_{\text{کل}} = \frac{I_{\text{کل}}}{1 + \frac{n+1}{\beta}}$$

شکل 5.21 میں دو یادو سے زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر حاصل ٹرانزستور کو دیکھنا یا اس سے بھی بڑھانا دکھایا گیا ہے۔

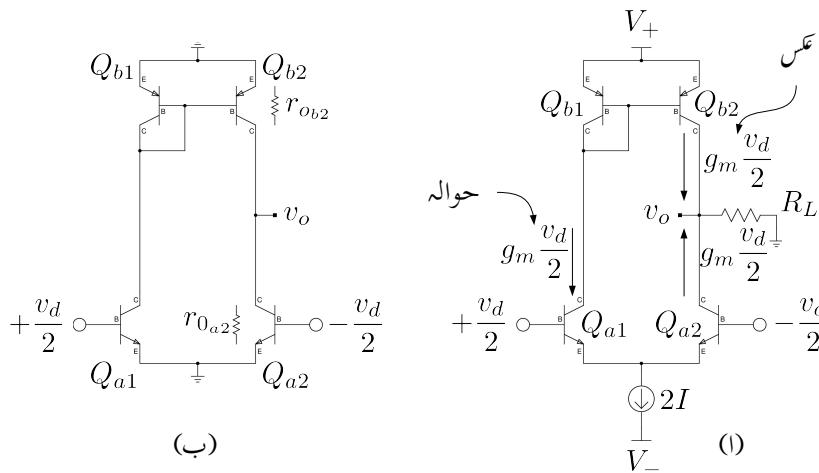


شکل 5.21: متعدد یک سمتی منع رو

## 5.9 ٹرانزسٹر بوجھ سے 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 ورنی برقی مزاحت  $R_L$  میں صفر برقی رو گزرنے کی۔ یوں  $v_o$  صفر ولٹ ہو گا۔ اب تصور کریں کہ تفرقی برقی اشارہ  $v_d$  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۔ کرنھف کے قانون برائے برقي رو کے مطابق اتنی ہی برقي رو اس جوڑ سے باہر نکلے گی۔ یوں بوجھ  $R_L$  میں  $g_m v_d$  برقي رو زمین کی جانب گزرتے گی اور یوں

$$(5.94) \quad v_o = \left( g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) R_L = g_m R_L v_d$$

ہو گا اور تفرقی افزائش برقي دباؤ

$$(5.95) \quad A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_L$$

ہو گا۔

مساوات 5.94 پر دوبارہ غور کریں۔ اس میں  $g_m \frac{v_d}{2}$  ایک مرتبہ تفرقی جوڑ کی وجہ سے اور دوبارہ آئندہ کی وجہ سے ہے۔ یوں آئندہ کے دو کردار ہیں۔ یہ بطور برقي بوجھ استعمال ہوتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس کی وجہ سے تفرقی ایمپلیگنر کی افزائش برقي دباؤ دگنی ہو جاتی ہے۔

شکل 5.22 الف میں  $R_L$  نہ استعمال کرتے ہوئے اس کی افزائش حاصل کرنے کی خاطر اس کا ہر ایک اشاراتی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر  $Q_{a2}$  اور  $Q_{b2}$  کے اندر ورنی خارجی مزاحمت  $r_o$  کو ان کے باہر

دکھا کر واضح کیا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر  $Q_{a1}$  اور  $Q_{a2}$  کے ایمپر کو برقی زمین پر دکھایا گیا ہے۔ تفرقی اشارے کے لئے ایسا کرنا ممکن ہے۔ اس حقیقت کو مساوات 5.42 میں سمجھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_L$  کی جگہ دونوں ٹرانزسٹروں کے خارجی مزاحمت متوازی جڑے ہیں اور یوں مساوات 5.95 کو اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$(5.96) \quad A_d = g_m (r_{o_{b2}} \parallel r_{o_{a2}})$$

اگر  $r_{o_{a2}}$  اور  $r_{o_{b2}}$  برابر ہوں یعنی  $r_{o_{a2}} = r_{o_{b2}} = r_0$  تب اس مساوات کو مزید سادہ صورت دی جاسکتی ہے یعنی

$$(5.97) \quad A_d = \frac{g_m r_0}{2} = \frac{1}{2} \left( \frac{I_C}{V_T} \right) \left( \frac{V_A}{I_C} \right) = \frac{V_A}{2V_T}$$

جہاں  $g_m$  کو  $\frac{I_C}{V_T}$  اور  $r_0$  کو لکھا گیا ہے۔

$$V_A = 50 \text{ V}$$

$$A_d = \frac{50}{25 \times 10^{-3}} = 2000 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

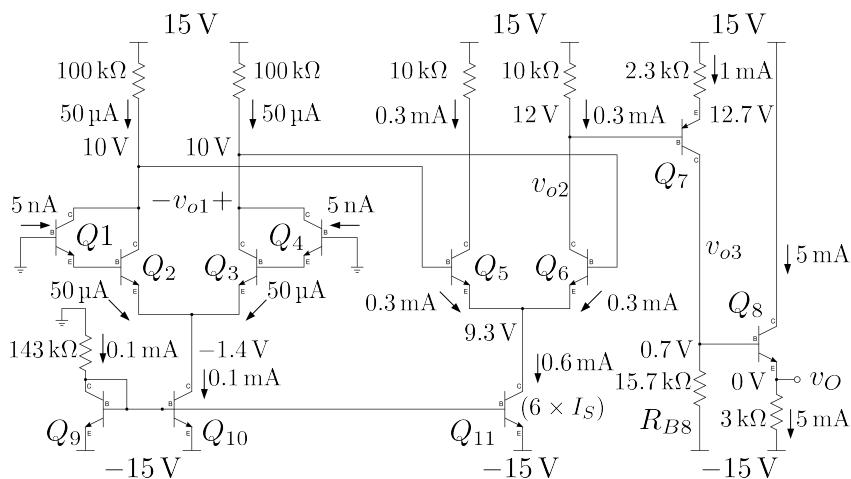
حاصل ہو گا۔ مساوات 5.96 کے مطابق  $r_{o_{b2}}$  اور  $r_{o_{a2}}$  کی قیمت بڑھا کر تفرقی ایکپلینیاٹر کی افزائش مزید بڑھائی جاسکتی ہے۔

مثال 5.6: شکل 5.23 میں حسابی ایکپلینیاٹر کا بنیادی دور دکھایا گیا ہے جہاں تمام ٹرانزسٹر کا  $\beta = 100$  ہے۔  $Q_1$  کا بیس اور  $Q_4$  کا بیس حسابی ایکپلینیاٹر کے دو داخلی سرے ہیں جنہیں برقی زمین پر رکھا گیا ہے جبکہ  $Q_8$  کا ایمپر حسابی ایکپلینیاٹر کا خارجی سرا ہے۔

- تمام یک سمتی متغیرات حاصل کریں۔

- داخلی میلان برقی رو  $I_B$  حاصل کریں۔

حل: پہلے حسابی ایکپلینیاٹر کے مختلف حصے پہچانے کی کوشش کرتے ہیں۔  $Q_9$ ،  $Q_{10}$  اور  $Q_{11}$  کا مزاحمت آئینہ برقی رو بناتے ہیں۔  $Q_9$  کے 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 مکمل پر بھی بھی پر قیمتی دباؤ سے لہذا اور ہم کے قانون سے کوئی 143 kΩ مزاحمت میں

$$\frac{0 - (-14.3)}{143000} = 0.1 \text{ mA}$$

ہے۔  $Q_{10}$  کے مکفر پر بھی یہی برقی روپا پایا جائے گا جبکہ  $Q_{11}$  کے مکفر پر چھ گنا زیادہ برقی رو یعنی  $0.6 \text{ mA}$  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 لگن 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  $50 \mu\text{A}$  میں کر  $100 \text{k}\Omega$  سے گزرتے ہیں۔ ہم نے پہلی تفرقی جوڑی میں  $3 \mu\text{A}$  کو نظر انداز کیا تھا۔ اگر اس کو بھی شامل کیا جائے تو پہلی جوڑی کے گلکٹر پر  $9.7 \text{ V}$  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 دباو پیدا کرے گا جس کی وجہ سے  $Q_8$  کے بیس پر

$$V_{B8} = -15 + 15.7 = 0.7 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ اس طرح  $Q_8$  کے بیس پر

$$V_{E8} = V_{B8} - V_{BE} = 0.7 - 0.7 = 0 \text{ V}$$

پایا جائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $2.3\text{ k}\Omega$  اور  $15.7\text{ k}\Omega$  کی قیمتیوں سے  $v_O = 0 \text{ V}$  حاصل کیا گیا۔  $Q_7$  اور اس کے ساتھ منسلک دو مزاحمت یک سمتی برتنی دباو 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 ایکلینیفار کو داخلی اشارہ  $v_d$  مہیا کیا جاتا ہے۔ ایکلینیفار کا باریک اشاراتی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

حل: شکل 5.24 میں بدلتی رو مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں

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

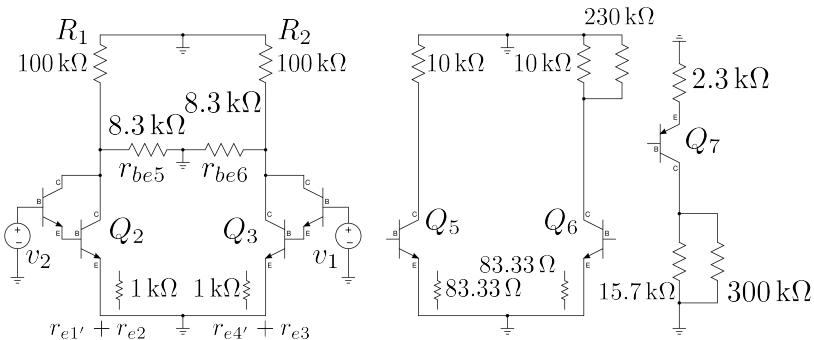
$$v_1 = -\frac{v_d}{2}$$

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = 7.66 \text{ V/V}$$

$$A_{d2} = -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -60 \text{ V/V}$$

$$A_{d3} = -6.826 \text{ V/V}$$

$$A_{d4} \approx 1 \text{ V/V}$$



: 5.24

بیں- $Q_2$  اور  $Q_3$  میں 50  $\mu\text{A}$  برقی 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  $\mu\text{A}$  برقی روپا جاتی ہے لہذا ان کے

$$g_{m1} = g_{m4} = \frac{0.5 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 20 \mu\text{S}$$

$$r_{e1} = r_{e4} = \frac{1}{20 \mu\text{S}} = 50 \text{ k}\Omega$$

بیں- $Q_1$  کا  $r_{e1}$   $Q_2$  کے بیس پر پایا جاتا ہے لہذا اس کو بھی  $Q_2$  کے ایمپر پر منتقل کرنا ضروری ہے۔  $50 \text{ k}\Omega$  منتقل کرنے سے  $50 \text{ k}\Omega = 500 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $r_{e1}$  کا عکس  $r_{e1'} = 500 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح  $Q_2$  کے ایمپر پر کل مزاحمت  $1 \text{ k}\Omega + r_{e1'} = r_{e2} + r_{e1}$  پایا جائے گا۔ اسی طرح  $Q_4$  کا  $r_{e4}$   $Q_3$  کے بیس پر پایا جاتا ہے لہذا اس کو بھی  $Q_3$  کے ایمپر پر کل مزاحمت  $1 \text{ k}\Omega + r_{e3} = r_{e4} + r_{e2}$  منتقل کرنے سے  $50 \text{ k}\Omega = 500 \Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح  $Q_3$  کے ایمپر پر کل مزاحمت  $1 \text{ k}\Omega + r_{e3} + r_{e4}$  پایا جائے گا۔ ان معلومات کو شکل 5.24 پر پیش کیا گیا ہے۔

دوسری تفرقی جوڑی کے  $Q_5$  اور  $Q_6$  میں 0.3 mA پایا جاتا ہے لہذا ان کے

$$g_{m5} = g_{m6} = \frac{0.3 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.012 \text{ S}$$

$$r_{e5} = r_{e6} = \frac{1}{0.012} = 83.33 \Omega$$

$$r_{be5} = r_{be6} = \beta r_e = 8.3 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ اس جوڑی کا داخلی مزاحمت  $2r_{be}$  ہے جو پہلی تفرقی جوڑی کا بوجھ بتتا ہے۔ شکل میں  $Q_2$  اور  $Q_3$  کے کلکٹر کے مابین  $8.3 \text{ k}\Omega$  کے سلسلہ وار مزاحمت اسی داخلی مزاحمت کو ظاہر کرتا ہے۔ تفرقی اشارے کی صورت میں دوسری تفرقی جوڑی کا ایمپلینیاٹر برقی زمین پر رہتا ہے۔ یوں  $Q_2$  اور  $Q_3$  کے کلکٹر پر دونوں  $8.3 \text{ k}\Omega$  کا درمیانی نقطہ برقی زمین پر ہو گا۔ ان معلومات کو استعمال کرتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلی تفرقی جوڑی کی افزائش

$$(5.98) \quad A_{d1} = \frac{v_{o1}}{v_d} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

$$= \frac{15328}{2000}$$

$$= 7.66 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتی ہے جہاں  $R_C$  دوںوں ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر متوازی جڑے 200  $\text{k}\Omega$  اور 16.6  $\text{k}\Omega$  کا مجموعی مزاحمت ہے جبکہ  $\sum R_E$  ان کے ایمپلینیاٹر کے درمیان کل مزاحمت یعنی  $2r_e$  ہے۔ ثابت افزائش کا مطلب ہے کہ ثابت  $v_d$  کی صورت میں  $v_{o1}$  بھی ثابت ہو گا۔

تیسرا ایمپلینیاٹر کا داخلی مزاحمت  $R_{C6} = 230 \text{ k}\Omega$  ہے جو  $R_{E7} = 230 \text{ k}\Omega$  کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ  $\gg \beta R_{E7}$  10  $\text{k}\Omega$  ہوتا ہے لہذا ان کے کل مزاحمت کو ہم  $10 \text{ k}\Omega$  ہی لے سکتے ہیں۔ اس کا مطلب ہے کہ تیسرا ایمپلینیاٹر کا داخلی مزاحمت اتنا زیادہ ہے کہ اس کے اثر کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ یوں دوسرے ایمپلینیاٹر کی تفرقی افزائش

$$A_d = \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

$$= -\frac{10000}{83.33}$$

$$= -120 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

ہو گی۔ البتہ دوسرے تفرقی جوڑی سے تفرقی اشارہ حاصل نہیں کیا جاتا بلکہ اس کے صرف ایک بازو سے خارجی اشارہ

حاصل کیا گیا ہے۔ یوں کار آمد افزائش اس قیمت کے آدمی ہو گی یعنی

$$\begin{aligned}
 A_{d2} &= -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\
 (5.99) \quad &= -\frac{1}{2} \frac{10000}{83.33} \\
 &= -60 \frac{V}{V}
 \end{aligned}$$

افزاش میں منفی کا نشان یہ دکھلاتا ہے کہ مثبت  $v_2$  اور منفی  $v_1$  کی صورت میں اس حصے کا خارجی اشارہ منفی ہو گا۔

$Q_8$  اور اس کے ساتھ منسلک  $2.3 \text{ k}\Omega$  اور  $15.7 \text{ k}\Omega$  مل کر مشترک ایمپلیفیاٹر ہیں۔  $Q_7$  اور  $r_e$  کے داخلی مزاحمت کو نظر انداز کرتے ہوئے اس ایمپلیفیاٹر کی افزائش

$$A_{d3} = -\frac{15700}{2300} = -6.826 \frac{V}{V}$$

حاصل ہوتی ہے۔

$Q_8$  اور اس کے ساتھ منسلک  $3 \text{ k}\Omega$  مل کر مشترک گلکٹر ایمپلیفیاٹر بناتے ہیں۔ مشترک گلکٹر کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہوتی ہے یوں

$$A_{d4} \approx 1 \frac{V}{V}$$

ہو گا۔

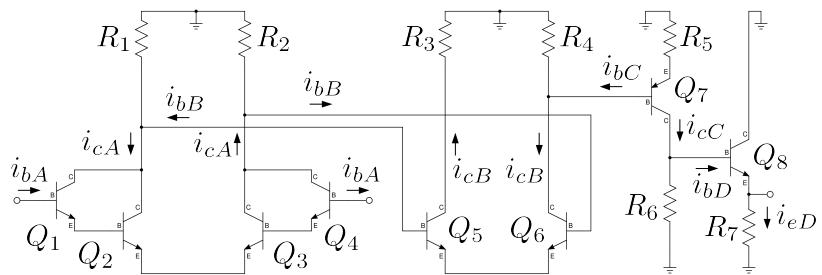
ان چاروں افزائش کو استعمال کرتے ہوئے حسابی ایمپلیفیاٹر کی کل افزائش

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_O}{v_d} = A_{d1} \times A_{d2} \times A_{d3} \times A_{d4} \\
 &= 7.66 \times (-60) \times (-6.826) \times 1 \\
 &= 3137 \frac{V}{V}
 \end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

شکل 5.24 کو دیکھتے ہوئے  $Q_2$  اور  $Q_3$  کے ایمپلیفیاٹر پر مزاحمت  $Q_1$  اور  $Q_4$  کے بیس جانب

$$\begin{aligned}
 R_i &\approx (1000 + 1000) \times \beta^2 \\
 &= 2000 \times 10000 \\
 &= 20 \text{ M}\Omega
 \end{aligned}$$



شکل 5.25: بر قی روکی افزائش

نظر آئے گا۔ یہی حسابی ایمپلینفار کا داخلی مراجمت ہے۔

خارجی جانب  $Q_8$  کے  $r_e$  کو نظر انداز کرتے ہیں۔  $15.7 \text{ k}\Omega$  کا عکس ٹرانزسٹر کے ایکٹر جانب

$$\frac{15700}{100} = 157 \Omega$$

نظر آتا ہے۔ یہ عکس  $3 \text{ k}\Omega$  کے متواری جڑا ہے لہذا حسابی ایمپلینفار کا خارجی مراجمت

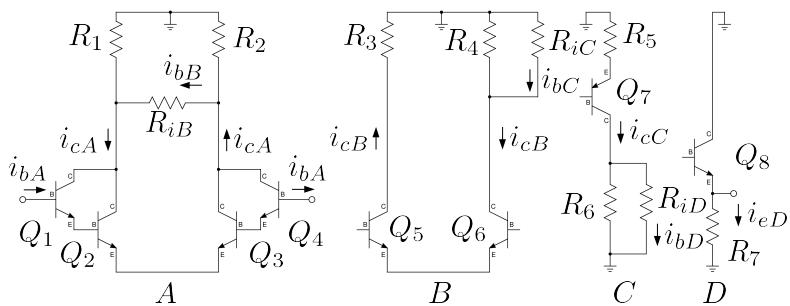
$$R_o = \frac{157 \times 3000}{157 + 3000} = 149 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال 5.8: شکل 5.23 کے حسابی ایمپلینفار کی افزائش  $A_i = \frac{i_L}{i_b}$  کی مساوات حاصل کریں۔  $A_i$  کو استعمال کرتے ہوئے  $A_d = \frac{v_L}{v_d}$  کی مساوات بھی حاصل کریں۔

حل: شکل 5.25 میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں داخلی جانب سے پہلے ایمپلینفار کو A، دوسرے کو تحریر B، تیسرا کو C اور خارجی ایمپلینفار کو D سے ظاہر کرتے ہوئے زنجیری ضرب سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.100) \quad A_i = \frac{i_L}{i_b} = \frac{i_{eD}}{i_{bA}} = \frac{i_{eD}}{i_{bD}} \times \frac{i_{bD}}{i_{cC}} \times \frac{i_{cC}}{i_{bC}} \times \frac{i_{bC}}{i_{cB}} \times \frac{i_{cB}}{i_{bB}} \times \frac{i_{bB}}{i_{cA}} \times \frac{i_{cA}}{i_{bA}}$$



شکل 5.26:

شکل 5.26 میں چاروں 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

$$\begin{aligned}
 r_{e2} &= r_{e3} = \frac{V_T}{I} \\
 r_{be2} &= r_{be3} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{e1} &= r_{e4} = (\beta + 1) \frac{V_T}{I} = (\beta + 1) r_{e2} \\
 r_{be1} &= r_{be4} = (\beta + 1)^2 r_{e2}
 \end{aligned}
 \tag{5.102}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 R_{iA} &= r_{be1} + r_{be4} + (r_{be2} + r_{be3}) \times (\beta + 1) \\
 &= 4(\beta + 1)^2 r_{e2} \\
 R_{iB} &= 2r_{be5} \\
 R_{iC} &\approx R_5 \times (\beta + 1) \\
 R_{iD} &\approx R_7 \times (\beta + 1)
 \end{aligned}
 \tag{5.103}$$

لکھا جاسکتا ہے۔ مزید یہ کہ

$$\begin{aligned}
 v_L &= i_{eD} R_7 \\
 v_d &= i_{bA} R_{iA}
 \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{v_L}{v_d} \\
 &= \frac{i_{eD} R_7}{i_{bA} R_{iA}} \\
 &= A_i \times \frac{R_7}{R_{iA}}
 \end{aligned}
 \tag{5.104}$$

حاصل ہوتا ہے۔

ذرا کوشش کرنے سے مندرجہ بالا تمام مساوات شکل 5.23 کو دیکھ کر ہی لکھے 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

$$\left| \frac{3137 - 3082}{3137} \right| \times 100 = 1.75 \%$$

کا فرق ہے۔

شکل 5.24 میں دوسرے ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت  $r_{be5} + r_{be6} = 16.6 \text{ k}\Omega$  ہے جو پہلی ایکلینیفار کا بوجھ بتتا ہے۔ یوں  $R_1 + R_2$  اور  $r_{be5} + r_{be6}$  متوازی جڑے نظر آتے ہیں۔ چونکہ  $r_{be5} + r_{be6} \ll R_1 + R_2$  ہے لہذا ان متوازی جڑے مزاحمت کے مجموعی مزاحمت کو تقریباً  $r_{be5} + r_{be6}$  یا جاسکتا ہے۔ اس کے برعکس تیرے ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت بہت بڑا ہے لہذا دوسرے ایکلینیفار پر اس کے بوجھ کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے اور دوسرے ایکلینیفار کے افزائش یوں لکھے جاسکتے ہیں۔

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = \frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}}$$

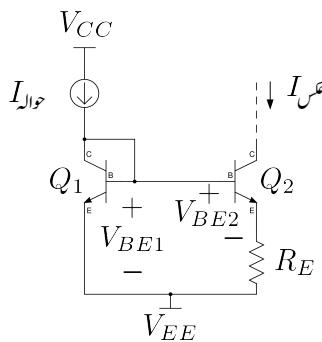
$$A_{d2} \approx -\frac{1}{2} \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{1}{2} \left( \frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

اس طرح ان دو کڑیوں کی کل افزائش

$$(5.105) \quad A_d = A_{d1} A_{d2} = -\frac{1}{2} \times \left( \frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}} \right) \times \left( \frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1)(r_{e5} + r_{e6})}{4r_{e2}} \times \left( \frac{R_{C6}}{r_{e5} + r_{e6}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \times \frac{(\beta + 1) R_{C6}}{4r_{e2}}$$



شکل 5.27: وانڈلر منبع برقی رو

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات کے تحت  $\beta$  بڑھانے اور  $r_{e2}$  گھٹانے سے افزائش بڑھتی ہے۔ جو نکہ  $r_e = \frac{V_T}{I_C}$  ہوتا ہے لہذا  $I$  بڑھانے سے  $r_{e2}$  گھٹے گا۔

اس کے علاوہ اگر پہلے ایکلیفیاٹر میں ڈارکنگشن جوڑی استعمال نہ کی جائے تب اس کی داخلی مزاحمت آدھی اور افزائش دگنی ہو جائے گی۔

صفحہ 362 پر مساوات 3.223 پر تبصرہ کرتے وقت یہ حقیقت بتائی گئی تھی کہ اگر افزائش بڑھائی جائے تو داخلی مزاحمت گھٹتی ہے۔ تفرقی ایکلیفیاٹر میں بھی داخلی مزاحمت گھلتے 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

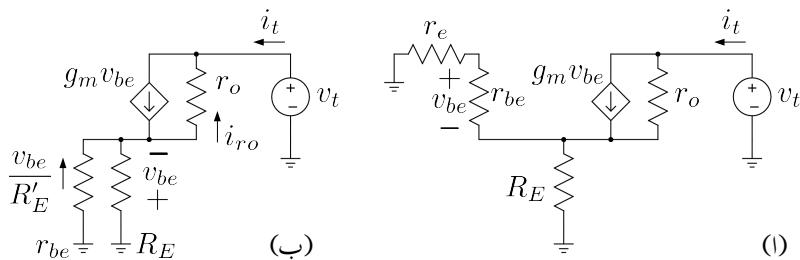
$$(5.106) \quad I_{\text{عمر}} R_E = V_T \ln \left( \frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_{\text{عمر}}} \right)$$

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: وائٹر 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 رو کی مدد سے

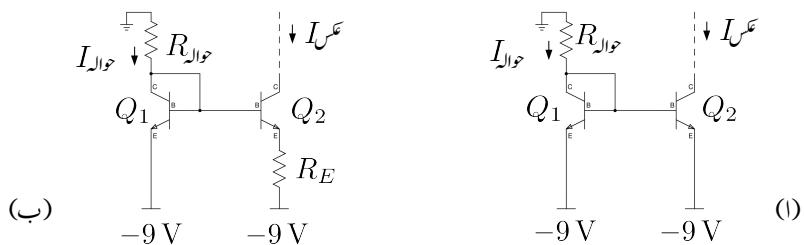
$$(5.108) \quad i_t = g_m v_{be} - \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) v_{be}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات 5.107 کو مساوات 5.108 سے تقسیم کرتے ہوئے وائٹر منج کی خارجی مزاحمت  $R_o$  یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$\begin{aligned} R_o &= \frac{v_t}{i_t} = R'_E \left[ 1 + r_o \left( g_m + \frac{1}{R'_E} \right) \right] \\ &= R'_E + r_o \left( 1 + g_m R'_E \right) \end{aligned}$$

اس مساوات میں  $R'_E$  کو نظر انداز کرتے ہوئے خارجی مزاحمت  $R_o$  کی سادہ مساوات

$$(5.109) \quad R_o \approx r_o \left( 1 + g_m R'_E \right)$$



شکل 5.29: ولسن آئینہ

حاصل ہوتی ہے جہاں

$$(5.110) \quad R'_E = \frac{r_{be}R_E}{r_{be} + R_E}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح خارجی مزاحمت  $r_0$  سے بڑھ کر  $(1 + g_m R'_E) r_0$  ہو گئی ہے۔ یہ ایک عمومی نتیجہ ہے اور یوں کسی بھی دو جوڑٹرانزسٹر جس کے لیکھٹر 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 10.10:** شکل 5.29 میں سادہ آئینہ اور وائٹلر آئینہ دکھائے گے ہیں۔  $15 \mu\text{A}$  عرض حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاجت حاصل کریں۔

حل: شکل الف میں  $15 \mu\text{A}$  حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{\text{load}} = \frac{9 - 0.7}{15 \times 10^{-6}} = 553 \text{ k}\Omega$$

درکار ہے۔ شکل ب میں  $I_{\text{وائ}} = 1 \text{ mA}$  رکھتے ہوئے  $15 \mu\text{A}$  عسی  $I$  حاصل کرتے ہیں۔  $I_{\text{وائ}} = 1 \text{ mA}$  حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{\text{JL}} = \frac{9 - 0.7}{1 \times 10^{-3}} = 8.3 \text{ k}\Omega$$

اور مساوات 5.106 سے

$$R_E = \frac{25 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} \ln \left( \frac{10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} \right) = 7 \text{k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔ آپ نے دیکھا کہ کم برقی رو پیدا کرنے کی خاطر سادہ منع رو کو  $553 \text{ k}\Omega$  جبکہ وائٹر منع رو کو  $8.3 \text{ k}\Omega$  اور  $7 \text{ k}\Omega$  کے مزاحمت درکار ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ مخلوط دور میں زیادہ قیمت کا مزاحمت زیادہ جگہ گھیرتا ہے جو کہ مہنگا پڑتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں وائٹر منع رو استعمال کیا جائے گا۔

## ولسن آئینہ 5.11

شکل 5.16 میں سادہ آئینہ برقی رو دکھایا گیا۔  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  لیتے ہوئے  $V_{CE1} = 0.7 \text{ V}$  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۔

$$i_{C1} = i_{C2} = i_C$$

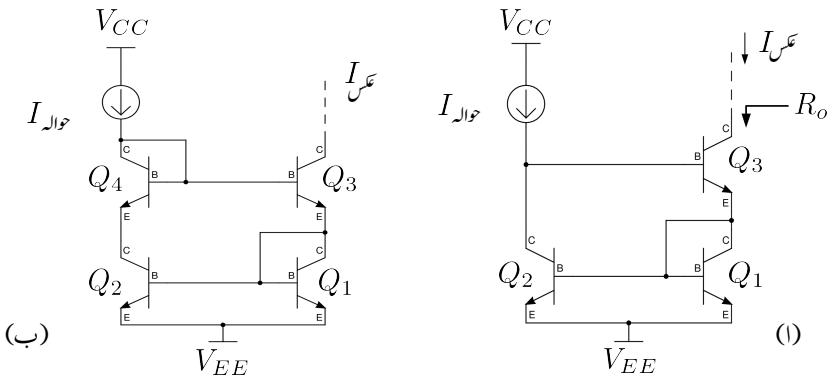
$$i_{B1} = i_{B2} = i_B$$

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۔

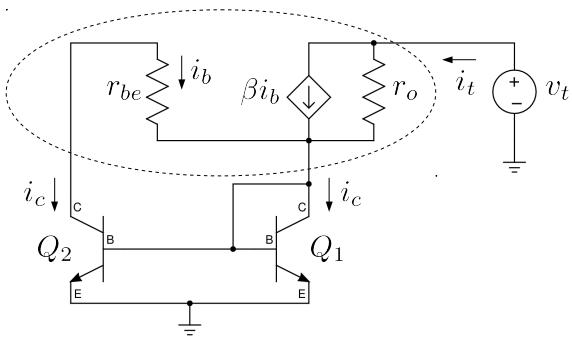
$$\begin{aligned} I_{\text{ع}} &= i_{C3} = \left[ \frac{\beta(\beta+2)}{\beta(\beta+2) + 2} \right] I_{\text{واہ}} \\ &= \left[ \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+2)}} \right] I_{\text{واہ}} \end{aligned}$$

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 روکی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

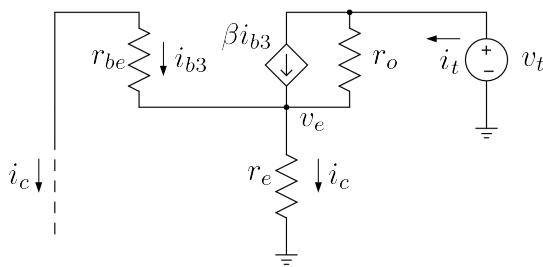
$$(5.115) \quad i_t = 2i_c$$

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  $r_{be} \ll r_e$  ہوتا ہے لہذا  
ان کا مساوی مزاحمت تقریباً  $r_e$  کے برابر ہو گا۔ شکل 5.32 میں اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے دور کو دوبارہ  
دکھائی ہے۔ اور  $Q_2$  کے گلکٹر پر برقرار  $i_c$  برقی رو 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 روکی مدد سے

$$\begin{aligned} i_t &= \beta i_{b3} + \frac{v_t - v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \frac{v_e}{r_{o3}} \\ &= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \left( \frac{r_e}{r_{o3}} \right) i_c \end{aligned}$$



شکل 5.32: دسن آئینے کی خارجی مزاحمت

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر  $i_c = -i_{b3}$  کا استعمال کیا گیا۔ چونکہ  $r_o \ll r_e$  ہوتا ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات میں آخری جزو کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں مساوات 5.115 کے استعمال سے

$$2i_c = -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو

$$i_c (\beta + 2) r_{o3} = v_t$$

لکھا جا سکتا ہے۔ دسن 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 دسن آئینے کی خارجی مزاحمت  $r_o$  سے  $\frac{\beta}{2}$  گناہ زیادہ ہے۔

اس حصے کے شروع میں ذکر کیا گیا کہ ارلی برتنی دباؤ کے اثر کو کم کرنے کی خاطر دسن 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۔ شکل 5.30 ب میں  $Q_4$  کی شمولیت سے

$$V_{CE2} = V_{BE1} + V_{BE3} - V_{BE4} = 0.7 \text{ V}$$

ہو جاتا ہے۔ یوں  $V_{CE1} = V_{CE2} = 0.7V$  کرتے ہوئے اری برقی دباؤ کے اثرات سے چھکارا حاصل کیا گیا ہے۔ اس کے علاوہ چونکہ  $Q_1$  میں برابر برقی رو پایا جاتا ہے اور اب ان پر برقی دباؤ بھی برابر ہے لہذا ان میں طاقت کا خیال 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 دگی میں فرق سے بھی چھکارا حاصل ہوتا ہے۔

## 5.12 کیسکوڈ ایمپلینیفار

مشترک ایکٹر اور مشترک بیس ایمپلینیفار کو آپس میں جوڑ کر زنجیری ایمپلینیفار بنایا جا سکتا ہے۔ شکل 5.33 الف میں ایمپلینیفار کو دکھایا گیا ہے۔ اس ایمپلینیفار کو کیسکوڈ ایمپلینیفار<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۔

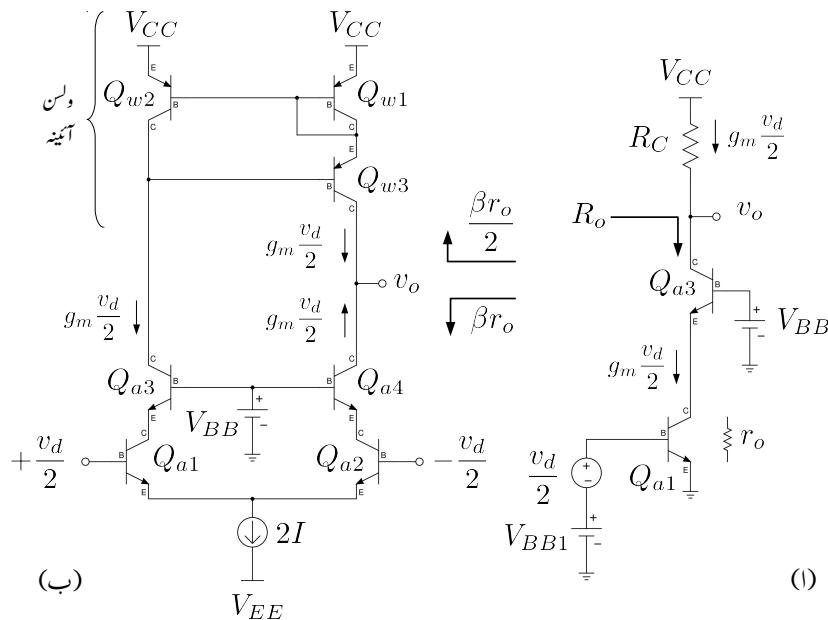
$$\begin{aligned} g_m &= \frac{I}{V_T} \\ r_e &= \frac{1}{g_m} \\ r_{be} &= (\beta + 1) r_e \end{aligned}$$

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  $i_{c3} = i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$  ہی ہو گا۔ اس طرح  $v_o = -g_m R_C \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔

اہم کیسکوڈ ایمپلینیفار کا باریک اشاراتی خارجی مزاحمت  $R_o$  حاصل کریں۔ باریک اشاراتی تجزیہ کرنے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ  $Q_{3a}$  کے ایکٹر 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 109.5 اور مساوات 110.5 کی مدد سے  $R_o$  حاصل کیا جا سکتا ہے۔ موجودہ مسئلے میں  $R_E$  کی جگہ  $r_o$  نسبت ہے لہذا مساوات 110.5 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 کوئن نے پہلی مرتبہ مجوہ 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 بوجھ 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 بوجھ 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 بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔

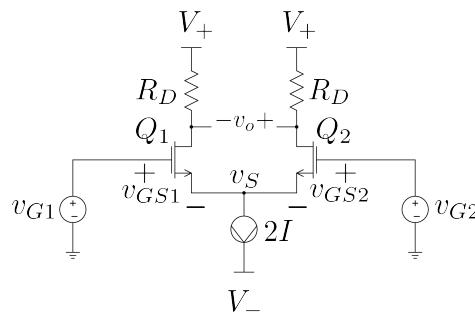
$\alpha = 1$  لیتے ہوئے تفرقی کیکوڈ کا باریک اشاراتی حل حاصل کرتے ہیں۔  $Q_{1a}$  کو  $\frac{v_d}{2}$  داخلي اشاره مہیا کیا گیا ہے۔ یوں اس کا خارجی بر قی رو  $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$  ہو گا۔ یہی بر قی رو  $Q_{a3}$  سے گزرتے ہوئے و سن آئینے کو بطور داخلي بر قی رو مہیا ہوتا ہے۔ یوں و سن آئینہ  $Q_{w3}$  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 تفریق جوڑا

5.13 ماسپیٹ کے تفریقی جوڑے

شکل 5.34 میں دو یکساں پڑھاتے ماسفیٹ پر مبنی بنیادی تفرقی جوڑا دکھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں ماسفیٹ کو افزائندہ رکھا جاتا ہے۔ اولیٰ برقی دیا کو نظر انداز کرتے ہوئے اسے حل کرتے ہیں۔ تفرقی اشارہ  $v_0$  سے مراد

ہے۔ چونکہ دونوں ماسیفیٹ کے سورس آپس میں جگے ہیں لہذا  $v_{S1} = v_{S2} = v_S$  کے برابر ہو گا۔ یوں  $v_G = v_{GS} + v_S$  کو لکھتے ہوئے  $v_{GS} = v_G - v_S$

$$(5.120) \quad v_d = (v_{GS1} + v_S) - (v_{GS2} + v_S)$$

$$= v_{GS1} - v_{GS2}$$

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 ماسیفٹ میں پر ابر کم سمتی برقی رو گزرتی ہے۔ تفرقی جوڑے میں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$(5.121) \quad i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$$

$i_{DS1} = i_{DS2} = I$  میں اس مساوات سے لکھا جاسکتا ہے۔ یوں بدلتے اشارے کے عدم موجودگی ( $v_d = 0$ ) میں 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

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

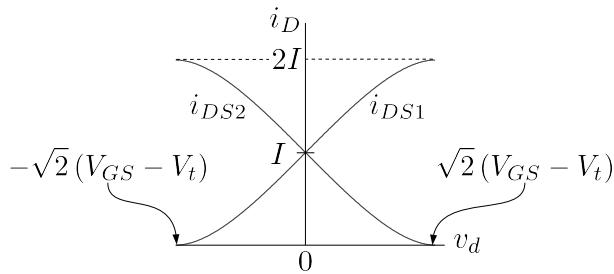
کے برابر ہے جہاں  $I_{DS}$  ماسفیٹ سے گزرتی یک سمیتی برقی رو ہے۔ مساوات 5.126 میں یک سمیتی برقی رو کو  $I$  کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 5.126 کو

$$(5.127) \quad i_{DS1} \approx I + g_m \left( \frac{v_d}{2} \right)$$

$$i_{DS2} \approx I - g_m \left( \frac{v_d}{2} \right)$$

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

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

سے  $v_{GS1} = 2.614 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں۔  $v_{GS2}$  بھی اتنا ہی ہو گا۔

یہاں غور کریں۔ ہمیں  $v_{GS1}$  معلوم ہے لیکن ہمیں  $v_{G1}$  معلوم نہیں ہے۔ اس کے برعکس ہمیں  $v_{GS2}$  معلوم ہونے کے ساتھ ساتھ یہ بھی معلوم ہے کہ اس  $Q_2$  کے گیٹ برقی زمین پر ہے۔ یوں ہم جانتے ہیں کہ  $v_{G2} = 0 \text{ V}$  پر ہے۔

$v_{GS1} = v_{G1} - v_S = -2.614 \text{ V}$  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  $v_S = -2.2 \text{ V}$  سے

$$v_{GS1} = v_{G1} - v_S$$

$$2.932 = v_{G1} - (-2.2)$$

$$v_{G1} = 0.732 \text{ V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

$i_{DS2} = 0 \mu\text{A}$  کی صورت میں مساوات 5.121 کے تحت  $Q_1$  کے مساوات سے  $i_{DS1} = 200 \mu\text{A}$  ہو گی۔

$$200 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS1} - 1.2)^2$$

$$v_{GS1} = 3.2 \text{ V}$$

اور  $Q_2$  کے مساوات سے

$$0 = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} (v_{GS2} - 1.2)^2$$

$$v_{GS2} = 1.2 \text{ V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$v_{GS2} = v_{G2} - v_S$$

$$1.2 = 0 - v_S$$

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 دباؤ

ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں بھی ناقص پن پایا جاتا ہے۔ شکل 5.34 میں داخلي انحرافی برقي دباؤ<sup>29</sup> تین وجوهات سے پیدا ہو سکتا ہے۔ ڈرین پر نسب مزاحموں میں فرق، دونوں ماسفیٹ کے  $\frac{W}{L}$  میں فرق اور دونوں ماسفیٹ کے  $V_t$  میں فرق وہ تین وجوهات ہیں۔ آئیں ان کے اثر کو باری دیکھیں۔

$$(5.132) \quad \begin{aligned} R_{D1} &= R_D + \Delta R_D \\ R_{D2} &= R_D - \Delta R_D \end{aligned}$$

کی صورت میں دونوں ماسفیٹ میں برابر برقی رو  $I$  تصور کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{D1} &= V_+ - I(R_D + \Delta R_D) \\ V_{D2} &= V_+ - I(R_D - \Delta R_D) \\ V_O &= V_{DS2} - V_{DS1} = 2I\Delta R_D \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو  $A_d$  سے تقسیم کرنے سے داخلي انحرافی برقي دباؤ حاصل ہوتا ہے۔  $A_d$  کو مساوات 5.131 کہا گیا ہے۔ صفحہ 486 پر مساوات 4.54 کے تحت  $g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS}-V_t}$  کے برابر ہے۔ یہاں  $I$  کو  $I_{DS}$  بیش کرتا ہے۔

$$A_d = g_m R_D = \left( \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \right) R_D$$

لکھتے ہوئے

$$V_{OS} = \frac{V_O}{A_d}$$

$$= \frac{2I\Delta R_D}{\left(\frac{2I}{V_{GS}-V_t}\right)R_D}$$

یعنی

$$(5.133) \quad V_{OS} = (V_{GS} - V_t) \left( \frac{\Delta R}{R} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب  $k_n$  میں فرق کے اثرات کو دیکھیں۔ تصور کریں کہ

$$(5.134) \quad \left( \frac{W}{L} \right)_1 = \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right)$$

$$\left( \frac{W}{L} \right)_2 = \frac{W}{L} - \Delta \left( \frac{W}{L} \right)$$

ہیں۔ ایسی صورت میں

$$i_{DS1} = \frac{k_{n1}}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$i_{DS2} = \frac{k_{n2}}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

ہوں گے۔  $i_{DS1}$  کی مساوات سے  $i_{DS2}$  کے مساوات کو فتحیم کرتے ہوئے

$$\frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} = \frac{\frac{k_{n2}}{2} (V_{GS} - V_t)^2}{\frac{k_{n1}}{2} (V_{GS} - V_t)^2} = \frac{k_{n2}}{k_{n1}}$$

ملتا ہے جس کے دونوں جانب ایک جمع کرتے ہوئے

$$\frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} + 1 = \frac{k_{n2}}{k_{n1}} + 1$$

$$\frac{i_{DS2} + i_{DS1}}{i_{DS1}} = \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}}$$

$$\frac{2I}{i_{DS1}} = \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}}$$

### الب ب۔ 5. ترقی ایپلیناٹر

حاصل ہوتا ہے جہاں تیرے قدم پر مساوات 5.121 کے تحت  $i_{DS1} + i_{DS2} = 2I$  لکھا گیا۔ مندرجہ بالا مساوات کو اثاکرتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{i_{DS1}}{2I} &= \frac{k_{n1}}{k_{n2} + k_{n1}} \\ &= \frac{k'_n \left[ \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]}{k'_n \left[ \frac{W}{L} - \Delta \left( \frac{W}{L} \right) + \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]} \\ &= \frac{\left[ \frac{W}{L} + \Delta \left( \frac{W}{L} \right) \right]}{2 \frac{W}{L}}\end{aligned}$$

لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$(5.135) \quad i_{DS1} = I \left[ 1 + \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 5.121 کو استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}i_{DS2} &= 2I - i_{DS1} \\ &= 2I - I \left[ 1 + \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]\end{aligned}$$

۔

$$(5.136) \quad i_{DS2} = I \left[ 1 - \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان  $i_{DS1}$  اور  $i_{DS2}$  کے استعمال سے

$$(5.137) \quad V_{OS} = (V_{GS} - V_t) \left[ \frac{\Delta \left( \frac{W}{L} \right)}{\frac{W}{L}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔

آخر میں دونوں ماسفیٹ کے  $V_t$  میں فرق کے اثرات کو دیکھتے ہیں۔ فرض کریں کہ

$$(5.138) \quad \begin{aligned} V_{t1} &= V_t + \Delta V_t \\ V_{t2} &= V_t - \Delta V_t \end{aligned}$$

ہیں۔ اس صورت میں

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t - \Delta V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 - \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t + \Delta V_t)^2 \\ &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 + \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں  $(V_{GS} - V_t)$  کو قوصین کے باہر لایا گیا۔ دونوں مساوات میں دائیں جانب قوصین کھولتے ہیں۔

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} + \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} + \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2\right] \end{aligned}$$

کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں  $\Delta V_t \ll (V_{GS} - V_t)$  مگر

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ ان مساوات میں

$$I = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

پُر کرنے سے انہیں

$$i_{DS1} = I \left[ 1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right]$$

$$i_{DS2} = I \left[ 1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right]$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$v_{D1} = V_+ - i_{DS1} R_D$$

$$v_{D2} = V_+ - i_{DS2} R_D$$

سے

$$V_O = (i_{DS1} - i_{DS2}) R_D$$

$$= -4IR_D \left( \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right)$$

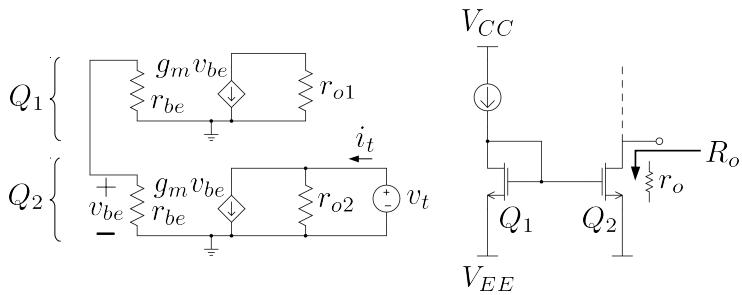
اور

$$(5.139) \quad V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = -2\Delta V_t$$

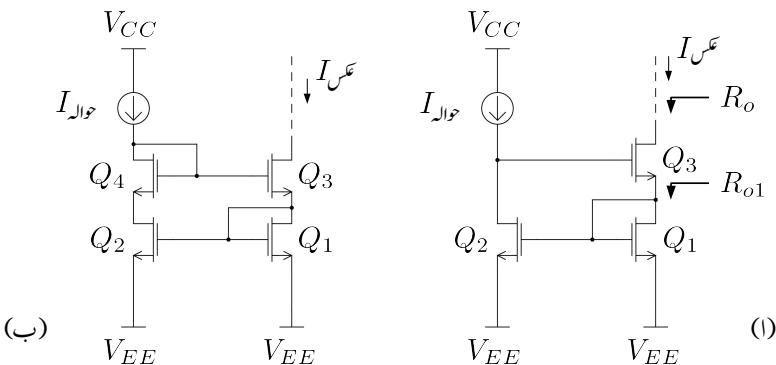
حاصل ہوتا ہے۔  $\Delta R_S$  اور  $\left( \frac{W}{L} \right)$  کی وجہ سے پیدا  $V_{OS}$  کو کم رکھنے کی خاطر ماسفیٹ کو کم سے کم سے کم کر دیا جاتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے تفرقی جوڑے میں داخلی انحرافی برقی دباؤ دونوں بازوں کے  $R_C$  میں فرق اور دونوں ٹرانزسٹروں کے  $I_S$  میں فرق کی بنا پر پیدا ہوتا ہے۔ 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

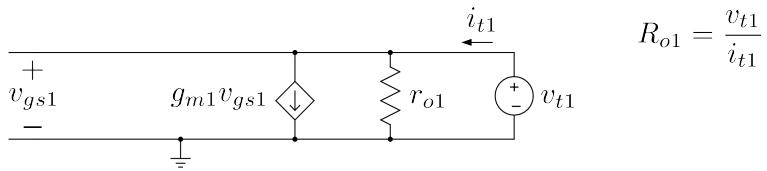


شکل 5.37: دُلن آئینے کی خارجی مزاحمت

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: ماسفیٹ 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 3.132 میں دو جوڑٹرانزسٹر کے ملکھر اور میں کو آپس میں جوڑ کر ڈائیوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ شکل 5.37 الف میں  $Q_1$  کو اسی طرز پر جوڑا گیا ہے۔ آئیں شکل 5.37 الف میں  $Q_1$  کا خارجی مزاحمت  $R_{o1}$  حاصل کریں۔  $R_{o1}$  حاصل کرنے کی خاطر  $Q_1$  کے ڈرین پر  $v_{t1}$  لاگو کرتے ہوئے  $i_t$  کا تخمینہ لگاتے ہیں۔ شکل 5.38 میں ایسا کرتے ہوئے  $Q_1$  کا باریک اشاراتی مساوی دور بنایا گیا ہے۔ چونکہ ڈرین کی مدد سے  $Q_1$  کا جائز ہے، لہذا  $v_{gs1} = v_{t1}$  ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{t1} &= g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \\ &= g_{m1}v_{t1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

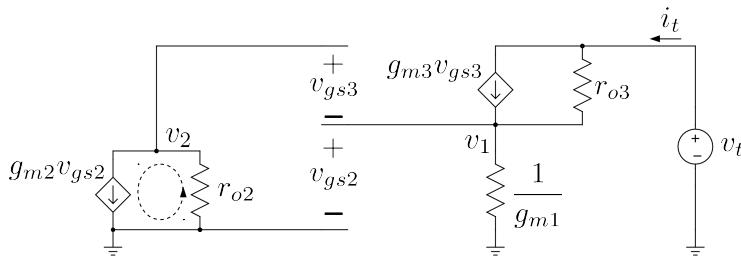
$$(5.140) \quad R_{o1} = \frac{v_{t1}}{i_{t1}} = \frac{r_{o1}}{1 + g_{m1}r_{o1}}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $g_{m1}r_{o1} \gg 1$  کی بنا پر اس مساوات کو

$$(5.141) \quad R_{o1} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

لکھا جا سکا ہے۔ اس مساوات کے تحت ڈائیوڈ کے طرز پر جڑے ماسفیٹ کو مزاحمت  $\frac{1}{g_{m1}}$  قصور کیا جا سکتا ہے۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے۔

شکل 5.37 الف میں  $Q_1$  کی چلکہ مزاحمت  $\frac{1}{g_{m1}}$  جبکہ بقا یا ٹرانزسٹروں کے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 5.39 حاصل ہوتا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ یہی مساوی دور ہے۔



شکل 5.39: 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  $r_{o2} = r_{o3} = r_o$  اور  $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$  اور  $r_{o3}$  کو لکھا جا سکتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات میں درمیانی جزو بقايا دو اجزاء سے بہت بڑی ہے المذا پہلی اور آخری اجزاء کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$(5.145) \quad R_o \approx g_m r_o^2$$

حاصل ہوتا ہے۔

### 5.15.1 منج دباؤ کے اثرات سے آزاد منج رو

مختلف آئینہ برقی روپ تبصرے کے دوران یہ تصور کیا گیا کہ جواہر  $I_{CC}$  اور  $V_{EE}$  کا کوئی اثر نہیں۔ آئینہ ایک ایسے منج رو<sup>30</sup> پر غور کریں جس کی پیدا کردہ برقی روپ  $V_+$ ،  $V_-$  وغیرہ کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔ ایسے منج رو کو شکل 5.40 میں دکھایا گیا ہے۔

تمام ماسفیٹ کو افراہندہ تصور کریں۔  $Q_3$  اور  $Q_4$  مل کر منج برقی رو بناتے ہیں جسے اب تک ہم دیکھتے آ رہے ہیں۔ اور  $Q_4$  بالکل یکساں ہیں۔ یوں  $I_{D1} = I_{D2}$  ہو گا۔ آئینہ اب  $Q_1$  اور  $Q_2$  پر غور کریں۔  $Q_1$  کا برقی رو  $I_{D1}$  ہی ہے۔ اسی طرح  $Q_2$  کا برقی رو  $I_{D2}$  ہی ہے۔ یوں

$$I_{D1} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_t)^2$$

$$I_{D2} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

---

current source<sup>30</sup>

ان دونوں بر قی رو کو برابر لکھتے ہوئے

$$(5.146) \quad \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_t)^2 = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

حاصل ہوتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(5.147) \quad V_{GS1} = V_{GS2} + I_{D2}R$$

مساوات 5.147 کو مساوات 5.146 میں پُر کرتے ہوئے R کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$\frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t)^2 = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

دونوں اطراف کا 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

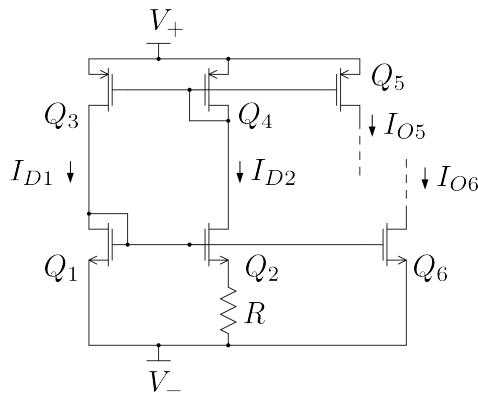
$$V_{GS2} - V_t = \sqrt{\frac{I_{D2}}{\frac{k_{n2}}{2}}}$$

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

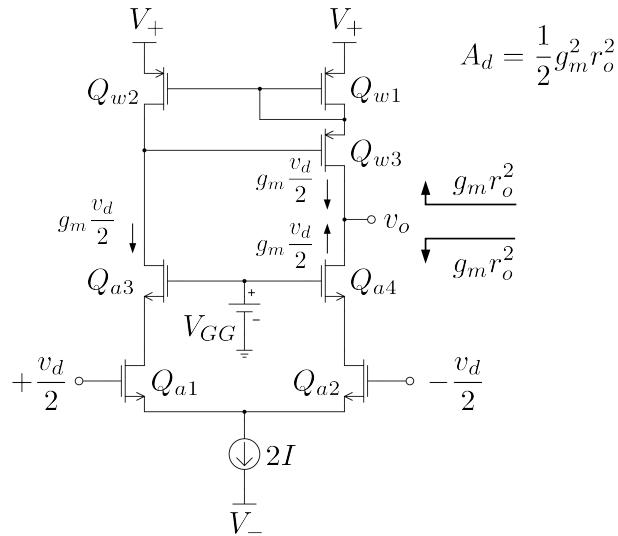
ہو گا۔  $Q_1$  کے بر قی رو کے عکس لینے کی خاطر  $V_{GS1}$  بر قی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں  $Q_6$  سے  $I_{O6}$  حاصل کیا گیا ہے جسے  $I_{O5}$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔ اسی طرح  $Q_4$  کے بر قی رو کے عکس لینے کی خاطر  $V_{GS4}$  بر قی دباؤ مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں  $Q_5$  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

$$i_t = g_{m4}v_{gs4} + \frac{v_t - v_1}{r_{o4}}$$

$$= -i_t g_{m4}r_{o2} + \frac{v_t - i_t r_{o2}}{r_{o4}}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسری قدم پر مساوات 5.149 کا سہارا لیا گیا۔ اس مساوات کو

$$i_t + i_t g_{m4} r_{o2} + \frac{i_t r_{o2}}{r_{o4}} = \frac{v_t}{r_{o4}}$$

لکھتے ہوئے

$$(5.150) \quad R_o = \frac{v_t}{i_t} = r_{o4} + g_{m4} r_{o2} r_{o4} + r_{o2}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں درمیانی جزو بقایا دو اجزاء سے بہت بڑی ہے لہذا پہلی اور تیسرا جزو کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ اگر تمام ماسفیٹ بالکل یکساں ہوں تب  $r_{o2} = r_{o4} = r_o$  اور  $g_{m2} = g_{m4} = g_m$  ہے۔ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$(5.151) \quad R_o = g_m r_o^2$$

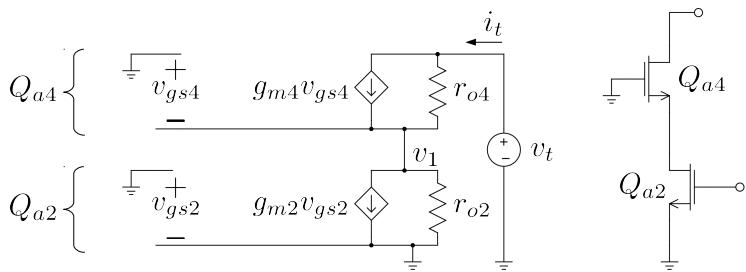
حاصل ہوتا ہے۔ مکمل 5.41 میں اس خارجی مزاحمت کو دکھایا گیا ہے۔ کیسکوڈ تفرقی جوڑے کی خارجی مزاحمت اور واسن آئینے کی خارجی مزاحمت آپس میں متوازن جڑے ہیں لہذا ان کا مجموع  $\frac{g_m r_o^2}{2}$  ہو گا۔ یوں کیسکوڈ تفرقی ایکلینیکر کا خارجی اشارہ

$$v_o = \left( g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2} \right) \left( g_m r_o^2 \right)$$

ہو گا جس سے

$$(5.152) \quad A_d = \frac{1}{2} g_m^2 r_o^2$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل 5.42: ماسنیٹ کیکوڈ کا خارجی مزاحمت

### سوالات

سوال 5.1: شکل 5.1 میں  $R_C = 15 \text{ k}\Omega$ ,  $I = 0.5 \text{ mA}$ ,  $V_{EE} = -10 \text{ V}$ ,  $V_{CC} = 10 \text{ V}$  اور  $\alpha = 0.97$  ہیں۔ کی صورت میں  $v_{B1} = v_{B2} = -2 \text{ V}$  حاصل کریں۔ مشترک اشارے کی بلند تر قیمت حاصل کریں۔

جواب:  $V_{CM} \leq 3.15 \text{ V}$ ,  $0 \text{ V}$

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  $v_{B1} = -2 \text{ V}$  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 کے لئے درکار  $R_{E7}$  حاصل کریں۔  $V_{C5} = 10 \text{ V}$  حاصل کرنے کی خاطر  $R_{C5}$  حاصل کریں۔  $I_{C7} = 0.5 \text{ mA}$  کے لئے درکار  $R_{E8}$  حاصل کریں اور  $v_O = 0 \text{ V}$  اور  $I_{E8} = 6 \text{ mA}$  حاصل کرنے کے لئے درکار  $R_{B8}$  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

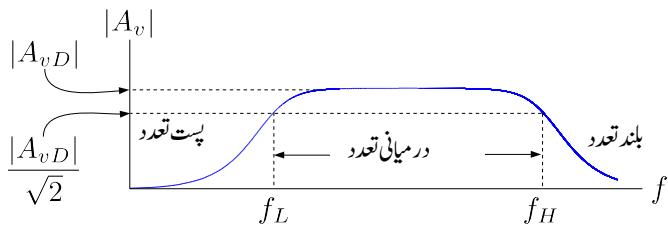
#### 6.1 پست تعددی رد عمل

ٹرانزسٹر باب کے حصہ 3.10.6 میں ایمپلیفائر میں کپیسٹر کا استعمال دکھایا گیا جہاں کپیسٹر کی قیمت لاحدہ و تصور کرتے ہوئے ادوار حل کئے گئے۔ اس باب میں کپیسٹر کے کردار پر تفصیلیًّا بحث کی جائے گی اور اس کی قیمت تعین کرنا سکھایا جائے گا۔

اس باب میں افراش کی حقیقیت  $|A|$  کو افزائش ہی پکارا جائے گا۔ جہاں وضاحت کی ضرورت ہو وہاں اسے افراش کی حقیقیت کہہ کر پکارا جائے گا۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افراش  $A_v$  (یا  $A_i$ ) کے حقیقیت کی تعددی رد عمل عموماً شکل 6.1 کے طرز پر ہوتی ہے۔ ایسا خط عموماً لوگاریتم لوگاریتم <sup>1</sup> مدد پر کھینچا جاتا ہے۔ ایمپلیفائر کی زیادہ سے زیادہ افراش  $A_{vD}$  (یا  $A_{iD}$ ) درمیانی تعداد پر رونما ہوتی ہے جبکہ بہت کم اور بہت زیادہ تعداد پر اس کی قیمت گھٹ جاتی ہے۔ شکل میں  $f_L$  اور  $f_H$  دو ایسے تعداد کی وضاحت کی ہے جس پر افراش کم ہوتے ہوتے  $\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$  (یا  $\frac{|A_{iD}|}{\sqrt{2}}$ ) ہو جاتی ہے۔  $f_L$  کو پست انقطعائی تعدد<sup>2</sup> جبکہ  $f_H$  کو بلند انقطعائی تعدد<sup>3</sup> کہتے ہیں۔ ایمپلیفائر کی تعددی رد عمل کی بات کرتے ہوئے تعداد کی تین نظرے 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 و عمل

تعداد<sup>4</sup>، درمیانی تعداد<sup>5</sup> اور بلند تعداد<sup>6</sup> کے حدود<sup>7</sup> کہتے ہیں۔  $A_{vD}$  لکھتے ہوئے زیر نوشت میں D اس حقیقت کو ظاہر کرتا ہے کہ افزائش کی یہ قیمت درمیانی<sup>8</sup> تعداد پر پائی جاتی ہے۔ اگرچہ  $f_L$  سے کم تعداد یا  $f_H$  سے زیادہ تعداد پر بھی ایمپلیفائر کو استعمال کیا جاسکتا ہے البتہ ان خطوں میں ایمپلیفائر کی افزائش کم ہوتی ہے۔ اسی لئے  $f_L$  تا  $f_H$  کو ایمپلیفائر کا دائرہ کارکردگی<sup>9</sup> B کہتے ہیں یعنی

$$(6.1) \quad B = f_H - f_L$$

اگر  $f_H \gg f_L$  ہو تو  $B \approx f_H$  لکھا جاسکتا ہے یعنی

$$(6.2) \quad B \approx f_H$$

مشترکہ لمبٹر ریزنسٹر ایمپلیفائر تک داخلی اشارے کی رسانی عموماً بذریعہ جفتی کپیسٹر  $C_B^{10}$  کی جاتی ہے جبکہ اس سے خارجی اشارے کی حصولی عموماً بذریعہ جفتی کپیسٹر  $C_C$  کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ قصری کپیسٹر<sup>11</sup>  $C_E$  اشارے کو مزاحمت  $R_E$  کے مقابل راستہ فراہم کرتے ہوئے افزائش بڑھاتا ہے۔ اس باب کے پہلے چند حصوں میں ان کپیسٹروں کا پست انقطاعی تعداد کے ساتھ تعلق پر غور کیا جائے گا۔ کم تعداد پر ان کپیسٹروں کی برتنی رکاوٹ بڑھ جاتی ہے جس کی وجہ سے  $A_v$  (  $A_i$ ) کی قیمت گھٹتی ہے۔ یوں یہی بیرونی<sup>12</sup> کپیسٹر پست انقطاعی تعداد  $f_L$  کی قیمت تعین کرتے ہیں۔ حقیقت میں پست انقطاعی تعداد  $f_L$  کا 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 حرف "D" اور سے D حاصل کی گئی ہے  
<sup>9</sup> band<sup>9</sup>  
<sup>10</sup> coupling capacitor<sup>10</sup>  
<sup>11</sup> bypass capacitor<sup>11</sup>  
<sup>12</sup>  $C_C, C_E, C_B$ <sup>12</sup>

بیرونی کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ نہیں کم ہو جاتی ہے اور انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔ مثال 6.10 میں بیرونی نسب کپیسٹر کی وجہ سے پیدا بلند انقطاعی نکتہ دکھایا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر کے  $B - E$  اور  $B - C$  جوڑ پر اندر ورنی کپیسٹر  $C_{b'e}$  اور  $C_{b'c}$  پائے جاتے ہیں۔ درمیانی تعداد اور اس سے کم تعداد پر ان اندر ورنی 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 اندر ورنی کپیسٹروں کی وجہ سے بلند تعداد پر  $A_v$  (  $A_i$  ) کی قیمت گھٹتی ہے۔ یوں اندر ورنی کپیسٹر بلند انقطاعی تعداد  $f_H$  کی قیمت تعین کرتے ہیں۔

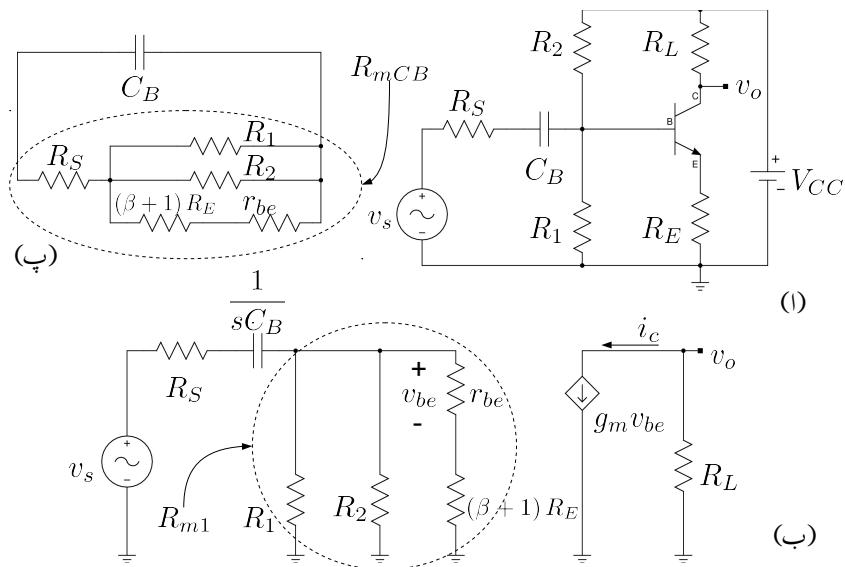
کم تعداد پر ٹرانزسٹر ایمپلیفیاٹر کی افزائش حاصل کرتے وقت صرف بیرونی کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ اندر ورنی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ اسی طرح بلند تعداد پر صرف اندر ورنی کپیسٹروں کو مد نظر رکھا جاتا ہے جبکہ بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا جاتا ہے اور درمیانی تعداد پر بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور جبکہ اندر ورنی 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  $sz$  لکھتے ہوئے جوابات حاصل کئے جاتے ہیں۔

## 6.2 بیس سرے پر کپیسٹر $C_B$

ایمپلیفیاٹر استعمال کرتے وقت اس کے داخلی اور خارجی جانب مختلف چیزیں جوڑی جا سکتی ہیں مثلاً لاوڈ سپیکر یا دوسرا ایمپلیفیاٹر۔ اسی بیرونی اشیاء جوڑتے وقت یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی اپنی جگہ برقرار رہے۔ کپیسٹر یک سستی برقی روکے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے ہمذکور کپیسٹر کے ذریعہ ایمپلیفیاٹر کو داخلی جانب اشارہ فراہم کرنے یا ایمپلیفیاٹر کے خارجی جانب سے کپیسٹر کے ذریعہ اشارہ حاصل کرنے سے ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شکل 6.2 الف میں ایسا ہی کرتے ہوئے کپیسٹر  $C_B$  کے ذریعہ داخلی اشارے کو ایمپلیفیاٹر تک پہنچایا گیا ہے۔

<sup>13</sup> ٹرانزسٹر بیاضی نمونے میں پائے جانے والے کپیسٹر مثلاً  $C_{b'e}$  وغیرہ ٹرانزسٹر کے اندر ورنی کپیسٹروں Laplace transform<sup>14</sup>

کپیٹر کردار  $C_B$ : 6.2 کل

$C_B$  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 نچلے حصے سے  $(R_S + R_{m1}) C_B$  باہر نکالتے ہوئے مندرجہ ذیل مساوات حاصل ہوتا ہے۔

$$A_v = -R_L g_m \left( \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \right) \left( \frac{R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \right) \left( \frac{s}{s + \frac{1}{(R_S + R_{m1}) C_B}} \right)$$

جیسے شکل 6.2 پ میں وضاحت کی گئی ہے کہ  $v_s$  کو قصر دور تصور کرتے ہوئے،  $C_B$  کے متوازی کل مزاحمت کی قیمت  $(R_S + R_{m1})$  ہے جسے  $R_{mCB}$ <sup>15</sup> 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 بذریعہ بڑھائی جائے تو آخری قوسین کی قیمت ایک (1) تک پہنچنے کی کوشش کرے گی۔ اگرچہ اس مساوات کو حاصل کرنے کی خاطر ٹرانزیستر 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 بکھر  $C_B$  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 افزائش کی قیمت قدر کم ہو گئی ہے یعنی اس کی موجودہ قیمت  $A_{vD}$  کے  $84\%$  ہے

$$\frac{4.04567}{4.79463} \times 100 = 84\%$$

جبکہ زاویہ  $-147^\circ$  ہے

پر  $f = 1 \text{ kHz}$ .

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-4.79463}{1 + \frac{1}{j \times 2 \times \pi \times 1 \times 10^3 \times (5000 + 245238) \times 0.1 \times 10^{-9}}} \\ &= -0.1157 - j0.7357 \\ &= 0.7447 / -1.7268 \end{aligned}$$

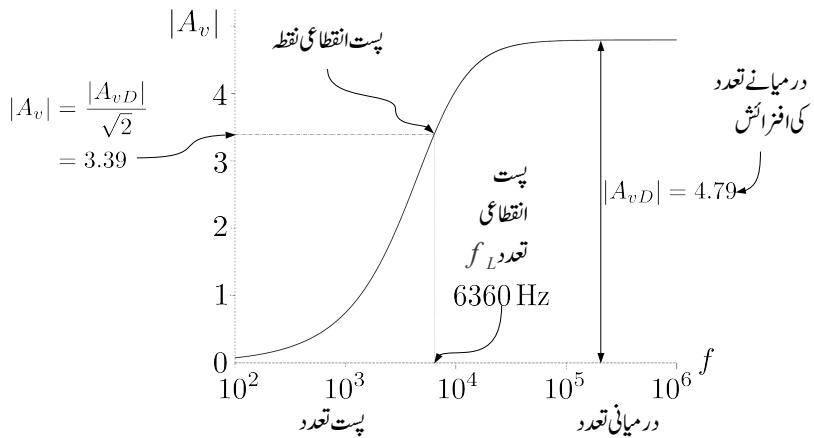
حاصل ہوتا ہے جو کہ نہایت کم افزائش ہے۔ ایک کلو ہر ہزار کے تعداد پر حاصل کی گئی افزائش  $A_{vD}$  کے صرف  $15\%$  ہے۔

$$\frac{0.7447}{4.79463} \times 100 = 15\%$$

ایک کلو ہر ہزار کے کم تعداد پر افزائش کا نہایت کم ہو جانا صاف ظاہر ہے۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ ایک خاص حد سے زیادہ تعداد پر افزائش کی قیمت کو تقریباً  $A_{vD}$  کے برابر تصور کیا جا سکتا ہے۔ البتہ اس حد سے کم تعداد پر افزائش کی قیمت کم ہو جاتی ہے۔ بودا خط<sup>16</sup> اس قسم کے معلومات کو ظاہر کرنے کا ایک نہایت عمده طریقہ ہے۔ موجودہ مسئلے میں افزائش بالمقابل تعداد کو بودا خط کے طرز پر شکل 6.3 میں کھینچا گیا ہے جہاں تعداد کو لوگاریتم<sup>17</sup> پیمانے پر دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں زیادہ تعداد پر افزائش تبدیل نہیں ہوتی اور  $|A_{vD}|$  ہی رہتی ہے۔ حقیقت میں بلند تعداد<sup>18</sup> پر بھی افزائش کم پڑ جاتی ہے۔ موجودہ حصے میں صرف پست تعداد<sup>19</sup> پر افزائش کے کم ہونے پر غور کیا جائے گا۔ زیادہ تعداد پر افزائش کے کم ہونے پر آگے جا کر غور کیا جائے گا۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ کم تعداد پر یہ ایمپلیٹر داخلي اشارہ کو نہیں بڑھائے

Bode plot<sup>16</sup>  
log<sup>17</sup>  
high frequency<sup>18</sup>  
low frequency<sup>19</sup>



شکل 6.3: پست انقطائی تعدد

گا۔ تعداد بذریع کم کرتے ہوئے، جس تعداد پر افزائش کی قیمت کم ہوتے ہوتے  $|A_{vD}|$  کے  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  گناہو جائے اسی کو انقطائی نقطہ تصور کیا جاتا ہے۔ شکل 6.3 میں  $|A_v| = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$  پر  $f = 6360 \text{ Hz}$  میں  $|A_v|$  ہو جاتا ہے۔ یوں ہم کہیں گے کہ یہ ایمپلیگار  $6360 \text{ Hz}$  سے کم تعداد کے اشارات کو نہیں بڑھاتا۔ جیسا کہ پہلے ذکر کیا گیا، زیادہ تعداد پر بھی ایمپلیگار 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 تعداد<sup>20</sup> لپکا 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 تعداد پر افزائش سے 3 dB کم) کے لئے حل کرتے ہیں

$$\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}} = |A_{vD}| \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$

low cut-off frequency<sup>20</sup>

دونوں جانب کا مریع لیتے ہوئے

$$\frac{1}{2} = \frac{\omega_L^2}{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}$$

۔

$$(6.11) \quad \begin{aligned} \omega_L &= \frac{1}{R_{mCB}C_B} \\ f_L &= \frac{1}{2\pi R_{mCB}C_B} \end{aligned}$$

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۔

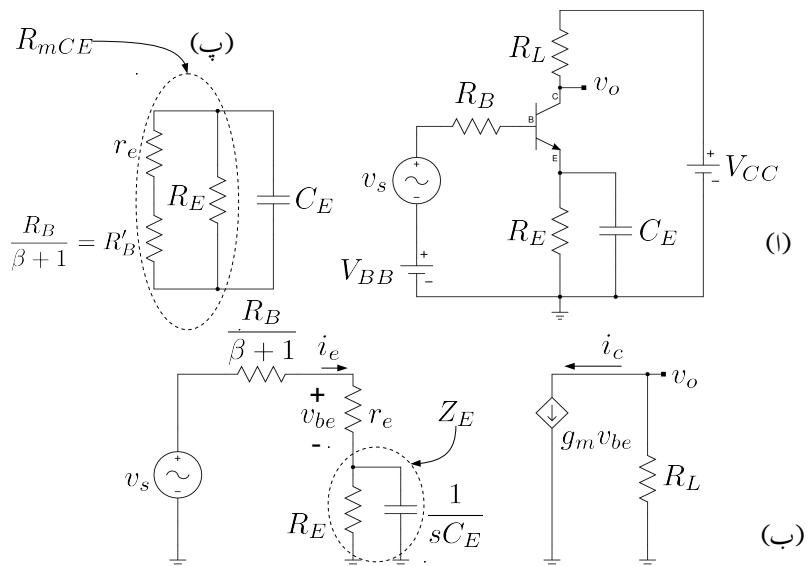
شکل 6.4 ب میں شکل 6.4 الف کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس سے ہم افزائش کی مساوات لکھ سکتے ہیں۔ باریک اشاراتی دور میں بیس جانب کے مزاحمت کے عکس ایمیٹر جانب دکھائے گئے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ایمیٹر جانب کے مزاحمت کا عکس، بیس جانب  $(\beta + 1)$  گناہ زیادہ نظر آتا ہے جبکہ بیس جانب مزاحمت 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

$$(6.18) \quad A_v = A_{vD} \left( \frac{s + \omega_1}{s + \omega_2} \right)$$

۶

$$(6.19) \quad \begin{aligned} A_v &= A_{vD} \left( \frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} \right) \\ &= A_{vD} \left( \frac{j2\pi f + 2\pi f_1}{j2\pi f + 2\pi f_2} \right) \\ &= A_{vD} \left( \frac{jf + f_1}{jf + f_2} \right) \end{aligned}$$

جہاں

$$(6.20) \quad \begin{aligned} \omega_1 &= 2\pi f_1 = \frac{1}{R_E C_E} \\ \omega_2 &= 2\pi f_2 = \frac{1}{R_{mCE} C_E} \end{aligned}$$

اور

$$(6.21) \quad A_{vD} = - \left( \frac{R_L g_m r_e}{R'_B + r_e} \right)$$

کے برابر ہیں۔ کسی بھی تعداد ω پر

$$(6.22) \quad |A_v| = |A_{vD}| \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_1^2}}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}}$$

۔ گاہ

مساوات 6.18 میں  $\omega$  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 ایکلینیکر مساوات 3.33 کے تحت تخلیق دئے جاتے ہیں جس کے مطابق  $R_E$  کی قیمت  $\frac{R_B}{(\beta+1)}$  سے بہت زیادہ ہوتی ہے۔ اگر مساوات 3.33 کے شرط کو قدر تبدیل کر کے یوں بیان کیا جائے کہ

$$(6.24) \quad R_E \gg \frac{R_B}{\beta+1} + r_e$$

تب مساوات 6.18 کا 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  $r_e \gg \frac{R_B}{\beta+1}$  ہوتا ہے اور یوں مساوات 6.24 اور مساوات 3.33 کو تقریباً ایک ہی شرط تصور کیا جا سکتا ہے۔ افراش  $|A_v|$  اس وقت درمیانی تعداد کے  $|A_{vD}|$  سے 3 dB کم ہو گی جب

$$(6.26) \quad |A_v| = |A_{vD}| \sqrt{\frac{\omega_L^2 + \omega_1^2}{\omega_L^2 + \omega_2^2}} = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$$

ہو۔ مندرجہ بالا مساوات میں مطلوبہ 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 3 dB کم نہیں ہو گا اور یوں  $\omega_L$  نہیں پایا جائے گا۔

<sup>22</sup> zero  
<sup>23</sup> pole

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

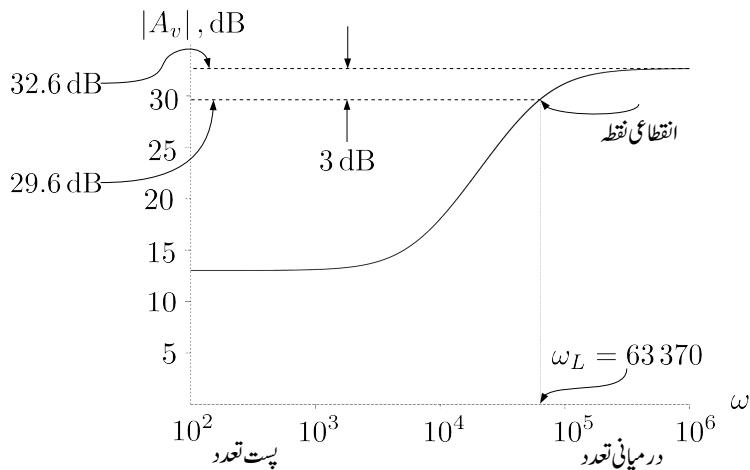
$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{mCE}} &= \frac{1}{15000} + \frac{1}{\frac{269300}{179+1} + 246} \\ R_{mCE} &= 1560.83 \Omega \end{aligned}$$

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  $\omega_L$  سے حاصل

حاصل ہوتا ہے۔ اگر اس مساوات میں  $2\omega_L^2$  کو نظر انداز کیا جائے تب  $\omega_L$  کی قیمت  $64068 \text{ rad/s}$  حاصل ہوتی ہے۔ ان دو جوابات میں نہایت کم فرق ہے۔

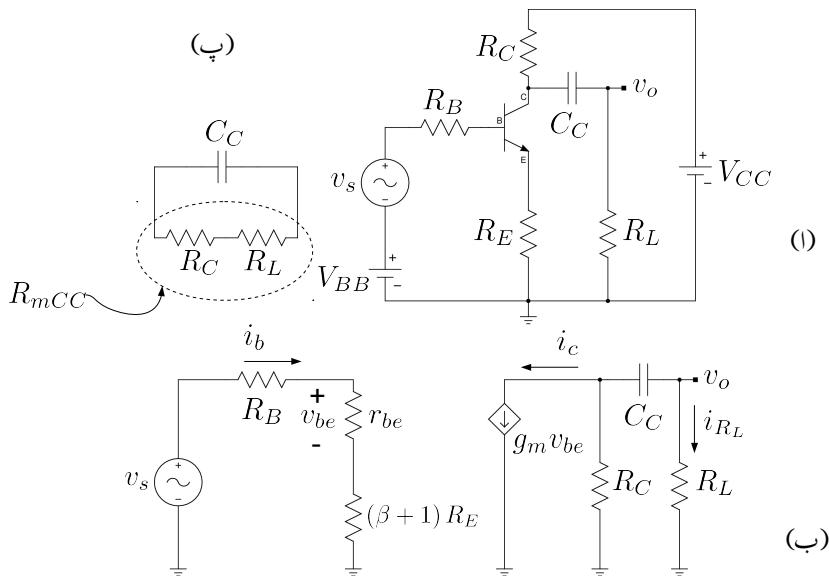
مساوات 6.21 سے درمیانی تعداد کی افزائش حاصل کرتے ہیں۔

$$A_{vD} = -\frac{75000 \times 4.064 \times 10^{-3} \times 246}{\frac{269300}{179+1} + 246} = -43 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

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

ایمپلیفائر کے افزائش بال مقابل تعدد کے خط کو عموماً بوڈا خط<sup>25</sup> کے طرز پر کھینچا جاتا ہے<sup>26</sup>۔ افزائش کی حتمی قیمت بال مقابل تعدد اور افزائش کا زاویہ بال مقابل تعدد کے خط علیحدہ علیحدہ کھینچنے جاتے ہیں جنہیں حتمی قیمت بال مقابل تعدد کا بوڈا خط اور زاویہ بال مقابل تعدد کا بوڈا خط پکارا جاتا ہے۔ حتمی قیمت بال مقابل تعدد کے بوڈا خط میں افقی محدود پر  $\log f$  یا  $\log \omega$  جبکہ اس کے عمودی محدود پر  $20 \log |A_v|$  رکھے جاتے ہیں۔ یوں عمودی محدود پر حتمی قیمت ڈیسی بیل<sup>27</sup> میں پائی جائے گی۔ زاویہ بال مقابل تعدد کے بوڈا خط میں افقی محدود پر  $\log f$  یا  $\log \omega$  جبکہ عمودی محدود پر زاویہ  $\theta$  رکھا جاتا ہے۔ بوڈا خطوط کو سمجھنے کی خاطر مساوات 6.19 کو مثال بناتے ہوئے افزائش کی حتمی قیمت بال مقابل تعدد کا بوڈا خط کھینچتے ہیں۔ مساوات میں

$$A_{vD} = -177.8 \frac{V}{V}$$

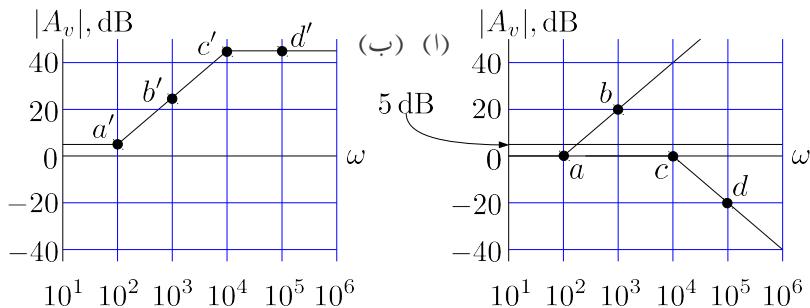
$$f_1 = 100 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 10 \text{ kHz}$$

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>  
ہندرک وادی بوڈا نے خط کھینچنے کے اس طرز کو دریافت کیا۔ ان خطوط کو بوڈا یا بوڈی خطوط پکارا جاتا ہے  
dB<sup>27</sup>



شکل 6.7: حقیقت بالمقابل 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  $|A_v|$  کا بوڈاخط کھینچنا سیکھیں۔

$$(6.32) \quad |A_v|_{dB} = 20 \log 1.778 + 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{100^2}} - 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{10000^2}}$$

حاصل ہوتا ہے۔  $|A_v|_{dB}$  کا خط کھینچنے کی خاطر مندرجہ بالا مساوات کے تین اجزاء کے خطوط کو باری باری کھینچتے ہوئے آخر میں تمام کا سادہ مجموع حاصل کریں گے۔

ایسا کرنے کی خاطر مساوات 6.32 کو دیکھتے ہیں۔ اس کا پہلا جزو

$$20 \log 1.778 \approx 5 \text{ dB}$$

decibell<sup>28</sup>

ایک مستقل مقدار ہے جس کی قیمت تعداد پر منحصر نہیں۔ اس سے 5 dB پر سیدھا افقي خط حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.7 الف میں دکھایا گیا ہے۔

مساوات کے دوسرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعداد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعداد یعنی  $f \ll f_1$  پر چونکہ  $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \gg 1$  ہو گا لہذا اس جزو سے

$$(6.33) \quad 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \rightarrow 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے۔ نہایت زیادہ یعنی  $f \gg f_1$  پر چونکہ  $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \ll 1$  ہو گا لہذا

$$(6.34) \quad 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \rightarrow 20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_1}\right)^2} = 20 \log \frac{f}{100} \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر  $f_1 = 100$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

$20 \log \frac{f}{100}$  کی قیمت 100، 1000، 10000 اور 100000 کے تعداد پر 0، 20، 40 اور 60 ڈبیں حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جا سکتا ہے کہ تعداد دس گناہکنے سے افزائش 20 dB بڑھتی ہے یا کہ افزائش 20 dB فی دہائی کے شرح سے بڑھتی ہے۔ افقي محور پر تعداد کا لوگاریتم لیتے ہوئے ان قیتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو  $f_1$  یعنی  $\log(100) = 2$  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 ہے تو تعداد کی زیادہ تعداد پر 20 dB ہو گا۔ اس نقطے کو  $b$  سے ظاہر کیا گیا ہے۔  $a$  تک 0 dB پر رہتا ہوا اور  $a$  اور  $b$  سے گزرتا سیدھا خط دوسرے جزو کا بوڈا خط ہے۔

مساوات 6.32 کے تیرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعداد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعداد یعنی  $f \ll f_2$  پر

$$(6.35) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

جبکہ نہایت زیادہ تعداد یعنی  $f \gg f_2$  پر

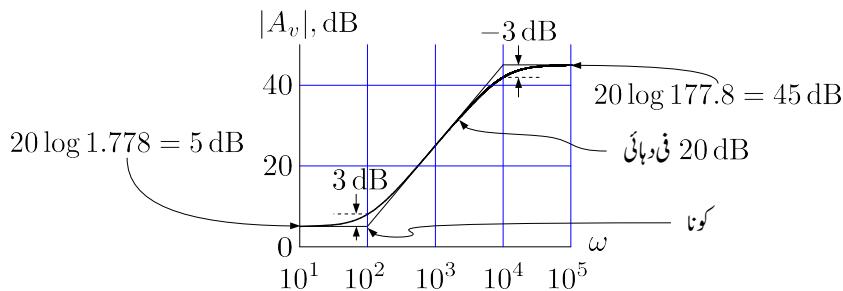
$$(6.36) \quad -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \rightarrow -20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \\ = -20 \log \frac{f}{10000} \text{ dB}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں آخری قدم پر  $f_2 = 10000$  کا استعمال کیا گیا ہے۔

$-20 \log \frac{f}{10000}$  کی قیمت 10000، 100000، 1000000 اور 10000000 کے تعداد پر 0، 20، 40 اور 60 ڈیسی بیل حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاسکتا ہے کہ تعداد دس گناہ کرنے سے انفرائش 20 dB کھٹتی ہے یا کہ انفرائش 20 dB فی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتی ہے۔ افقي محور پر تعداد کا لوگاریتم لیتے ہوئے ان قیمتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعداد کے محور کو  $f_2$  یعنی  $\log(10000) = 4$  پر چھوٹے ہوئے 20 dB فی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ ایسا خط کھینچنے وقت  $f_2$  تعداد پر 0 dB اور  $10f_2$  تعداد پر 20 dB کے مقام پر نقطے لگا کر انہیں سیدھی لکیر سے جوڑتے ہوئے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل 6.7 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 کمتر تعداد پر حاصل کریں۔ بودا خط کی قیمت یہی رکھتے ہوئے تعداد بڑھائیں حتیٰ کہ مساوات کا صفر یا قطب آجائے۔ اگر صفر



شکل 6.8: اصل خط اور بوڈا خط کا موازنہ

آجائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 فی دہائی کی شرح سے بڑھانا شروع کر دیں اور اگر قطب آجائے تو بوڈا خط کی قیمت 20 dB فی دہائی کی شرح سے گھٹانا شروع کر دیں۔ تعداد بڑھاتے رہیں حتیٰ کہ مساوات کا اگلا صفر یا قطب آجائے۔ ہر مرتبہ صفر آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں 20 dB میں کا اندازہ لائیں جبکہ قطب آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں 20 dB کی کمی لائیں۔

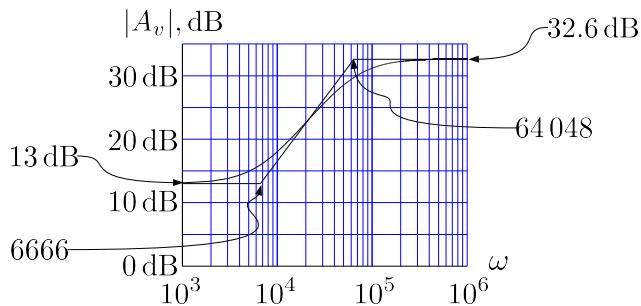
شکل 6.8 میں مساوات 6.31 کے بوڈا خط اور اس کا حقیقی خط<sup>29</sup> ایک ساتھ دکھائے گئے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوڈا خط کے کونوں پر دونوں خطوط میں 3 dB کا فرق پایا جاتا ہے جبکہ بقايا تعدد پر دونوں تقریباً ایک ہی طرح کے ہیں۔ مساوات 6.33 سے اس فرق کو سمجھا جاسکتا ہے۔ کونے پر تعدد  $f_1$  کے برابر ہے یوں اس مساوات سے

$$20 \log \sqrt{1 + \left( \frac{f_1}{f_1} \right)^2} = 20 \log \sqrt{2} \approx 3 \text{ dB}$$

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 پہنچیں۔

<sup>29</sup> حقیقی خط کپیور کے پروگرام میٹ ایب octave یا آئیوب matlab کی مدد سے آسانی کیجھجا سکتا ہے۔ اس کتاب میں پیش کردی گئی خطوط لینکس linux میں پائے جانے والے پروگرام آئیوب استعمال کرتے ہوئے ہی کیجھے 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

$$|A_v|_{\omega \rightarrow 0} = 43 \left( \frac{0 + 6666}{0 + 64068} \right) = 4.474$$

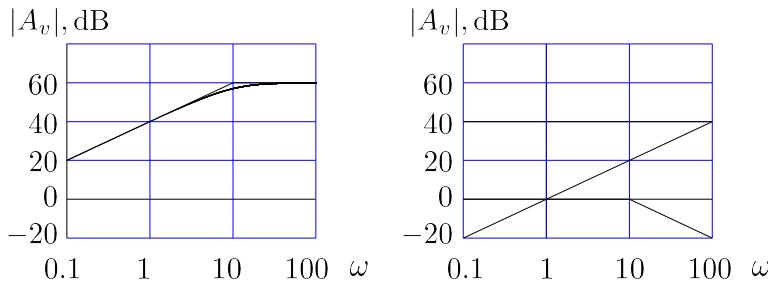
یعنی

$$20 \times \log 4.474 \approx 13 \text{ dB}$$

حاصل ہوتی ہے۔ مساوات کا صفر 6666 جبکہ اس کا قطب 64068 پر پایا جاتا ہے۔ ان معلومات سے شکل 6.9 میں بوڈاخط حاصل کیا گیا ہے۔

مثال 6.5: مندرجہ ذیل مساوات کا بوڈاخط کھینچیں۔

$$A_v = \frac{1000s}{s + 10}$$



: 6.10 شکل

حل: اس کو عمومی طرز پر لکھتے ہیں۔

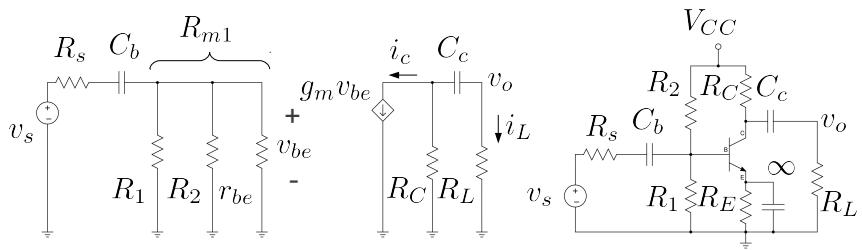
$$A_v = \frac{100j\omega}{\frac{j\omega}{10} + 1}$$

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

$$(6.39) \quad A_v = -\frac{1}{R_s} (R_C \| R_L) (R_s \| R_{m1}) \left( \frac{s}{s + \omega_c} \right) \left( \frac{s}{s + \omega_b} \right) \\ = A_{vD} \left( \frac{s}{s + \omega_c} \right) \left( \frac{s}{s + \omega_b} \right)$$

جہاں

$$A_{vD} = -\frac{1}{R_s} (R_C \| R_L) (R_s \| R_{m1})$$

لکھا گیا ہے۔

$\omega_L$  کے برابر ہو گا۔ یوں مساوات 6.39 میں پست انقطائی تعداد کو  $|A_v| = \frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$  کھٹھتے 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۔

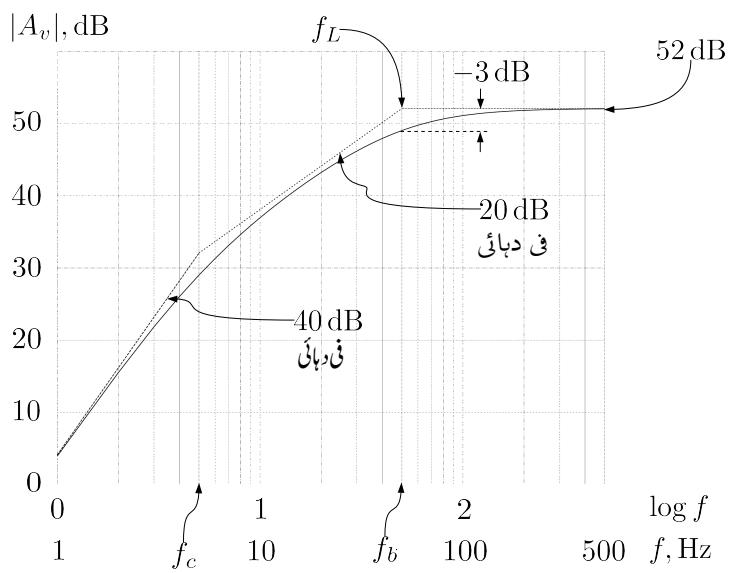
- $C_c$  اور  $C_b$  کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ  $f_c = 5 \text{ Hz}$  جبکہ  $f_b = 50 \text{ Hz}$  ہو۔
- مندرجہ بالا قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.39 کا بودا خط کھینچتے ہوئے پست انقطاعی تعداد حاصل کریں۔
- $f_b = f_c$  رکھتے ہوئے پست انقطاعی تعداد  $50 \text{ Hz}$  حاصل کرنے کی خاطر  $f_b$  اور  $f_c$  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 ملتا ہے

$$\omega_L = 317.254$$

$$f_L = 50.49 \text{ Hz}$$

- مساوات 6.40 میں  $\omega_c = \omega_b$  پر کرتے حل کرنے میں

$$\omega_L^2 = \frac{2\omega_b^2 + \sqrt{\omega_b^4 + 6\omega_b^4 + \omega_b^4}}{2} = (1 + \sqrt{2}) \omega_b^2$$

یوں

$$\omega_L = \left( \sqrt{1 + \sqrt{2}} \right) \omega_b$$

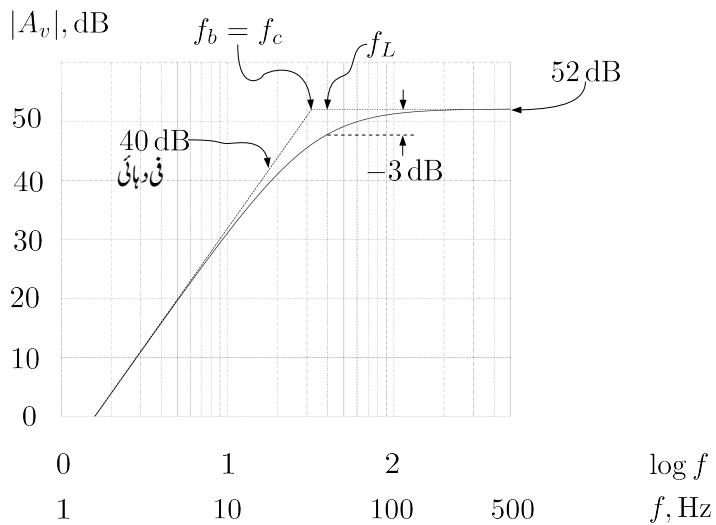
حاصل ہوتا ہے جس سے  $f_L = 50 \text{ Hz}$  حاصل کرنے کی خاطر

$$f_b = \frac{f_L}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = \frac{50}{\sqrt{1 + \sqrt{2}}} = 32 \text{ Hz}$$

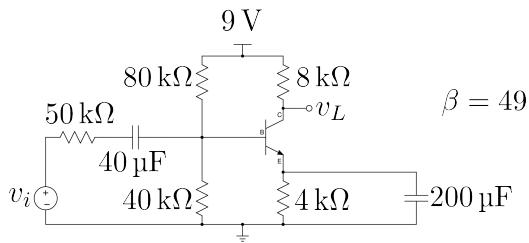
رکھنا ہو گا۔ شکل 6.13 میں صورت حال دکھایا گیا ہے۔

## 6.7 بیس اور ایکٹر بیر وی کپیسٹروں کا مجموعی اثر

اب تک دیکھے گئے تمام ادوار میں ہم نے دیکھا کہ کسی بھی کپیسٹر کی بدولت پیدا بوداخط کے قطب کو لکھا جا سکتا تھا جہاں  $R_m$  اس کپیسٹر کے متوازی جڑی مزاحمت ہے۔ بیس اور ایکٹر دونوں پر کپیسٹر نسب کرنے سے



شکل 6.13: جزو کونوں کی صورت میں پست انتظامی نقطے



شکل 6.14:

ایسا سادہ مساوات حاصل نہیں ہوتا۔ آئیں شکل 6.14 میں  $\frac{v_L}{v_i}$  حاصل کرتے ہوئے اس صورت کو بھی دیکھیں۔ شکل 6.15 میں اس کا باریک مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $R_e$  اور  $C_e$  کو ٹرانزسٹر کے بیں جانب منتقل کرتے ہوئے  $R'_e$  اور  $C'_e$  لکھا گیا ہے۔ یوں

$$R'_e = (\beta + 1) R_e$$

$$C'_e = \frac{C_e}{\beta + 1}$$

ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(6.41) \quad A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{v_i}$$

$$= -R_c \beta \left( \frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left( \frac{Z}{r_i + \frac{1}{sC_b} + Z} \right)$$

جہاں  $r_{be}$  کو نظر انداز کرتے ہوئے

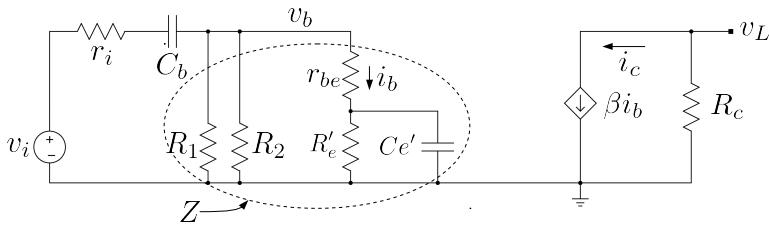
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R'_e} + sC'_e$$

کے برابر ہے۔ مساوات 6.41 کو کسی طرح یوں نہیں لکھا جاسکتا کہ  $C_e$  اور  $C_b$  علیحدہ تو سین کا حصہ نہیں۔ یوں ان دو کپیٹروں سے علیحدہ علیحدہ بوڈا خلط کے کونے حاصل کرنا ممکن نہیں ہے۔

دئے گئے قیمتیں پر کرتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{40000} + \frac{1}{80000} + \frac{1}{200000} + 4 \times 10^{-6} \times s$$

$$= (42.5 + 4s) \times 10^{-6}$$



: 6.15

مساوات 6.41 میں کسر کے نیچے سے  $Z$  باہر لکھتے ہوئے کسر کے اوپر موجود  $Z$  کے ساتھ کاٹتے ہوئے ملتا ہے

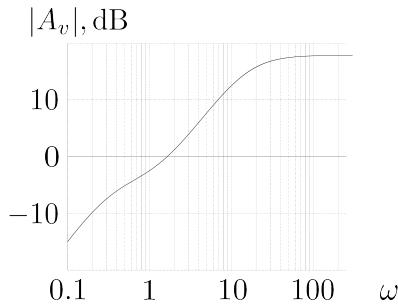
$$A_v = -R_c \beta \left( \frac{1}{R'_e} + sC'_e \right) \left( \frac{1}{\left( r_i + \frac{1}{sC_b} \right) \frac{1}{Z} + 1} \right)$$

اس میں 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

$$(6.46) \quad \begin{aligned} \omega_{q1} &= \frac{-(\omega_1 + \omega_2) - \sqrt{(\omega_1 + \omega_2)^2 - 4\omega_1 \omega_3}}{2} \\ \omega_{q2} &= \frac{-(\omega_1 + \omega_2) + \sqrt{(\omega_1 + \omega_2)^2 - 4\omega_1 \omega_3}}{2} \end{aligned}$$

- علی

### 6.8 بیس، ایمپٹر اور کلکٹر بیر وی کپیسٹروں کا مجموعی اثر

مثال 6.6 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگر کسی ایک کپیسٹر سے حاصل کونا کسی دوسرے کپیسٹر سے حاصل کونے سے بہت بلند تعداد پر پایا جائے تو پست انقطائی تعدد زیادہ تعداد پر پائے جانے والے کونے پر ہو گا۔ ایکلٹریک تخلیق دیتے ہوئے اس حقیقت کو عموماً بروئے کار لایا جاتا ہے۔

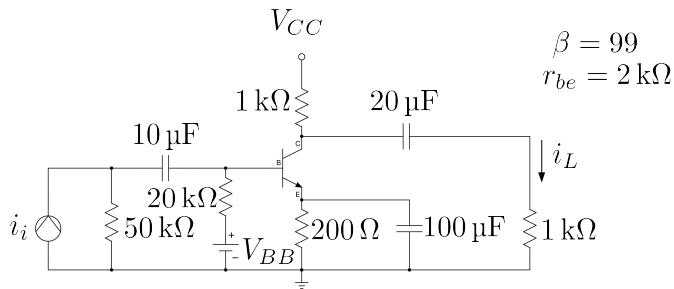
اسی طرح مثال 6.7 میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ بیس اور ایمپٹر دونوں پر کپیسٹر نسب ہونے کی صورت میں دور کو حل کرنا دشوار ہوتا ہے اور اسے حل کرنے سے زیادہ قابل استعمال مساواتیں حاصل نہیں ہوتیں۔

عموماً ایکلٹریک میں  $C_B$  اور  $C_E$  میں تینوں پائے جاتے ہیں۔ ایکلٹریکی مخصوص اشارے کے لئے تخلیق دیتے جاتا ہے۔ اشارے کی کم سے کم اور زیادہ سے زیادہ ممکنہ تعداد کو مد نظر رکھتے ہوئے ایکلٹریک تخلیق دیا جاتا ہے۔ ایکلٹریکی پست انقطائی تعداد اشارے کے کم سے کم ممکنہ تعداد سے کم رکھا جاتا ہے۔ یوں ایکلٹریک پست انقطائی تعداد تک درمیانی تعداد کی افزائش برقرار رکھتا ہے جبکہ پست انقطائی نقطے سے کم تعداد پر ایکلٹریکی کارکردگی اہمیت نہیں رکھتی چونکہ اس نقطے میں اسے استعمال نہیں کیا جاتا۔

لیتے ہوئے  $C = \frac{1}{\omega_0 R_m}$  کی صورت میں  $C$  کی بڑی قیمت حاصل ہوتی ہے۔ حقیقی ایکلٹریک میں  $C_E$  کے ساتھ کل متوازی جزوی مزاحمت کی قیمت  $C_C$  اور  $C_B$  کے متوازی مزاحمتوں سے کم ہوتی ہے۔ لہذا کسی بھی  $\omega_0$  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

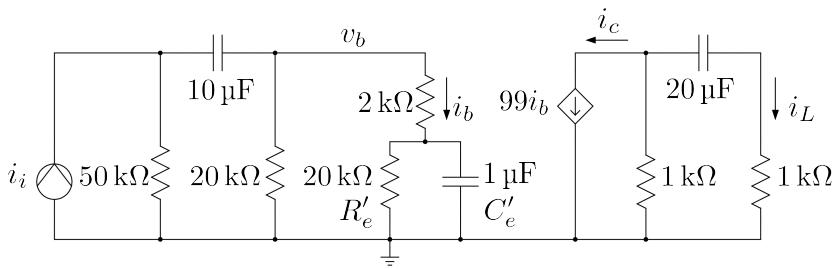
$$\omega_{qc} = \frac{1}{20 \times 10^{-6} \times 2000} = 25 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

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  $1 \mu\text{F}$  اہمیت رکھتا ہے ان تعداد پر  $C_b$  بطور قصر دور کردار ادا کرے گا۔  $C_b$  کو قصر دور تصور کرتے ہوئے  $1 \mu\text{F}$  کے متوالی کل مراحت

$$R'_e \parallel (r_{be} + r_i \parallel R_b) = 8.976 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے لہذا  $1 \mu\text{F}$  سے حاصل قطب

$$\omega_{qe} = \frac{1}{10^{-6} \times 8976} = 111.4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$



شکل 6.18:

پر پایا جائے گا۔ اسی طرح جن تعداد پر  $10\text{ }\mu\text{F}$  اہمیت رکھتا ہے ان تعداد پر  $1\text{ }\mu\text{F}$  بطور کھلے دور کردار ادا کرے گا۔  $1\text{ }\mu\text{F}$  کو کھلے دور تصور کرتے ہوئے  $10\text{ }\mu\text{F}$  کے متوالی کل مزاحت

$$r_i + R_b \parallel [r_{be} + R'_e] = 60.476\text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$\omega_{qb} = \frac{1}{10 \times 10^{-6} \times 60476} = 1.65 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر قطب پایا جائے گا۔ آپ نے دیکھا کہ

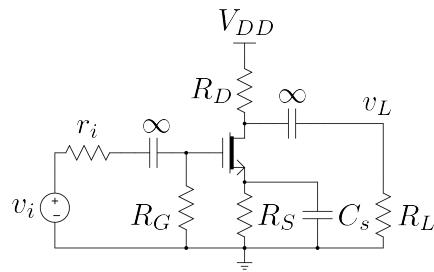
$$\omega_{qe} \gg \omega_{qc} \gg \omega_{qb}$$

بیں۔ یوں پست نقطائی تعدد  $\omega_L = \omega_{qe}$  پر پایا جائے گا۔

مندرجہ بالا حساب و کتاب میں  $\omega_{qe}$  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:

$$\omega_{qb}$$

$$\left| \frac{1}{\omega_{qb} C'_e} \right| = \frac{1}{1.65 \times 10^{-6}} = 606 \text{ k}\Omega$$

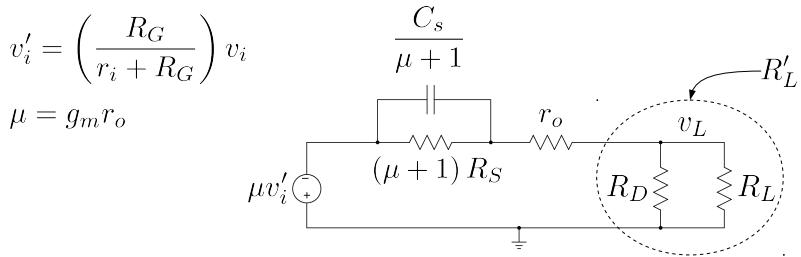
ہے لہذا  $\omega_{qb}$  پر  $C_e$  کو کھلے دور تصور کیا جا سکتا ہے۔

### 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۔

$$v_L = \frac{-\mu R'_L v'_i}{\frac{(\mu+1)R_S}{1+sR_S C_s} + r_o + R'_L}$$

یوں

$$\begin{aligned} \frac{v_L}{v'_i} &= \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu + 1) R_S + (1 + s R_S C_s) (r_o + R'_L)} \\ &= \frac{-\mu R'_L (1 + s R_S C_s)}{(\mu + 1) R_S + r_o + R'_L + s R_S C_s (r_o + R'_L)} \\ &= \left( \frac{-\mu R'_L}{r_o + R'_L} \right) \frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \frac{(\mu+1)R_S+r_o+R'_L}{R_S C_s (r_o+R'_L)}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پہلی قوسین میں  $\mu = g_m r_o$  کو

$$\begin{aligned} \frac{-g_m r_o R'_L}{r_o + R'_L} &= -g_m (r_o \parallel R'_L) \\ &= -g_m (r_o \parallel R_L \parallel R_D) \\ &= -g_m R_{\parallel} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$R_{\parallel} = r_o \parallel R_L \parallel R_D$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$\frac{v_L}{v'_i} = -g_m R_{\parallel} \left[ \frac{s + \frac{1}{R_S C_s}}{s + \frac{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}{R_S C_s (r_o + R'_L)}} \right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ 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۔

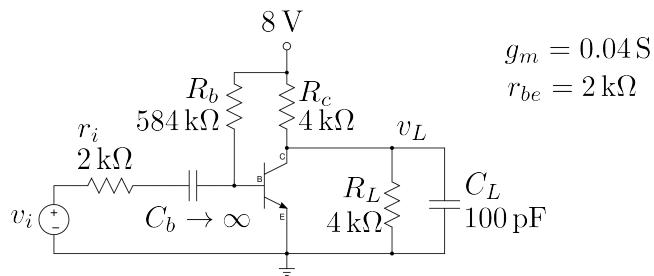
مساوات 6.51 میں

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{\parallel}} &= \frac{1}{10000} + \frac{1}{100000} + \frac{1}{4700} = 3.22765 \times 10^{-4} \\ R_{\parallel} &= 3098 \end{aligned}$$

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 انقطاعی 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۔

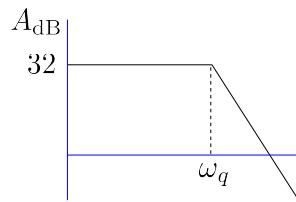
مثال 6.10: شکل 6.21 میں  $A_v = \frac{v_L}{v_i}$  کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کا بوڈا خاط کھینچیں۔

جل: اس کو آپ آسانی سے حل کر سکتے ہیں۔ جواب مندرجہ ذیل ہے۔

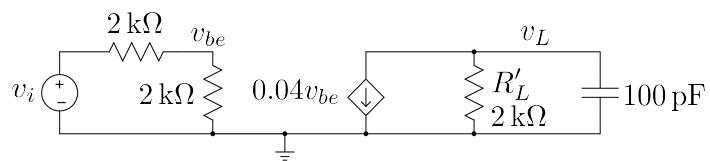
$$A_v = -g_m \left( \frac{R_b \parallel r_{be}}{r_i + R_b \parallel r_{be}} \right) \left( \frac{R_c \parallel R_L}{\frac{s}{\omega_q} + 1} \right) = \frac{-40}{\frac{s}{5 \times 10^6} + 1}$$

$$\omega_q = \frac{1}{(R_c \parallel R_L) C_L} = 5 \times 10^6$$

بوڈا 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 انقطاعی 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 جاسکتا ہے ہے

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L} (v_L + 0.0004 R'_L)$$

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L} (v_L + 0.8)$$

یا

$$\frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{dt}{R'_L C_L}$$

لکھتے ہیں۔ اس کا نکمل لیتے ہیں

$$\int \frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{1}{R'_L C_L} \int dt$$

$$\ln(v_L + 0.8) = -\frac{t}{R'_L C_L} + K'$$

$$v_L + 0.8 = K e^{-\frac{t}{R'_L C_L}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں  $K' = 0.8$  اور  $v_L = 0$  پر  $t = 0$  میں  $K$  نکمل کے مستقل ہیں۔ اس قیمت کے بعد یعنی  $t \rightarrow \infty$  پر اس مساوات کے تحت  $v_L = -0.8 \text{ V}$  ہو گا۔ یوں اس قیمت کے بعد وقت گزرنے کے بعد یعنی  $t = 0.46 \mu\text{s}$  میں  $v_L = -0.9 \times 0.8 = 0.8 e^{-\frac{0.46 \times 10^6}{R'_L C_L}} - 1 = 0.8 e^{-5 \times 10^6 \times 0.46 \times 10^{-6}} - 1 = 0.8 e^{-2.3} - 1 = 0.8 \times 0.1 = 0.08 \text{ V}$  ہو گا۔

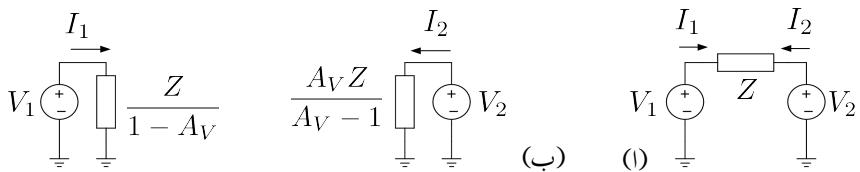
$$v_L = 0.8 \left( e^{-\frac{t}{R'_L C_L}} - 1 \right)$$

$$= 0.8 \left( e^{-5 \times 10^6 t} - 1 \right)$$

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  $v_L = -0.9 \times 0.8 = 0.8 e^{-\frac{0.46 \times 10^6}{R'_L C_L}} - 1 = 0.8 e^{-5 \times 10^6 \times 0.46 \times 10^{-6}} - 1 = 0.8 e^{-2.3} - 1 = 0.8 \times 0.1 = 0.08 \text{ V}$  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 کمیسٹر ہوتا ہے جسے کم کرنے کی پوری کوشش کی جاتی ہے۔ اس مثال میں کمیسٹر کی بدولت دور کے رفتار میں سستی پیدا ہونا دیکھا گیا۔ آئیں اب بلند تعدد نقطائی نقطوں پر غور کریں اور جن کمیسٹروں سے یہ نقطے پیدا ہوتے ہیں ان کی نشاندہی کریں۔ پہلے مسئلہ ملر پر غور کرتے ہیں جو آگے بار بار استعمال ہو گا۔

## 6.10 مسئلہ ملر

ٹرانزسٹر ایکلینیٹر کا بلند تعدادی ردعمل دیکھنے سے پہلے شکل 6.24 کی مدد سے مسئلہ ملر<sup>30</sup> پر غور کرتے ہیں<sup>31</sup>۔ شکل الف میں دو برقی دباؤ کے مابین برقی رکاوٹ  $Z$  نسب کی گئی ہے۔  $V_1$  سے باہر لکھتے برقی رو کو  $I_1$  سے ظاہر کرتے ہوئے

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z}$$

Miller theorem,<sup>30</sup>  
<sup>31</sup> جان ملنے اس مسئلے کو دریافت کیا

حاصل ہوتا ہے۔ آئیں اس برقی رو کو تدریج 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

$$\begin{aligned} Z'_M &= \frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \\ &= \frac{Z}{\frac{V_1}{V_2} \left( \frac{V_2}{V_1} - 1 \right)} \\ &= \frac{\left( \frac{V_2}{V_1} \right) Z}{\frac{V_2}{V_1} - 1} \end{aligned}$$

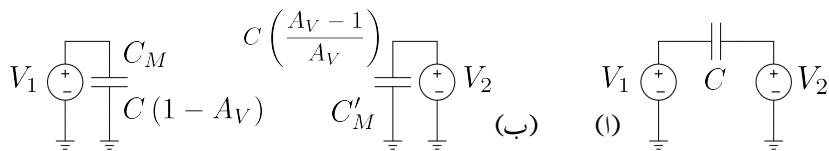
یعنی

$$(6.57) \quad Z'_M = \frac{A_V Z}{A_V - 1}$$

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 لگئے 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 ٹرانزیستر ایکپلینیفار کی کارکردگی دیکھی گئی جہاں ٹرانزیستر کے ساتھ یہ ورنی جڑے کپیسٹروں کی وجہ سے پائے جانے والے پست انقطاعی نقطوں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں بلند تعدد پر ایکپلینیفار کی

---

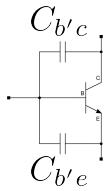
Miller's capacitor<sup>33</sup>

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۔

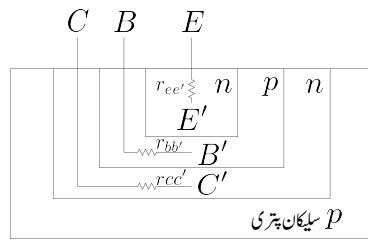
### 6.11.1 بلند تعدادی پائے $\pi$ ریاضی نمونہ

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 مکلف 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 مکلف 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 مکلف 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 مکلف 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



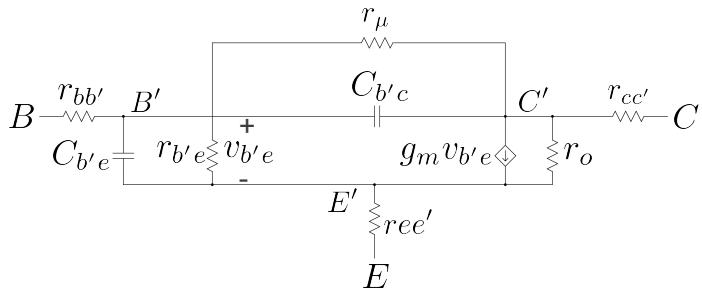
شکل 6.27: ٹرانزسٹر کے اندر ونی مزاحمت

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  $r_\mu$  اور  $r_{ee'}$ ,  $r_{cc'}$  کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کو قلم و کاغذ سے حل کرنا زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس کتاب میں اسی ریاضی نمونے کو استعمال کیا جائے گا۔

$r_{bb'}$  کی قیمت بیس خطے کی چوڑائی کے راست تناسب ہوتی ہے۔ پست 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>

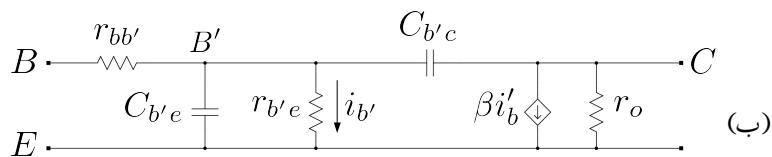
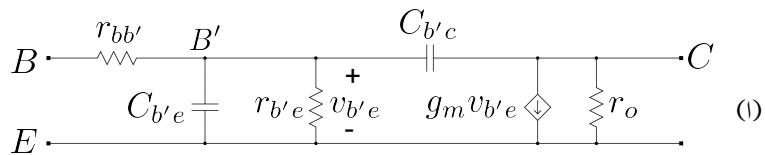


شکل 6.28: بلند تعدادی پائے ریاضی نمونہ

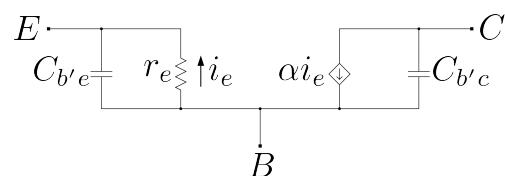
ٹرانزسٹر کے  $r_{bb'}$  سے زیادہ ہوتی ہے۔  $r_{bb'}$  کو مستقل تصور کیا جاتا ہے جس کی قیمت  $10\Omega$  تا  $50\Omega$  ہوتی ہے۔ پست تعدادی پائے ریاضی نمونے کے جزو  $r_{be}$  کو یہاں  $r_{b'e}$  کہا گیا ہے۔ یوں مساوات 3.187 کے تحت

$$(6.60) \quad r_{b'e} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

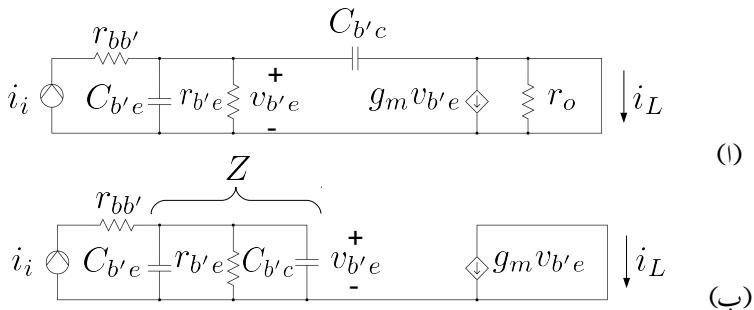
کے برابر ہے۔  $v_{b'e} = i'_b r_{b'e}$  لکھتے ہوئے اور مساوات 3.188 سے  $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$  کے استعمال سے شکل الف کے کو  $i_c = \beta i'_b$  کو لکھا کا سکتا ہے جس سے قدر مختلف شکل ب میں دکھایا گیا بلند تعدادی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں  $i'_b$  پر دوبارہ غور کریں۔ یہ  $r_{b'e}$  میں سے گزرتی برقی رو ہے نا کہ ٹرانزسٹر کے اندر ونی میں سرے پر پائی جانے والی برقی رو۔ ٹرانزسٹر اس برقی رو کے نسبت سے  $i_c$  خارج کرتا ہے۔ بلند تعداد پر  $c_{b'e}$  کے راستے داخلی برقی رو کا کچھ حصہ گزرے گا جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر کی انفرائیں میں کمی رونما ہو گی۔ ٹرانزسٹر کے پست تعدادی پائے ریاضی نمونے کو صفحہ 336 پر شکل 3.77 میں دکھایا گیا ہے۔ شکل 3.77 پ میں ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹر کے شمولیت سے شکل 6.30 حاصل ہوتا ہے جس میں  $r_{bb'}$  شامل نہیں کیا گیا۔ 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 انقطعائی 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  $g_m r_{b'e} = \beta$

$$(6.62) \quad \omega_\beta = 2\pi f_\beta = \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}}$$

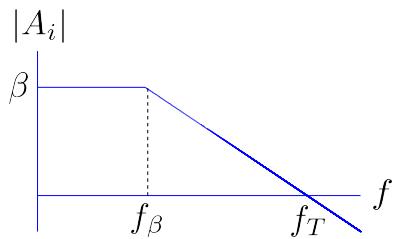
کے برابر ہے۔  $A_i$  کی حقیقی قیمت

$$(6.63) \quad |A_i|_{v_{ce}=0} = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left( \frac{f}{f_\beta} \right)^2}}$$

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 <sup>35</sup>  $B$  کے برابر ہے۔ بوڈاخط میں  $f_T$  تعدد کا ذکر کیا گیا ہے۔ یہ وہ تعدد ہے



شکل 6.32: بلند تحدی بوجاخط

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 مارلنج لیتے ہوئے حل کرتے

$$\beta^2 \omega_\beta^2 = \omega_T^2 + \omega_\beta^2$$

یعنی

$$(6.65) \quad \begin{aligned} \omega_T^2 &= \beta^2 \omega_\beta^2 - \omega_\beta^2 \\ \omega_T &= \omega_\beta \sqrt{\beta^2 - 1} \end{aligned}$$

چونکہ  $\beta \gg 1$  ہوتا ہے لہذا

$$(6.66) \quad \begin{aligned} \omega_T &\approx \beta \omega_\beta \\ f_T &\approx \beta f_\beta \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کے تحت  $f_T$  دراصل ٹرانزسٹر کے  $\beta$  اور  $f_{\beta}$  کا حاصل ضرب ہے۔ اسی سے  $f_T$  کو ٹرانزسٹر کا افراش ضرب دائرہ کارکردگی<sup>36</sup> کہتے ہیں۔ ٹرانزسٹر کے بلند تعدادی صلاحیت کو اس کے 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۔

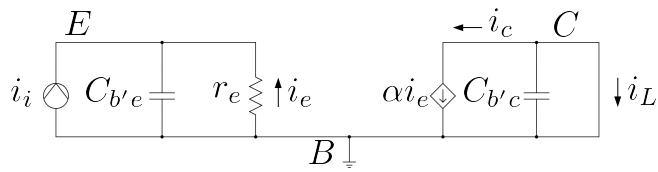
مساوات 6.66 کے مطابق  $f_T$  وہ حقیقی بلند تعداد ہے جس تک مشترکہ ایمپلیفیاٹر اشارے کا جیٹہ بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس مساوات کو حاصل کرتے وقت  $C_{b'c}$  کے راستے مکمل تک پہنچتے بر قی روکو نظر انداز کیا گیا جس کی وجہ سے حقیقت میں مشترکہ ایمپلیفیاٹر کبھی بھی  $f_T$  تعداد کے اشارات کو نہیں بڑھا سکتا۔

### 6.11.3 مشترکہ بیس بلند انتظامی تعداد

آئین مشترکہ بیس طرز پر استعمال کئے جانے والے ایمپلیفیاٹر کی بلند انتظامی تعداد حاصل کریں۔ بلند انتظامی تعداد ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے مزاحمت وغیرہ پر بھی مختصر ہو گا۔ دو مختلف ٹرانزسٹروں کا آپس میں موازنہ کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے پر زوں کے اثر کو شامل نہ کیا جائے۔ یوں مشترکہ بیس بلند تعدادی ریاضی نمونے کو استعمال کرتے ہوئے شکل 6.33 کو زنجیری ضرب سے حل کرتے ہیں۔

---

gain bandwidth product<sup>36</sup>  
data sheet<sup>37</sup>



شکل 6.33: مشترکہ بیس قصر دور بر قی 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 بر قی رو  $i_L$  اور  $i_c$  آپس میں الٹ سمت رکھتے ہیں۔ اسی طرح تیری قوسین میں  $i_e$  اور  $i_i$  آپس میں الٹ سمت رکھتے ہیں۔ مندرجہ بالا مساوات میں

$$C_{b'e} r_e = \frac{C_{b'e} r_{b'e}}{\beta} = \frac{1}{\beta \omega_\beta} = \frac{1}{\omega_T}$$

لیتے ہوئے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$(6.68) \quad A_i \Big|_{v_{cb} \rightarrow 0} = \frac{\alpha}{j\frac{\omega}{\omega_T} + 1}$$

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

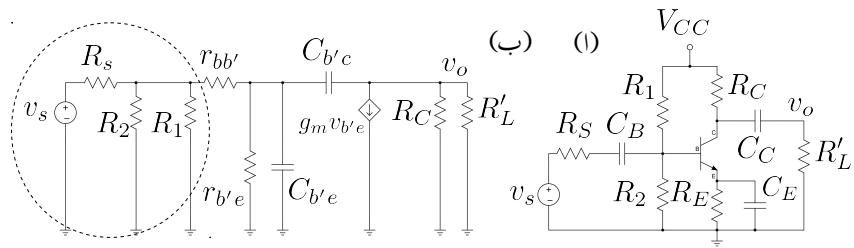
$$(6.73) \quad v_{th} = \left( \frac{R_B}{R_S + R_B} \right) v_s$$

$$(6.74) \quad R_{th} = \frac{R_S R_B}{R_S + R_B}$$

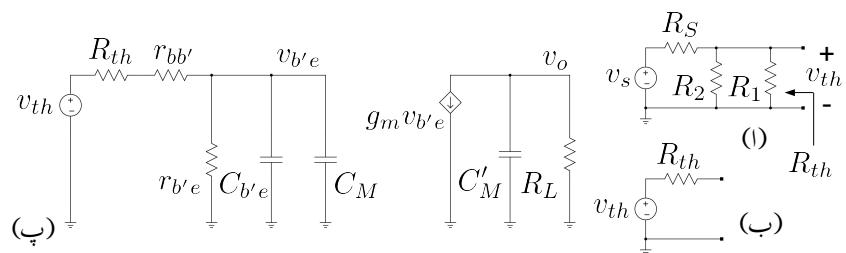
حاصل ہوتے ہیں۔ شکل 6.34 ب میں  $R'_L$  اور  $R_C$  متوازی جڑے ہیں۔ ان کے کل مزاحمت کو  $R_L$  لکھتے ہیں یعنی

$$(6.75) \quad R_L = \frac{R_C R'_L}{R_C + R'_L}$$

$C_{b'c}$  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: ایپیفراور اس کا بلند تعداد مساوی دور



کل 6.35: بلند تعداد ساده دور

جہاں  $C_{b'c}$  کو مسئلہ مل کی مدد سے  $C_M$  اور  $C'_M$  جڑوا کپیسٹروں میں تبدیل کر دیا گیا ہے۔ شکل 6.34 پ کے طرز پر ادوار میں عموماً  $C'_M$  کی برقی رکاوٹ متوازی جڑے مزاحمت  $R_L$  سے بہت زیادہ ہوتی ہے یعنی

$$(6.76) \quad \frac{1}{\omega C'_M} \gg R_L$$

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 انقطاعی تعداد کے مابین درمیانی تعداد کے خطے میں استعمال کیا جاتا ہے جہاں یہ داخلی اشارے کا جیطہ بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس خطے میں ٹرانزسٹر کا پست تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔ اگر شکل 6.35 پ میں پست تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کیا جائے تو مل کپیسٹر کے حصول میں درکار  $A_V$  کی قیمت

$$(6.77) \quad A_V = \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m R_L$$

ہو گی جہاں  $v_{be}$  کی جگہ  $v_{b'e}$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 6.58 اور 6.59 سے

$$(6.78) \quad C_M = C_{b'c} (1 + g_m R_L)$$

$$(6.79) \quad C'_M = C_{b'c} \left( 1 + \frac{1}{g_m R_L} \right)$$

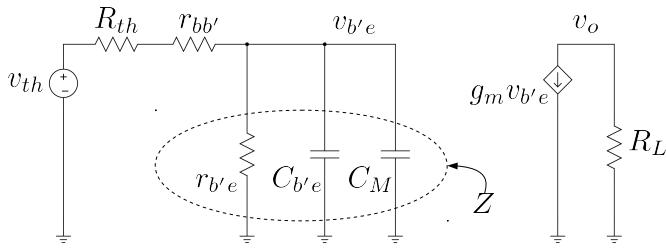
حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعداد کے خطے میں ایکلینیکر کی افزائش کی حقیقی قیمت  $|A_V|$  ایک (1) سے کئی گنرا زیادہ ہوتی ہے (یعنی  $g_m R_L \gg 1$ ) لذا

$$(6.80) \quad C'_M \approx C_{b'c}$$

ہو گا۔  $C_{b'c}$  کی قیمت انتہائی کم ہوتی ہے۔ یوں اس کے برقی رکاوٹ کی حقیقی قیمت برقی بوجھ سے بہت زیادہ ہو گی یعنی

$$(6.81) \quad \left| \frac{1}{j\omega C_{b'c}} \right| \gg R_L$$

لذا  $C_{b'c}$  کو نظر انداز کیا جاسکتا ہے۔ بلند تعداد ایکلینیکر حل کرتے وقت  $C_M$  کو استعمال جگہ  $C'_M$  کو استعمال نہیں کیا جاتا۔ یہاں اس بات کو ذہن نشین کر لیں کہ ایکلینیکر کی افزائش بڑھانے سے  $C_M$  کی قیمت بھی بڑھتی ہے۔



شکل 6.36: ملر کمپیونٹ 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۔

$$A'_v = -R_L g_m \left( \frac{\frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}}{R_{th} + r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1}} \right)$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{[s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e} + 1](R_{th} + r_{bb'}) + r_{b'e}}$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{s(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) + R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}$$

$$= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'}) \left[ s + \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M)r_{b'e}(R_{th} + r_{bb'})} \right]}$$

جسے

$$(6.83) \quad A'_v = - \left[ \frac{g_m R_L}{(C_{b'e} + C_M)(R_{th} + r_{bb'})} \right] \left( \frac{1}{s + \omega_H} \right)$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$(6.84) \quad \begin{aligned} \omega_H &= \frac{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}}{(C_{b'e} + C_M) r_{b'e} (R_{th} + r_{bb'})} \\ &= \frac{1}{[r_{b'e} \parallel (R_{th} + r_{bb'})] (C_{b'e} + C_M)} \\ &\quad \frac{1}{R_m (C_{b'e} + C_M)} \end{aligned}$$

ہے۔  $\omega_H$  کی مساوات جانی پچانی شکل یعنی  $\frac{1}{R_m C}$  ہے جہاں  $C$  متوالی جڑے کپیسٹر  $C_{b'e}$  اور  $C_M$  کی کل کپیسٹن  $(C_{b'e} + C_M)$  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

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_{th} + r_{bb'}} \\ R_m &= \frac{r_{b'e} (R_{th} + r_{bb'})}{R_{th} + r_{bb'} + r_{b'e}} \end{aligned}$$

جسے 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 موافہ کرتے ہیں۔

$$(6.86) \quad \frac{\omega_\beta}{\omega_H} = \frac{\left(\frac{1}{C_{b'e}r_{b'e}}\right)}{\left[\frac{1}{(C_{b'e}+C_M)r_{b'e}}\right]} = \frac{C_{b'e} + C_M}{C_{b'e}} = 1 + \frac{C_M}{C_{b'e}}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مشترکہ ایمپلیفایر کا بلند انقطعی تعدد  $\omega_H$  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 انقلائی 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

$$\begin{aligned} C &= C_{b'e} + C_M \\ &= C_{b'e} + (1 + g_m R_L) C_{b'c} \\ &= 220 \times 10^{-12} + (1 + 0.5 \times 87) \times 2 \times 10^{-12} \\ &= 220 \text{ pF} + 89 \text{ pF} \\ &= 309 \text{ pF} \end{aligned}$$

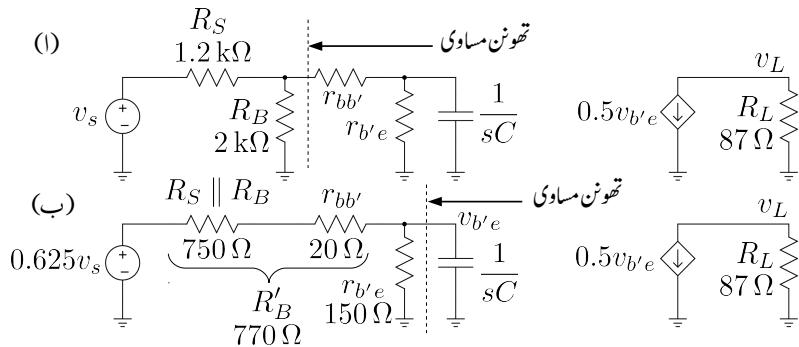
کے برابر ہے اور  $R_B$  کا کہا گیا ہے یعنی

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7000 \times 2800}{7000 + 2800} = 2 \text{ k}\Omega$$

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۔

$$v_{b'e} = 0.0974v_s \left( \frac{\frac{1}{sC}}{125 + \frac{1}{sC}} \right) = 0.0974v_s \left( \frac{1}{125 \times sC + 1} \right)$$

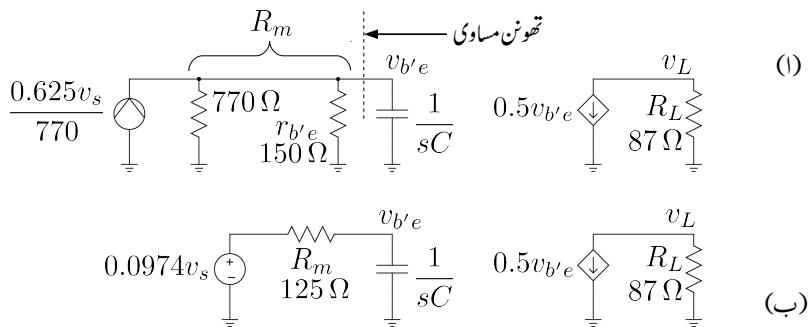
$$= \frac{0.0974v_s}{1 + \frac{j\omega}{26 \times 10^6}} = \frac{0.0974v_s}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}}$$

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 تھونن کے بار بار استعمال سے دور کا حل

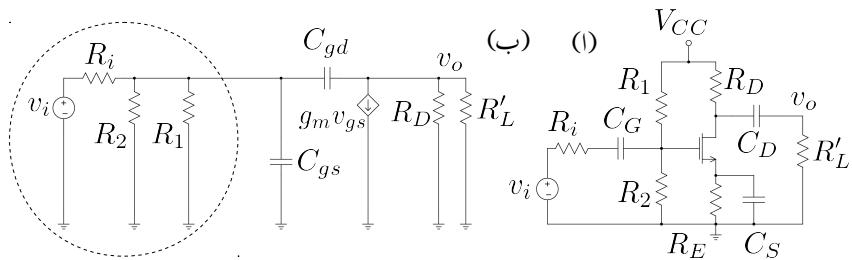
لکھا جا سکتا ہے جہاں سے بلند انقطائی تعداد تقریباً  $f_H = 4 \text{ MHz}$  جبکہ درمیانی تعداد کی افزائش  $A_{vD} = -4.2 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  حاصل ہوتی ہے۔

### 6.11.6 مشترک کہ 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

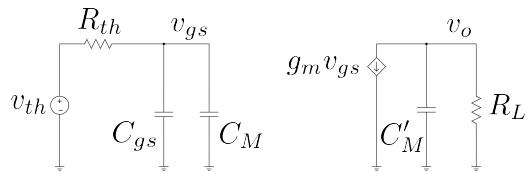
$$\frac{1}{Z_L} = j\omega C_M' + \frac{1}{R_L}$$

$$Z_L = \frac{R_L}{j\omega C_M' R_L + 1}$$

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

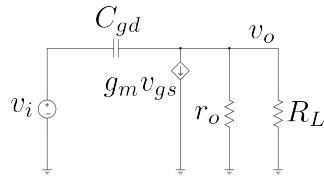
$$(6.91) \quad \frac{v_o}{v_{th}} = - \left( \frac{g_m R_L}{j \frac{\omega}{\omega'_H} + 1} \right) \left( \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H} + 1} \right)$$

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 مکان انتظاعی 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

$$(6.94) \quad \omega_s = \frac{g_m}{C_{gd}}$$

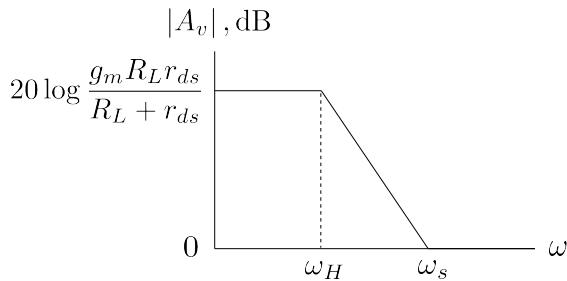
$$(6.95) \quad \omega_H = \frac{1}{C_{gd} \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right)}$$

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: ماسیفیٹ ایکلٹر کا بودا خاط

جے

$$(6.97) \quad g_m \left( \frac{R_L r_o}{R_L + r_o} \right) \gg 1$$

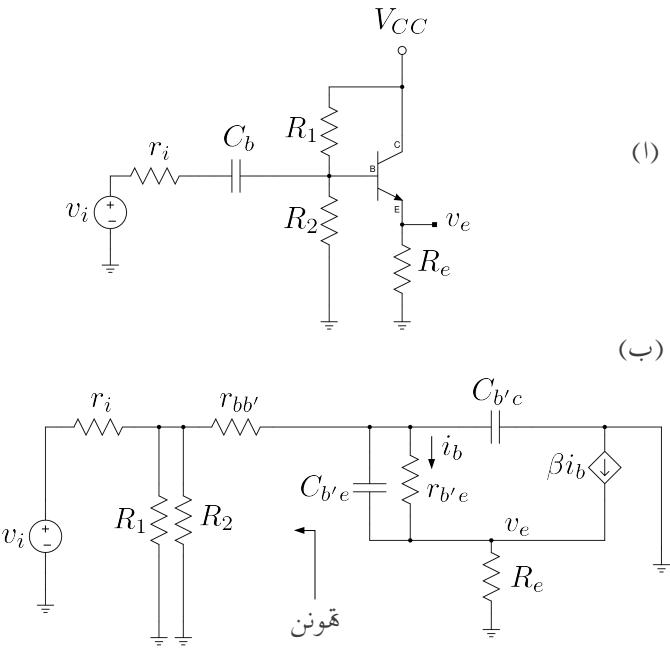
لکھا جاسکتا ہے۔ مساوات 6.96 کا بودا خاط شکل 6.42 میں دکھایا گیا ہے۔  $\omega_H$  کی قیمت  $R_L$  سے وابسط ہے۔ اگر  $R_L \rightarrow \infty$  کر دیا جائے تو بلند ترین انقطعائی تعدد

$$(6.98) \quad \omega_H \Bigg|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{1}{C_{gd} r_o}$$

حاصل ہو گی جو ماسیفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء  $C_{gd}$  اور  $r_o$  پر منحصر ہے۔

## 6.12 مشترک کے لکھر ایمپلیفائر کا بلند تعدادی رد عمل

شکل 6.43 میں لکھر مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس کا مساوی باریک اشارتی بلند تعدادی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ بلند تعداد پر ہیرونی نسب کپیسٹر  $C_b$  قصر دور کردار ادا کرتا ہے۔ شکل ب سے واضح ہے کہ صرف  $r_{b'e}$  سے گزرتی برتنی 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

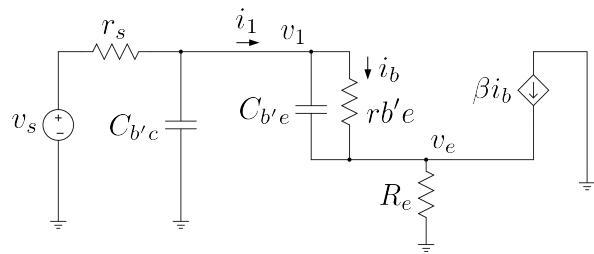
تحوونن دور حاصل کرتے ہیں

$$V_{th} = \left( \frac{R_1 \parallel R_2}{r_i + R_1 \parallel R_2} \right) v_i = v_s$$

$$R_{th} = r_i \parallel R_1 \parallel R_2 + r_{bb'} = r_s$$

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 کرنوف کے قانون برائے برقی روکے استعمال سے ایمپر پر ہم لکھ سکتے ہیں

$$(v_e - v_1) s C_{b'e} + \frac{v_e - v_1}{r_{b'e}} + \frac{v_e}{R_e} = \beta i_b = \beta \frac{v_1 - v_e}{r_{b'e}}$$



شکل 6.44: گلٹر مشترک بند تعدادی سادہ مساوی دور

یعنی

$$\begin{aligned}
 v_1 &= \left[ \frac{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 &= \left[ \frac{\left( sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right) + \frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 (6.99) \quad &= \left[ \frac{\left( sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} + \frac{\frac{1}{R_e}}{sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}}} \right] v_e \\
 &= \left[ 1 + \frac{1}{R_e \left( sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e
 \end{aligned}$$

اسی طرح جوڑ  $v_1$  پر کرخوف کے قانون برائے برقی روکے استعمال سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\frac{v_1 - v_s}{r_s} + v_1 sC_{b'c} + (v_1 - v_e) sC_{b'e} + \frac{v_1 - v_e}{r_{b'e}} = 0$$

یعنی

$$\begin{aligned} \left( \frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) v_1 &= \frac{v_s}{r_s} + v_e \left( sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \\ \left( \frac{1}{r_s} + sC_{b'c} + sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \left[ 1 + \frac{1}{R_e \left( sC_{b'e} + \frac{\beta+1}{r_{b'e}} \right)} \right] v_e \\ &= \frac{v_s}{r_s} + v_e \left( sC_{b'e} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 6.99 کا استعمال کیا گیا۔ 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

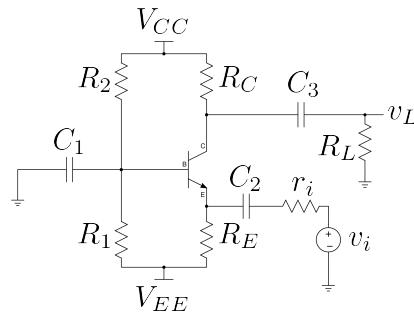
$$(6.103) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}} \left( \frac{j\omega}{\omega_T} + 1 \right)}{A + j\omega B + (j\omega)^2 C}$$

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

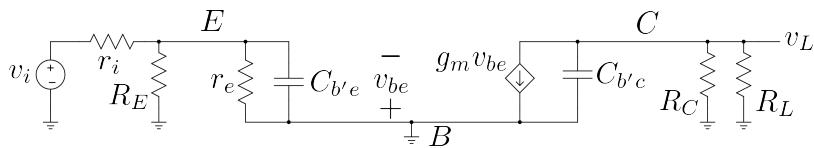
$$(6.104) \quad \frac{v_e}{v_s} = \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_T}}{1 + j\omega \left( \frac{1}{\omega_1} + \frac{1 + \frac{r_s}{R_e}}{\omega_T} \right) + \frac{j\omega}{\omega_T} \frac{j\omega}{\omega_1}}$$

### 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 بیس سرا برقی زمین پر ہے لہذا  $C_{b'c}$  کا ایک سرا برقی زمین پر ہو گا اور یوں اسے کلکٹر اور برقی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔

مساوی دور سے دو انقطاعی تعدد حاصل ہوتے ہیں یعنی

$$(6.105) \quad \begin{aligned} \omega_{H1} &= \frac{1}{(r_e \parallel R_E \parallel r_i) C_{b'e}} \\ \omega_{H2} &= \frac{1}{(R_C \parallel R_L) C_{b'c}} \end{aligned}$$

درمیانی تعدد پر انفرائش حاصل کرتے وقت  $C_{b'e}$  اور  $C_{b'c}$  کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{b'e}} \times \frac{v_{b'e}}{v_i} \\ &= - (R_C \parallel R_L) g_m \left( -\frac{R_E \parallel r_e}{R_E \parallel r_e + r_i} \right) \\ &= (R_C \parallel R_L) g_m \left( \frac{R_E \parallel r_e}{R_E \parallel r_e + r_i} \right) \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں پہلی اور تیسرا تو سین میں موجود منفی ایک آپس میں ضرب ہو کر ختم ہو جاتے ہیں۔

---

مثال 6.14: شکل 6.45 میں

$$V_{CC} = 5 \text{ V}, \quad V_{EE} = -5 \text{ V}, \quad R_E = 600 \Omega$$

$$R_1 = 6 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 38 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 10 \text{ k}\Omega, \quad r_i = 100 \Omega$$

ہیں۔ ٹرانزسٹر کا  $\beta = 149$  ہیں۔ بلند کونے کے تعدد حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمیت حل درکار ہے۔ ٹھونن مساوی اجزاء حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{BB} = \frac{5+5}{6000+38000} \times 6000 - 5 = -3.64 \text{ V}$$

$$R_B = \frac{6000 \times 38000}{6000 + 38000} = 5.182 \text{ k}\Omega$$

یوں

$$I_E = \frac{-3.64 - 0.7 + 5}{\frac{5182}{149+1} + 600} = 1.04 \text{ mA}$$

یوں

$$g_m = \frac{1.04 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.0416 \text{ S}$$

$$r_e = 24 \Omega$$

$$r_{b'e} = 24 \times 150 = 3.6 \text{ k}\Omega$$

حاصل ہوتے ہیں۔

$R_{b'e}$  کے متوازی کل مزاجمت  $C_{b'e}$

$$\frac{1}{R_{be'}} = \frac{1}{24} + \frac{1}{600} + \frac{1}{100}$$

$$R_{be'} = 18.75 \Omega$$

جبکہ  $C_{b'e}$  کے متوازی کل مزاجمت

$$R_{b'e} = \frac{5000 \times 10000}{5000 + 10000} = 3.333 \text{ k}\Omega$$

ہیں۔ یوں مساوات 6.105 کی مدد سے

$$f_{H1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 18.75 \times 35 \times 10^{-12}} = 242 \text{ MHz}$$

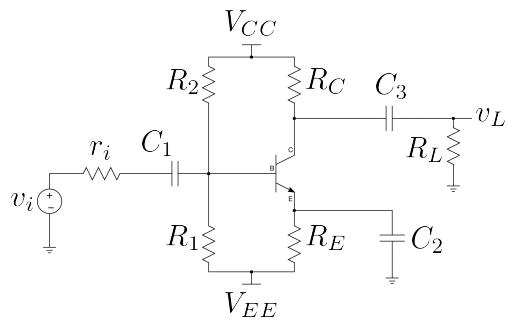
$$f_{H2} = \frac{1}{2 \times \pi \times 3333 \times 4 \times 10^{-12}} = 11.93 \text{ MHz}$$

حاصل ہوتے ہیں لہذا اس ایمپلینگر کا بلند انقطائی تعدد 11.93 MHz ہے۔ اس مثال میں بلند انقطائی تعدد کا دارومند  $C_{b'e}$  پر ہے ناکہ  $C_{b'e}$  پر۔

$$A_v = \left( \frac{5000 \times 10000}{5000 + 1000} \right) 0.0416 \left( \frac{\frac{24 \times 600}{24+600}}{\frac{24 \times 600}{24+600} + 100} \right)$$

$$= 26 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مثال 6.15: گزشتہ مثال کے دور میں اگر داخلی اشارة میں پر مہیا کیا جائے تو یہ مشترک ایمپلینگر حاصل ہوتا ہے جسے شکل 6.47 میں دکھایا گیا ہے۔ بقایا تمام متغیرات وہی رکھتے ہوئے دیکھتے ہیں کہ اس صورت میں بلند انقطائی تعدد کیا حاصل ہوتا ہے۔



شکل 6.47: ایمپلینگر مشرک

حل: مساوی دور شکل 6.48 میں دکھایا گیا ہے۔ گزشتہ مثال کی معلومات استعمال کرتے ہوئے

$$C_M = (1 + 0.0416 \times 3333) \times 4 \times 10^{-12} = 559 \text{ pF}$$

$$C_{b'e} + C_M = 594 \text{ pF}$$

اور اس کے متوازی کل مزاحمت  $R_m$

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{100} + \frac{1}{5182} + \frac{1}{3600}$$

$$R_m = 95.5 \Omega$$

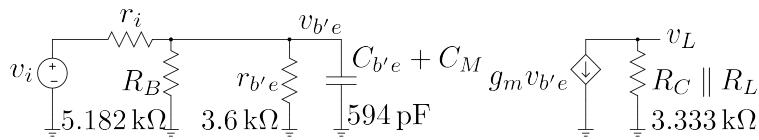
حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطاعی تعدد

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 95.5 \times 594 \times 10^{-12}} = 2.8 \text{ MHz}$$

اور درمیانی تعدد پر افراکش

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -3333 \times 0.0416 \times \frac{\frac{3600 \times 5182}{3600+5182}}{\frac{3600 \times 5182}{3600+5182} + 100} = -132 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس مشرک ایمپلینگر کی بلند انقطاعی تعدد ایمپلینگر کے بلند انقطاعی تعدد سے تقریباً سوا چار گناہ زیادہ ہے۔



شکل 6.48: ایمپلیفائر کے انقطائی تعداد حاصل کرنے کے لئے درکار مساوی دور

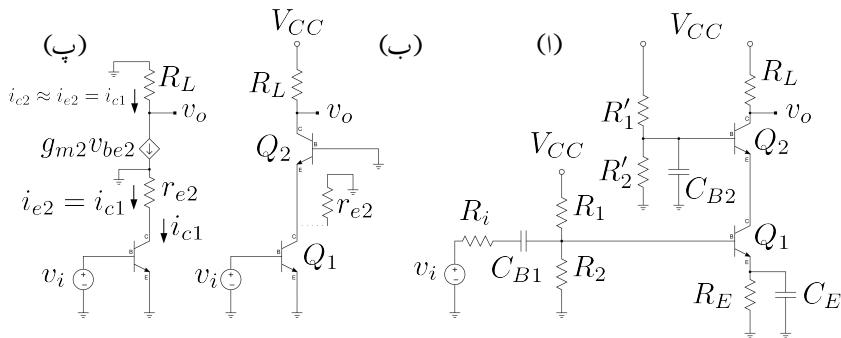
## 6.14 کیکوڈ ایمپلیفائر

ایمپلیفائر کے بلند تعدادی رد عمل پر غور کے دوران یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگرچہ  $C_{b'e}$  کی قیمت نہیں کم لیکن ملر 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 تعداد کے اشارات کو بڑھاتا ہے۔ یوں ہم چاہیں گے کہ یہ نقطے بلند سے بلند تر تعداد پر پایا جائے۔ اس حصے میں کیکوڈ 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 تعداد 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 تعداد پر  $C_{B2}$  بطور قصر دور کام کرتے ہوئے  $Q_2$  کے بیس کو برقی زمین پر رکھتا ہے۔  $Q_2$  اور اس کے ساتھ منسلک  $R'_2$ ،  $R'_1$  اور  $C_{B2}$  مل کر مشترک کہ بیس طرز کا ایمپلیفائر بناتے ہیں۔

کیکوڈ کی بلند انقطائی تعداد اس میں پائے جانے والے  $Q_1$  پر مبنی مشترک کے ایمپلیفائر اور  $Q_2$  پر مبنی مشترک کے ایمپلیفائر کی بلند انقطائی تعداد پر مختصر ہو گی۔ مساوات 6.62 اور مساوات 6.69 ان ایمپلیفائر کی قصر دور بلند تر انقطائی تعدد  $\omega_\beta$  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 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 مزامنہ  $r_{e2}$  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 سمتی 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

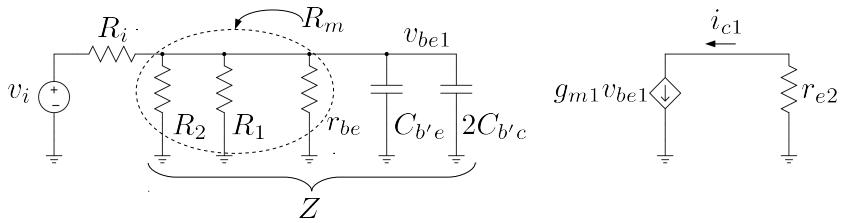
$$R_m = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

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

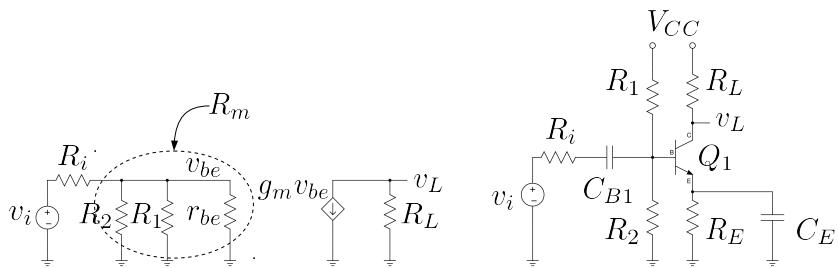
$$(6.111) \quad A_{vD} = - \left( \frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m} + 1} \right) = - \left( \frac{g_m R_L R_m}{R_i + R_m} \right)$$

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

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\
 (6.113) \quad &= -R_L g_m \left( \frac{R_m}{R_i + R_m} \right) \\
 &= \frac{-g_m R_L R_i}{R_i + R_m}
 \end{aligned}$$

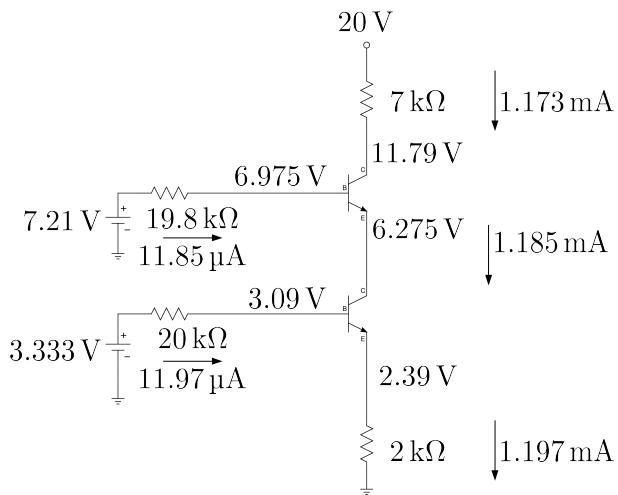
اس مساوات کا مساوات 6.111 کے ساتھ موازنہ کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ کیکوڈ ایکلینیکر کی درمیانی تعداد پر افزائش وہی ہے جو مشترک ایمپٹر کی ہے۔ کیکوڈ ایکلینیکر کی افادیت اس حقیقت میں ہے کہ اس کا بلند انقطائی تعداد کافی زیادہ تعداد پر پایا جاتا ہے۔

### 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 یہ سمتی 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 مزاجمت معلوم ہو۔ یہاں ایسا کوئی مزاجمت 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۔

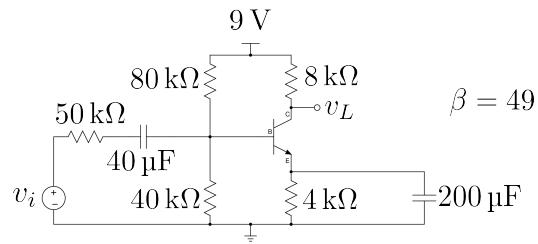
اب تک اس باب میں ہم پست انقطاعی تعداد، بلند انقطاعی تعداد اور درمیانی تعداد پر افزائش کی مثالیں دیکھتے رہے ہیں۔ آئیں ان تینوں کو یکجا کرتے ہوئے اس کا بودا خط حاصل کریں۔

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۔

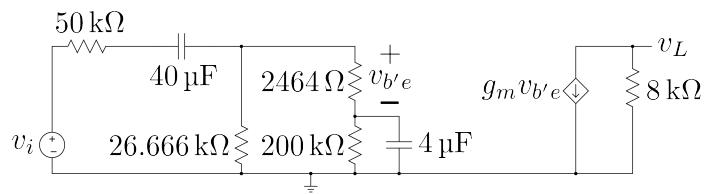
حل: یک سمی تجربی سے  $I_C = 0.507 \text{ mA}$  حاصل ہوتا ہے۔ یوں  $R_B = 26.666 \Omega$  اور  $V_{BB} = 3 \text{ V}$  حاصل ہوتے ہیں جس سے  $r_{b'e} = 2500 \Omega$  اور  $r_e = 50 \Omega$  ،  $g_m = 0.02 \text{ S}$  ہیں۔

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 تعدد پر مساوی دور

الباب 6. ایکلینیکر کا تحدی و دعسل اور فائزہ

شکل 6.54 میں کم تعداد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $\frac{C_E}{\beta+1} = 4 \mu F$  (  $\beta + 1$  ) اور  $R_E = 200 k\Omega$  استعمال کئے گئے۔ ٹرانزسٹر کے اندر ونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ پست انقطائی تعداد  $C_E$  سے حاصل کیا گیا ہے اور اس تعداد پر  $40 \mu F$  کے کپیسٹر کو قصر دور تصور کرتے ہیں۔ یوں پست انقطائی تعداد  $f_L$  کو  $4 \mu F$  اور اس کے متوازی کل مزاہت  $R$  سے حاصل کرتے ہیں۔ اگر  $2464 \Omega$  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

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{2464}$$

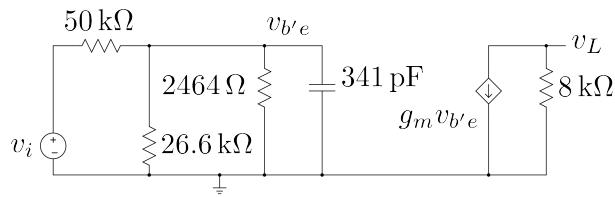
$$R = 2158 \Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطائی تعداد  $f_H$

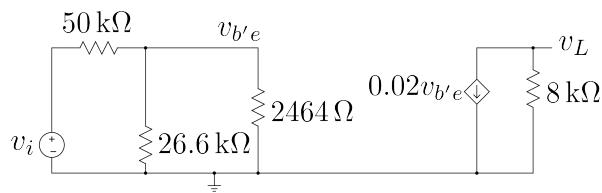
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 2158 \times 336 \times 10^{-12}} = 219 \text{ kHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

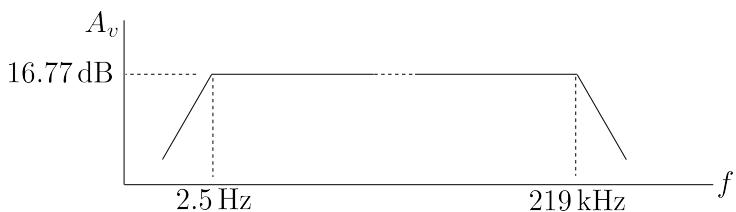
درمیانی تعداد پر شکل 6.56 حاصل ہوتا ہے جس میں متوازی جڑے  $26.666 k\Omega$  اور  $2.464 k\Omega$  کی کل مزاہت کو  $2.255 k\Omega$  لیتے ہوئے



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 بودا خط میں دکھایا گیا ہے۔

### 6.15 فلٹر یا چھلنی

ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعداد رکھنے والے اشارات کو گزرنے دے کو پٹی گزار فلٹر<sup>42</sup> یا پٹی گزار چھلنی کہتے ہیں۔ اس کے بر عکس ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعداد رکھنے والے اشارات کو روک دے اور انہیں گزرنے نہ دے کو پٹی روک فلٹر<sup>43</sup> یا پٹی گزار چھلنی کہتے ہیں۔ شکل 6.58 الف میں پٹی گزار فلٹر، شکل ب میں پٹی روک فلٹر، شکل پ میں پست گزار فلٹر جبکہ شکل ت میں بلند گزار فلٹر کی افزائش بال مقابل تعدد کے خط دکھائے گئے ہیں۔ حقیقت میں ایسے کامل فلٹر نہیں پائے جاتے اور حقیقی پست گزار فلٹر<sub>H</sub><sup>w</sup> سے قدر بلند تعدد کے اشارات کو بھی گزارتا ہے۔ فلٹر ایسے قلیوں سے حاصل کیا جاتا ہے جس کا خط شکل 6.58 کے قریب قریب ہو۔

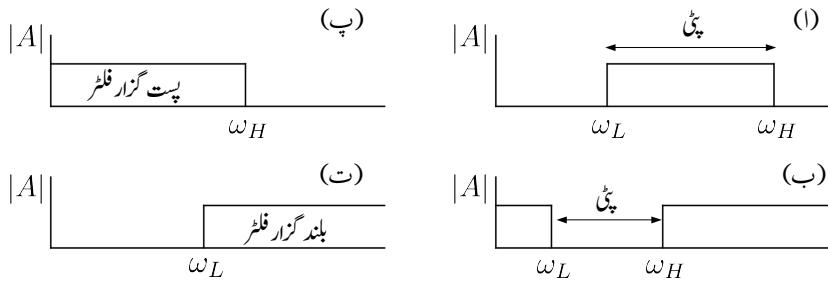
حابلی ایکلینیک استعمال کرتے ہوئے ہر قسم کے فلٹر تحقیق دے جاتے ہیں۔ ایسے فلٹروں میں بڑی ورت فلٹر کا اپنا ایک مقام ہے۔ آئیں اس پر غور کرتے ہیں۔

### 6.16 بڑورت فلٹر (چھلنی)

کسی بھی  $n$  درجی تسلسل کو

$$s^n + c_{n-1}s^{n-1} + c_{n-2}s^{n-2} + \dots + c_2s^2 + c_1s + c_0$$

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 تقصیری مستقل<sup>44</sup> اور  $\omega_m$  کو غیر تقصیری قدری<sup>45</sup> کہا جاتا ہے۔ طاقت  $n$  یعنی  $\dots, 1, 3, 5, \dots$  کی صورت میں  $\left( s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2 \right)$  طرز کے دو درجی کلیات اور ایک عدد  $(s + \omega_0)$  کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(6.116) \quad (s + \omega_0) \left( s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2 \right) \left( s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2 \right) \dots$$

بڑو رت 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  $\omega_0$  لکھتے ہوئے بڑو رت 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۔

آنئیں بڑی ورت 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 افقي محور پر حقیقی اعداد جبکہ اس کے عمودی محور پر خیالی اعداد پائے جاتے ہیں۔ یوں  $\sigma + j\omega = s$  کو افقي جبکہ  $\omega$  کو عمودی محور پر رکھا جائے گا۔

### دو درجی قلیات

$$(6.118) \quad s^2 + 2\zeta_m \omega_0 s + \omega_0^2 = 0$$

سے

$$(6.119) \quad \begin{aligned} s_1 &= s_m = -\zeta_m \omega_0 + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \\ s_2 &= s_m^* = -\zeta_m \omega_0 - j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} \end{aligned}$$

صفر حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی دو درجی کلیئے سے دو صفر حاصل ہوتے ہیں جو  $j\beta \pm \alpha$ - 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 صرف افقي محور کے اوپر جانب جبکہ دوسری صفر محور کے نیچے جانب پایا جاتا ہے۔ دونوں افقي محور سے برابر فاصلے پر پائے جاتے ہیں۔ یہ عمومی نتائج ہیں۔

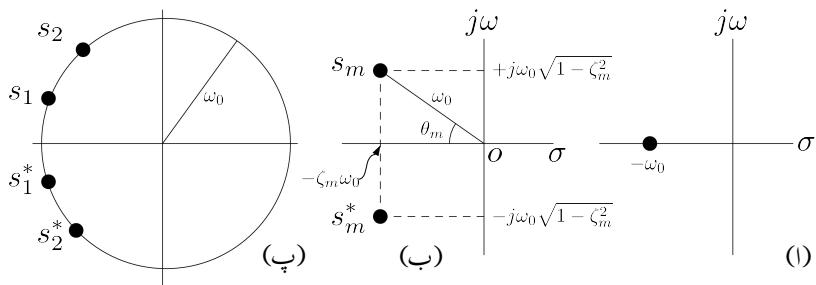
اوپر  $s_m^*$  کی حقیقی قیمت  $s_m$

$$(6.120) \quad |s_m| = |s_m^*| = \omega_0$$

حاصل ہوتی ہے۔ کسی بھی مخلوط عدد کو حقیقی اور خیالی اجزاء کی صورت میں لکھا جاسکتا ہے۔ اسی مخلوط عدد کو حقیقی اور زاویہ کی شکل میں بھی لکھا جاسکتا ہے۔ یوں  $s_m$  مخلوط عدد کو مثال بناتے ہوئے اسے دونوں طرح لکھتے ہیں۔

$$(6.121) \quad s_m = -\zeta_m \omega_0 + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_m^2} = |s_m| / \theta$$

<sup>47</sup> zeros  
<sup>48</sup> complex plane



شکل 6.59: مخلوط سطح پر بُرورت تسلسل کے صفر

جہاں

$$(6.122) \quad |s_m| = \sqrt{\zeta_m^2 \omega_0^2 + \omega_0^2 (1 - \zeta_m^2)} = \omega_0$$

کے برابر ہے۔ شکل 6.59 ب میں نقطہ  $s_m$  کا فاصلہ  $|s_m|$  سے نقطہ  $o$  تک کا فاصلہ  $|s_m|$  یعنی اس کی حتمی قیمت دکھلاتا ہے۔ اس شکل میں زاویہ  $\theta_m$  دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

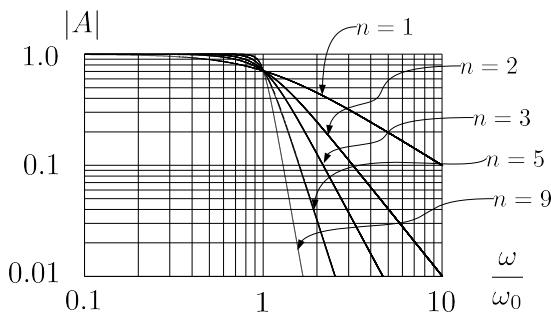
$$(6.123) \quad \cos \theta_m = \frac{\zeta_m \omega_0}{\omega_0} = \zeta_m$$

لکھا جا سکتا ہے۔

مساویات 6.122 کے تحت تمام صفروں کی حتمی قیمت  $\omega_0$  کے برابر ہے۔ یوں مخلوط سطح پر تمام صفر  $\omega_0$  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

$$B_2(s) = s^2 + 1.414s + 1$$

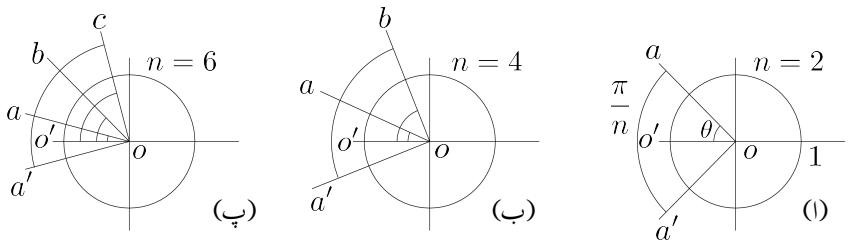
دیا گیا ہے۔  $s = j\omega$  استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} B_2(s) &= (j\omega)^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= -\omega^2 + 1.414j\omega + 1 \\ &= 1 - \omega^2 + j1.414\omega \end{aligned}$$

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 کہ  $\angle aoo'$  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

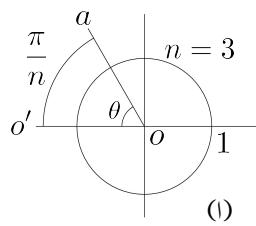
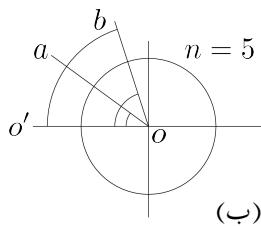
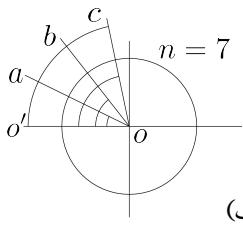
$$s^2 + 2\zeta s + 1 = s^2 + 1.4142s + 1$$

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 رکھ لگے 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

$$\theta_1 = \angle aoo' = 22.5$$

$$\theta_2 = \angle boo' = 67.5$$



فیل 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

$$v_k = \left( \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \right) v_i = \frac{v_i}{sRC + 1}$$

$$v_o = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_k$$

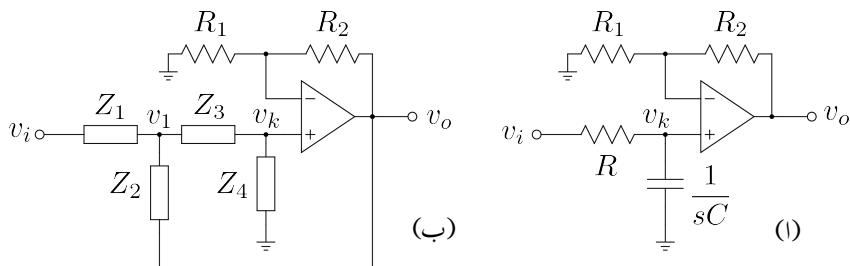
لکھا جاسکتا ہے جس سے

$$A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{1}{sRC + 1} \right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں

$$(6.129) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



شکل 6.63: بڑورت فلٹر

لکھتے ہوئے

$$\frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کا مساوات 6.127 کے ساتھ سے موازنہ کریں جو پہلے درجے کی بڑورت فلٹر کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ شکل 6.63 اف پہلے درجے کا بڑورت فلٹر ہے۔ اور C کی جگہیں آپس میں تبدیل کرنے سے پہلے درجے کا بلند گزار بڑورت فلٹر حاصل ہوتا ہے۔ ایک درجی بڑورت فلٹر میں  $A_0$  کی قیمت کچھ بھی رکھی جاسکتی ہے۔ عموماً  $A_0$  کو استعمال کرتے ہوئے اشارہ بڑھایا جاتا ہے۔

آئیں شکل 6.63 ب میں دئے دوسرے درجے کے بڑورت فلٹر کو حل کریں۔ جو  $v_1$  پر کرخوف کے قانون برائے برقی روکی مدد سے

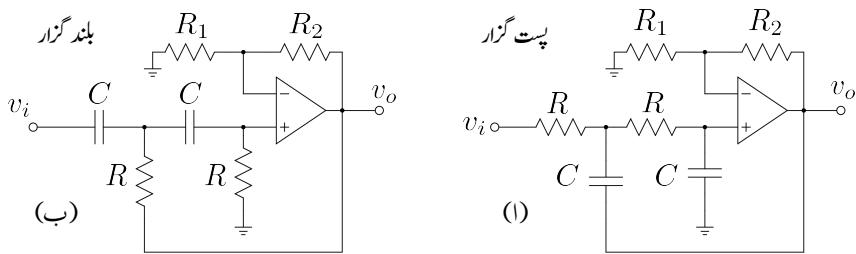
$$\frac{v_1 - v_i}{Z_1} + \frac{v_1}{Z_3 + Z_4} + \frac{v_1 - v_o}{Z_2} = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جبکہ کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے

$$v_k = \left( \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right) v_1$$

لکھا جا سکتا ہے۔ ثابت ایپلینیٹر 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

$$(6.131) \quad A(s) = \frac{A_0 \left( \frac{1}{RC} \right)^2}{s^2 + \left( \frac{3-A_0}{RC} \right) s + \left( \frac{1}{RC} \right)^2}$$

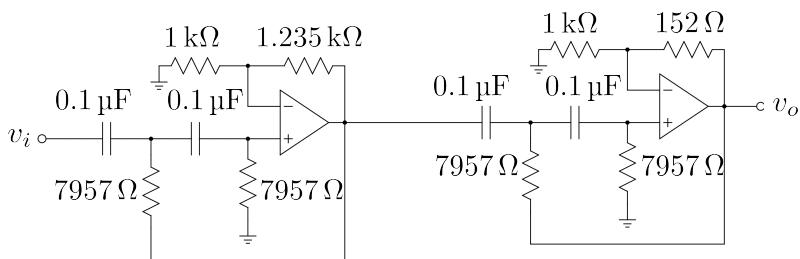
مساویات 6.131 کا مساوات 6.128 کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے

$$(6.132) \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_0 = 3 - 2\zeta$$

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

$$A_{v1} = 3 - 0.765 = 2.235$$

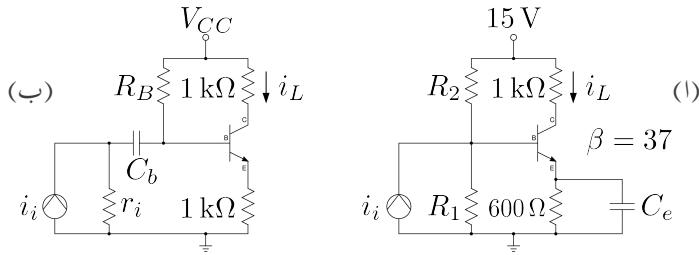
$$A_{v2} = 3 - 1.848 = 1.152$$

## 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

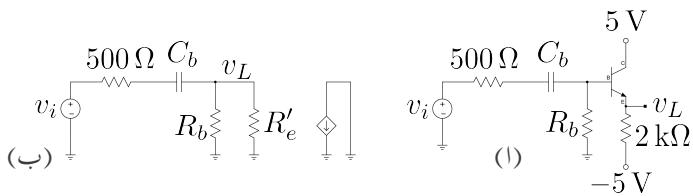
تمام سوالات میں  $(\beta \approx \beta + 1)$  لیا جا سکتا ہے۔

سوال 6.66: شکل 6.66 الف میں

•  $R_2$  اور  $R_1$  کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ  $i_L$  کا جیٹہ زیادہ سے زیادہ ممکن ہو۔• پست انقطائی نقطے 5 Hz پر رکھنے کے لئے درکار کپیسٹر  $C_e$  کی قیمت حاصل کریں۔•  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں اور اس کے حقیقی قیمت کا بوڈا خط کھینچیں۔جوابات:  $R_2 = 7.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 3.26 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{BB} = 4.5 \text{ V}$ ,  $R_B = 2.2 \text{ k}\Omega$ ,  $I_{CQ} = 5.77 \text{ mA}$ ,  $C_e = 548 \mu\text{F}$ ,  $r_e = 4.3 \Omega$ 

$$A_i = \left( \frac{\beta R_B}{R_B + r_{be}} \right) \frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{R_B + r_{be} + \beta R_E}{R_E C_E (R_B + r_{be})}} = 34.5 \left( \frac{s + 3.04}{s + 31.66} \right)$$

سوال 6.2: شکل 6.66 ب میں  $\beta = 137$  اور  $r_i = 40 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  کی قیمت کیا ہو گی؟  $C_b$  کی مساوات حاصل کرتے ہوئے 60 Hz پر حاصل کرنے کے لئے درکار  $C_b$  کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کے حقیقی قیمت کا بوڈا خط کھینچیں۔



شکل 6.67:

جوابات:  $R_B \parallel r_e$  کی بنابر  $r_e$  کو نظر انداز کرتے ہوئے  $C_b = 21.8 \text{ nF}$  حاصل ہوتا ہے۔  $R'_B$  کو لکھتے ہوئے  $(r_{be} + (\beta + 1)R_E)$

$$A_i = \frac{r_i \parallel R'_B}{r_e + R_E} \left( \frac{s}{s + \frac{1}{(r_i + R'_B)C_b}} \right)$$

سوال 6.3: شکل 6.67 الف میں  $R_b$  کی ایسی قیمت حاصل کریں کہ  $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$  حاصل ہو۔ پست نقطائی تعداد کو  $10 \text{ Hz}$  پر رکھنے کی خاطر درکار  $C_b$  حاصل کریں۔

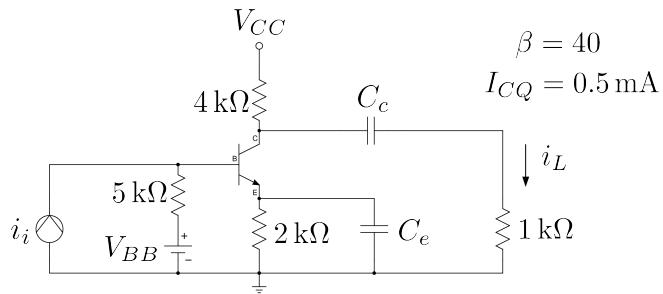
جوابات:  $R_b = 10.65 \text{ k}\Omega$  حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں  $R_e$  کو  $(\beta + 1)$  سے ضرب دیتے ہوئے ٹرانزیستر کے میں جانب منتقل کر کے  $R'_e$  کہا گیا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہی  $\omega = \frac{1}{C_b(r_i + R_b \parallel R'_e)}$  لکھا جا سکتا ہے جس سے  $C_b = 1.529 \mu\text{F}$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 6.4: شکل 6.66 ب میں  $R_e$  کے متوازی  $100 \mu\text{F}$  کپیسٹر نسب کرتے ہوئے  $\frac{i_L}{i_i}$  کے حقیقی قیمت کا بوڈا خطي پھنسیں۔  $V_{CC} = 10 \text{ V}$  اور  $\beta = 99$ ،  $R_B = 400 \text{ k}\Omega$ ،  $r_i = 200 \text{ k}\Omega$ ،  $C_b = 10 \mu\text{F}$  میں۔

جواب:

$$A_i = \frac{-158s \left( 1 + \frac{s}{10} \right)}{\left( 1 + \frac{s}{0.355} \right) \left( 1 + \frac{s}{17.65} \right)}$$

سوال 6.5: شکل 6.68 میں



: 6.68

- $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  کی مساوات حاصل کریں۔  $r_{be}$  کو نظر انداز نہ کریں۔
- دونوں کپیسٹروں کی وہ قیمتیں دریافت کریں جن پر  $A_i$  کے دونوں قطب  $10 \text{ rad/s}$  پر پائے جائیں۔
- افزائش  $A_i$  کے حقیقی قیمت کا بودھ خط کھینچیں۔

جوابات:

$$A_i = \frac{-R_c r_i \beta}{(R_c + R_L)(r_i + r_{be})} \frac{s(s + w_s)}{(s + w_{q1})(s + w_{q2})}$$

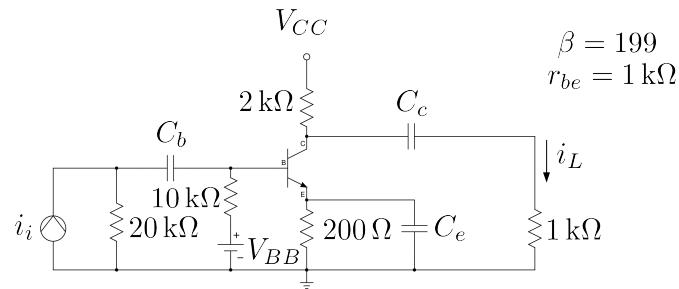
$$w_s = \frac{1}{R_e C_e}$$

$$w_{q1} = \frac{1}{(R_c + R_L) C_c}$$

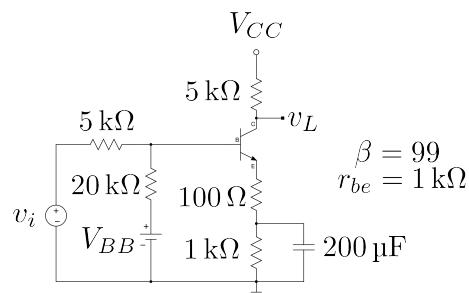
$$w_{q2} = \frac{1}{\left[ R_e \parallel \left( \frac{r_i + r_{be}}{\beta + 1} \right) \right] C_e}$$

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

$$C_e = 636 \mu\text{F}, C_c = 20 \mu\text{F}$$



شکل 6.69



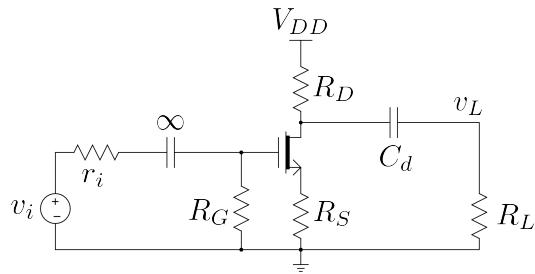
شکل 6.70

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 حاصل ہو۔

$$\text{جوابات: } C_d = 55 \text{ nF}$$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d \left[ R_L + \left( R_D \parallel r_o + (\mu + 1) R_S \right) \right]}$$

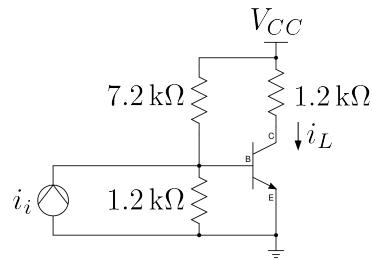
سوال 6.9: شکل 6.71 میں  $R_S$  کے متوازی لامدد کپیسٹر نسب کرتے ہوئے سوال 6.8 کو دوبارہ حل کریں۔

$$\text{جوابات: } C_d = 77 \text{ nF}$$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d (R_L + R_D \parallel r_o)}$$

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 روکھڑتی ہے اور  $C_{b'c}$  کو صفر تصور کرتے ہوئے  $\beta$ ،  $f_T$  اور  $r_{b'e}$  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،  $R_2 = R'_L = R_C = 1.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_S = R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ ، تینوں کپیسٹر کی  $I_{CQ} = 10 \text{ mA}$  اور  $R_E = 100 \Omega$  ہے۔ ٹرانزسٹر کی  $f_T = 200 \text{ MHz}$  ہے۔ درمیانی تعداد کی  $r_{bb'} = 0$  اور بلند انقطعی تعداد  $A_{vD} = \frac{v_o}{v_s} = 5 \text{ pF}$  اور  $\beta = 100$  حاصل کریں۔  $f_H$

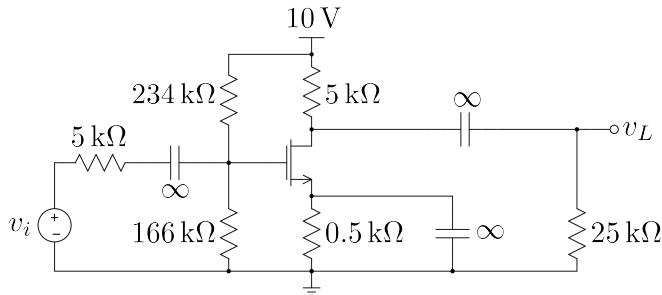
جوابات:  $C_M = 1200 \text{ pF}$ ,  $C_{b'e} = 318 \text{ pF}$ ,  $R_{th} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $r_{b'e} = 253 \Omega$ ,  $g_m = 0.4 \text{ S}$ ,  $A_{vD} = -5.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ ,  $414 \text{ kHz}$

سوال 6.12: سوال 6.11 میں،  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$  اور  $\beta = 25$ ،  $C_{b'e} = 2 \text{ pF}$  تصور کرتے ہوئے اور  $A_{vD}$  دوبارہ حاصل کریں۔ بقیا تمام معلوم جوں کے توں ہیں۔

جوابات:  $R_{th} = r_{b'e} = 650 \Omega$  اور  $C_M = 50 \text{ pF}$ ,  $C_{b'e} = 32 \text{ pF}$ ,  $g_m = 0.04 \text{ S}$  ہے جو کہ  $f_H = 4.9 \text{ MHz}$  کے لئے مساوات 6.84 استعمال کیا جائے گا۔ یوں  $A_{vD} = -1.47 \frac{\text{V}}{\text{V}}$  حاصل ہوتا ہے۔

سوال 6.13: ایک ماسنیٹ جس کا استعمال کیا جائے گا۔ اس کی  $I_{DS} = 0.4 \text{ mA}$  ہیں اور  $V_t = 1 \text{ V}$ ،  $C_{gd} = 0.02 \text{ pF}$ ,  $C_{gs} = 0.25 \text{ pF}$  ہے۔ اس کی  $f_T$  حاصل کریں۔

جواب:  $333 \text{ MHz}$



6.73: شکل

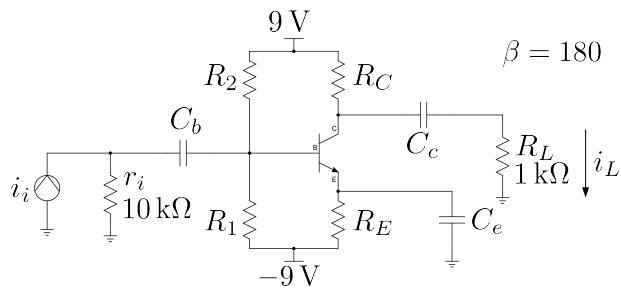
سوال 6.14: شکل 6.73 میں  $C_{gd} = 0.12 \text{ pF}$  اور  $C_{gs} = 1.2 \text{ pF}$  ،  $V_t = 2 \text{ V}$  ،  $k_n = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  میں مذکور ہے۔ ملکپسیٹر،  $f_T$  اور  $A_v$  کا  $f_H$  حاصل کریں۔

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۔

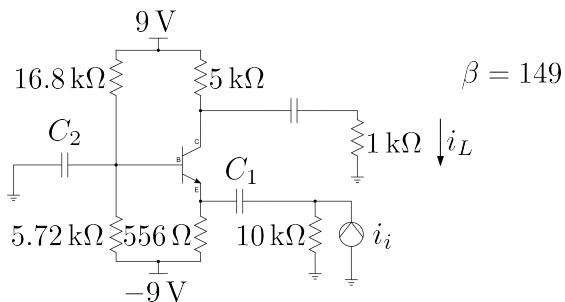
سوال 6.15: کیمکوڈ ایمپلینیٹر کو شکل 6.49 میں دکھایا گیا ہے جس میں  $V_{CC} = 15 \text{ V}$  اور  $\beta = 149$  ہے۔  $R_E = 2.5 \text{ k}\Omega$  رکھتے ہوئے  $R_1$  اور  $R_2$  یوں چنیں کہ  $I_{C1} = 0.5 \text{ mA}$  اور  $R'_2 = R'_1$  ہے۔  $R'_1$  یوں چنیں کہ  $V_{CE1} = 2 \text{ V}$  ہو۔  $R_{C2}$  یوں چنیں کہ  $V_{CE2} = 5 \text{ V}$  حاصل ہو۔ ان قیتوں کو استعمال کرتے ہوئے درمیانی تعداد پر افزائش  $A_v$  حاصل کریں۔

سوال 6.16: شکل 6.74 میں داخلی اشارے کی مزاجمت  $r_i = 10 \text{ k}\Omega$  جبکہ بوجھ کی مزاجمت  $1 \text{ k}\Omega$  ہے۔ زیادہ سے زیادہ  $A_i$  حاصل کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $i_i$  کا زیادہ سے زیادہ حصہ ٹرانزیٹر کے بیس میں سے گزرتے۔ اسی طرح خارجی جانب زیادہ سے زیادہ  $i_L$  تب حاصل ہو گا جب  $R_C \gg R_L$  ہو۔  $R_B = r_i$  اور  $R_C = 9R_E$  دونوں سے حاصل کونے  $2 \text{ Hz}$  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:  $V_{BB} = 1.69 \text{ V}$ ،  $I_C = 1.62 \text{ mA}$ ،  $R_C = 5 \text{ k}\Omega$ ،  $R_E = 556 \text{ }\Omega$ ،  $R_B = 10 \text{ k}\Omega$ ،  $C_e = 198 \mu\text{F}$ ،  $C_b = 15.9 \mu\text{F}$ ،  $C_c = 13.3 \mu\text{F}$ ،  $R_1 = 24.7 \text{ k}\Omega$ ،  $R_2 = 16.8 \text{ k}\Omega$  ہیں۔  $A_i = -96.4 \frac{\text{A}}{\text{A}}$



شکل 6.74:

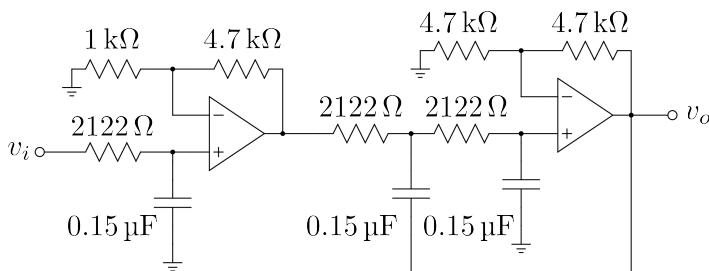


شکل 6.75:

سوال 6.17: سوال 6.16 میں استعمال شدہ ٹرانزسٹر کا  $C_{b'e} = 5 \text{ pF}$  اور  $f_T = 250 \text{ MHz}$  اور  $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$  ہیں۔ بلند انقطائی تعداد حاصل کرتے ہوئے مکمل بوداً خط کچھیں اور اس پر پست انقطائی تعداد، بلند انقطائی تعداد اور درمیانی تعداد کی افراش  $A_i$  واضح طور پر دکھائیں۔  $A_r = \frac{v_L}{i_L} \times \frac{i_L}{i_i} = \frac{v_L}{i_i}$  ایسا کرنے کی خاطر یعنی  $\frac{v_L}{i_i} = \frac{v_L}{i_L} \times \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر  $i_i = A_i R_L$  لکھ کر حاصل کریں۔

$$A_r = -96.4 \frac{\text{kV}}{\text{A}}, f_H = 11.57 \text{ MHz}, C_{b'e} = 631 \text{ pF}$$

سوال 6.18: شکل 6.75 میں درمیانی تعداد پر  $A_i = \frac{i_L}{i_i}$  حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کا  $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$  اور  $C_{b'e} = 5 \text{ pF}$  ہیں۔ بلند انقطائی تعداد بھی حاصل کریں۔ بیرونی کپسیلوں کی قیمت لا محدود تصور کریں۔  $f_T = 250 \text{ MHz}$



شکل 6.76: بڑورت فلٹر کا سوال

جوابات:  $f_{Hbc} = 32 \text{ MHz}$  ،  $f_{Hbe} = 46.7 \text{ MHz}$  ،  $C_{b'c} = 636 \text{ pF}$  ،  $A_i = 0.833 \frac{\text{A}}{\text{A}}$  ہیں  
یہ دونوں جوابات بہت قریب قریب ہیں تاہم ہم  $C_{b'c}$  سے پیدا 32 MHz کو بلند انقطائی تعداد لے سکتے ہیں۔

سوال 6.19: شکل 6.61 کی مدد سے  $n = 6$  کی صورت میں تینوں  $k$  حاصل کرتے ہوئے بڑورت کلیے لکھیں۔

جواب: جدول 6.1 میں جوابات دئے گئے ہیں۔

سوال 6.20: شکل 6.62 کی مدد سے  $n = 7$  کی صورت میں تینوں  $k$  حاصل کرتے ہوئے بڑورت کلیے لکھیں۔

جواب: جدول 6.1 میں جوابات دئے گئے ہیں۔

سوال 6.21: مساوات 6.130 حاصل کریں۔

سوال 6.22: مساوات 6.131 حاصل کریں۔

سوال 6.23:  $n = 3$  اور  $n = 4$  کے لئے مساوات 6.125 کو مثال 6.19 کے طرز پر ثابت کریں۔

سوال 6.24: شکل 6.76 میں بڑورت فلٹر کھایا گیا ہے۔ اس کی پیچان کرتے ہوئے اس کے مختلف متغیرات حاصل کریں۔ جوابات: یہ تین درجی  $f_H = 500 \text{ Hz}$  کا پست گزار فلٹر ہے۔ پہلی کڑی  $\frac{V}{V} 5.7$  کی افزائش بھی فراہم کرتی ہے۔



## الباب 7

### واپسی ادوار

عموماً نظام کے مستقبل کی کارکردگی اس کے موجودہ نتائج پر منحصر ہوتی ہے۔ ایسے نظام جو اپنی موجودہ کارکردگی کے نتائج کو دیکھتے ہوئے مستقبل کی کارروائی کا فیصلہ کرتے ہیں کو واپسی 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 ایکلینیفار کی جماعت بندی

ایکلینیفار کا داخلی اشارہ بر قی دباؤ یا بر قی رو ہو سکتا ہے۔ اسی طرح اس کا خارجی اشارہ بر قی دباؤ یا بر قی رو ہو سکتا ہے۔ یوں ایکلینیفار کو چار ممکنہ جماعتوں میں تقسیم کیا جا سکتا ہے جنہیں جدول 7.1 میں دکھایا گیا ہے۔

جدول 7.1: ایکلینیفار کی جماعت بندی

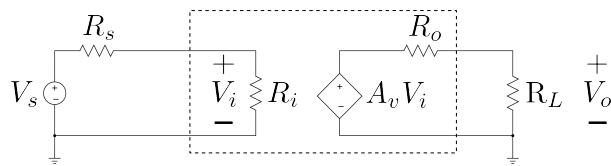
داخلی اشارہ	خارجی اشارہ	ایکلینیفار کی جماعت	افرائش
$A_v$	بر قی دباؤ	بر قی دباؤ ایکلینیفار	بر قی دباؤ
$A_i$	بر قی رو	بر قی رو ایکلینیفار	بر قی رو
$A_g$	موصل نہایکلینیفار	بر قی رو	بر قی دباؤ
$A_r$	مزاحمت نہایکلینیفار	بر قی دباؤ	بر قی رو

ہم بر قی دباؤ ایکلینیفار سے توقع کرتے ہیں کہ یہ داخلی بر قی دباؤ کو  $A_v$  گناہ بڑھا کر خارج کرے گا۔ یوں اگر اس ایکلینیفار پر خارجی جانب  $R_{L1}$  بوجھ لادا جائے اور ایکلینیفار کو  $V_s$  اشارہ داخلی جانب مہیا کیا جائے تو ہم توقع کریں گے کہ بوجھ پر  $A_v V_s$  بر قی دباؤ پایا جائے گا۔ اب اگر بوجھ کو تبدیل کرتے ہوئے  $R_{L2}$  کر دیا جائے ہم تب بھی توقع کریں گے کہ خارجی بر قی دباؤ  $A_v V_s$  ہی رہے گا۔ اسی طرح اگر داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s$  تبدیل کی جائے تو ہم توقع کرتے ہیں کہ اس کا خارجی بر قی دباؤ پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس تمام کا مطلب ہے کہ  $A_v$  پر  $R_L$  اور  $R_s$  کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔ ہم بقایا تین قسم کے ایکلینیفار سے بھی توقع کرتے ہیں کہ ان کی افراش پر بھی  $R_L$  اور  $R_s$  کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔

feedback signal<sup>2</sup>  
oscillator<sup>3</sup>

<sup>4</sup> 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 دباؤ ایپلیفائر 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 ایپلیفائر 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 دباؤ ایپلیفائز کہتے ہیں۔ شکل 7.1 میں دکھایا، مساوات 7.4 پر پورا اترتادور کامل برقی دباؤ ایپلیفائز کا دور ہے۔

حقیقی برقی دباؤ ایپلیفائز 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

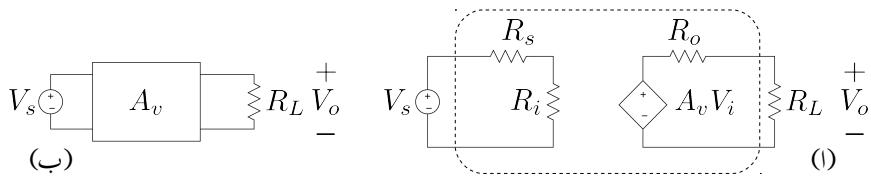
$$(7.7) \quad A_V \approx A_v$$

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

$$(7.8) \quad A_v = \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty}$$

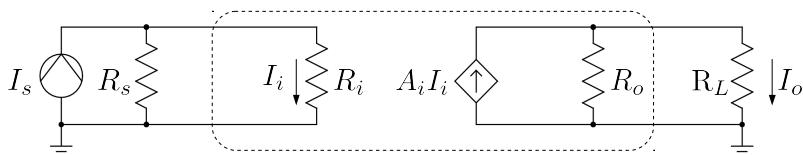
المذا  $A_v$  کو ایپلیفائز کی لامحدود بوجھ کے مزاجمت پر افراکش برقی دباؤ پکارا جاتا ہے۔ اسے بے بوجھ ایپلیفائز کی افراکش برقی دباؤ بھی پکارا جا سکتا ہے۔

شکل 7.2 الف میں برقی دباؤ ایپلیفائز میں داخلی اشارے کی مزاجمت  $R_s$  کو بھی ایپلیفائز کا حصہ تصور کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا سادہ ڈبہ نما شکل دکھایا گیا ہے۔



فہل 7.2: برقی دباؤ ایکلیپسیاٹر کا سادہ ڈبہ نمائش

نارٹن مساوی دور



فہل 7.3: برقی رو ایکلیپسیاٹر کا مساوی نارٹن دور

## برقی رو ایکلیپسیاٹر 7.1.2

برقی رو ایکلیپسیاٹر کا مساوی نارٹن دور فہل 7.3 میں نقطہ دار کلیر میں بند کھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارہ  $I_s$  مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بو جھ  $R_L$  لادا گیا ہے۔ منع داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s$  ہے۔ داخلی جانب تقسیم برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.9) \quad I_i = I_s \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

اسی طرح خارجی جانب تقسیم برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.10) \quad I_o = A_i I_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.11) \quad I_o = A_i I_s \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

جس سے کل افزائش بر قی رو  $A_I$  یوں حاصل ہوتی ہے

$$(7.12) \quad A_I = \frac{I_o}{I_s} = A_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

مساوات 7.12 میں اگر

$$(7.13) \quad \begin{aligned} R_i &\ll R_s \\ R_o &\gg R_L \end{aligned}$$

ہوں تو اسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(7.14) \quad A_I \approx A_i$$

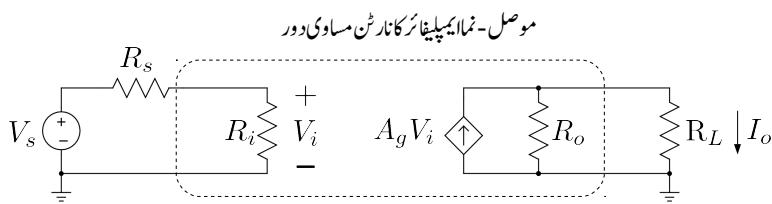
ایسا ایکلینیفار جس کی افزائش  $A_I$  کا دار و مدار داخلی یہودی مزاحمت  $R_s$  اور خارجی یہودی مزاحمت  $R_L$  پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے  $A_I$  کی قیمت اٹل ہو کو برق رو ایکلینیفار کہتے ہیں۔ بر قی رو ایکلینیفار مساوات 7.13 کے تحت ہی تخلیق دئے جاتے ہیں تاکہ ان کی افزائش زیادہ سے زیادہ ہو اور اس کی قیمت خارجی مزاحمت پر منحصر نہ ہو۔ کامل بر قی رو ایکلینیفار میں  $0 = R_i = R_o = \infty$  اور  $R_L = 0$  کی صورت میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ

$$(7.15) \quad \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{R_L=0} = A_i$$

حاصل ہوتا ہے، لہذا  $A_i$  کو صفر بوجہ کے مزاحمت پر ایکلینیفار کی افزائش بر قی رو پکارا جائے گا۔

### 7.1.3 موصل نما ایکلینیفار

آپ نے بر قی دباؤ اور بر قی رو ایکلینیفار کے مساوی دور دیکھے۔ دباؤ ایکلینیفار کا تھونن مساوی جبکہ رو ایکلینیفار کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ یہاں اس بات کا سمجھنا ضروری ہے کہ جہاں بر قی دباؤ کی بات کی جائے وہاں تھونن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے اور جہاں بر قی رو کی بات کی جائے وہاں نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ بر قی دباؤ ایکلینیفار داخلی بر قی دباؤ کو بڑھاتا ہے لہذا داخلی جانب اشارہ منبع کا تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ اسی طرح چونکہ یہ ایکلینیفار بر قی دباؤ ہی خارج کرتا ہے لہذا خارجی جانب ایکلینیفار کا تھونن مساوی دور ہی استعمال کیا گیا۔



شکل 7.4: موصل نمایمپلیناٹر 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 نمایمپلیناٹر 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 نمایمپلیناٹر کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ موصل نمایمپلیناٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.16) \quad \begin{aligned} V_i &= V_s \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \\ I_o &= A_g V_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ I_o &= A_g V_s \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

لہذا

$$(7.17) \quad A_G = \frac{I_o}{V_s} = A_g \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right)$$

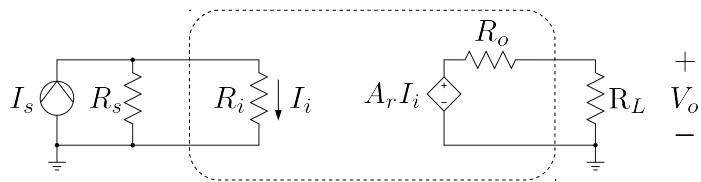
مساویات 7.16 سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_L = 0$  کی صورت میں  $\frac{I_o}{V_i}$  کی قیمت  $A_g$  کے برابر ہے یعنی

$$(7.18) \quad \left. \frac{I_o}{V_i} \right|_{R_L=0} = A_g$$

اسی طرح

$$(7.19) \quad \begin{aligned} R_i &\gg R_s \\ R_o &\gg R_L \end{aligned}$$

مزاہت - نما ایپلینیٹر کا تھیوں مساوی دور



شکل 7.5: مزاہت نما ایپلینیٹر کا مساوی دور

کی صورت میں مساوات 7.17 سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.20) \quad A_G \approx A_g$$

ایسا ایپلینیٹر جس کی افزائش  $A_G$  کا دارو مدار  $R_s$  اور مزاہت  $R_L$  پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے  $A_G$  کی قیمت اٹل ہو کو موصل نہ ایپلیفائر کہتے ہیں۔

#### 7.1.4 مزاہت نما ایپلینیٹر

شکل 7.5 میں مزاہت نما ایپلینیٹر 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 مزاہتی بوجھ پر ایپلینیٹر کی مزاہت نما افزائش کہتے ہیں۔ کل مزاہت 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:

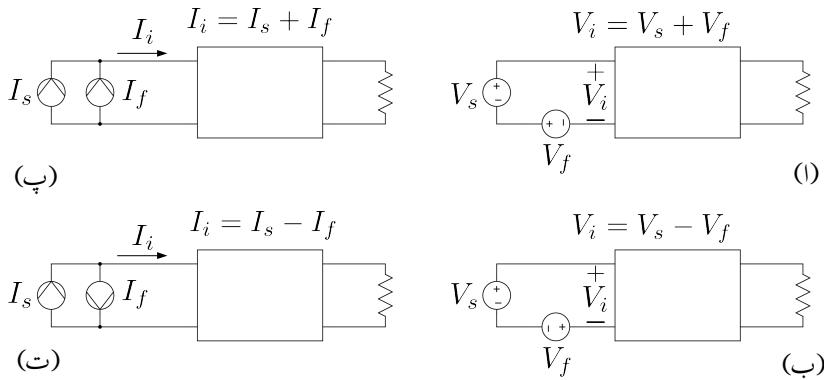
$$A_G = \frac{I_o}{V_s} = \frac{I_o}{V_o} \times \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{R_L} \times A_V$$

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

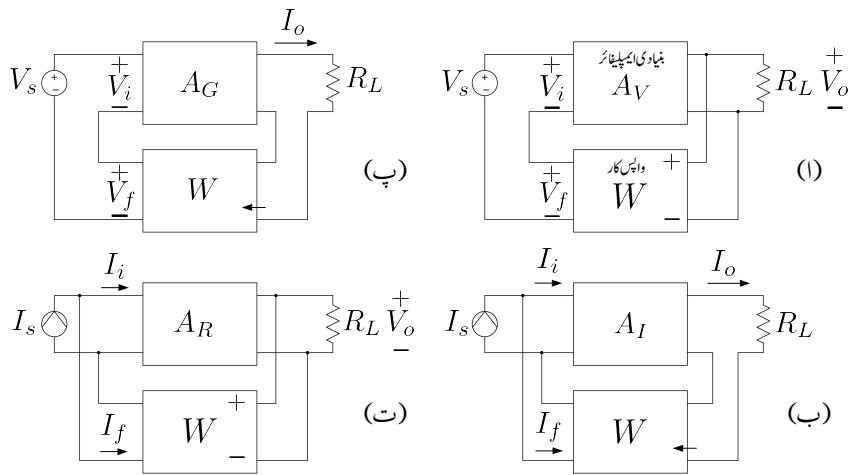
کرنا دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ت میں  $I_f$  کو منفی کرنا دکھایا گیا ہے۔ بر قی دباؤ اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں سلسلہ وار جوڑا جاتا ہے جبکہ بر قی رو اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں متوازی جوڑا جاتا ہے۔ بر قی دباؤ اشارے کو کسی صورت بر قی رو اشارے کے ساتھ جمع یا منفی نہیں کیا 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 تب اسے جمع واپسی برق دباؤ ایمپلیفائر<sup>8</sup> کہا جاتا۔ اس باب میں منفی واپسی ایمپلیفائر پر ہی بحث کی جائے گی۔ اگلے باب میں جمع واپسی ادوار کا استعمال کیا جائے گا۔

<sup>5</sup> اپ جانتے ہیں کہ آدوار ٹارڈ 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 ایکپلینیٹر کے اقسام

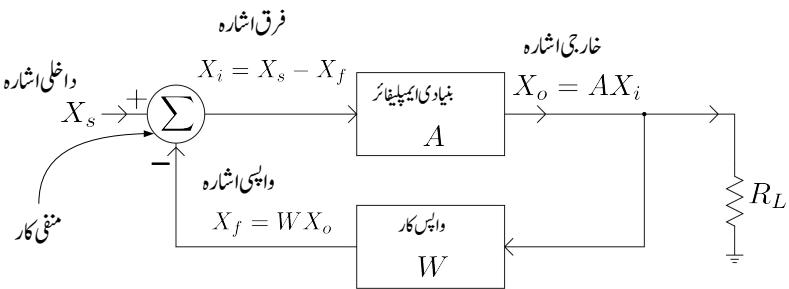
شکل 7.7 ب میں برقی رو ایکپلینیٹر میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے۔ بنیادی ایکپلینیٹر کے داخلی جانب  $I_s$  سے منفی کیا گیا ہے۔ یوں اس مکمل دور کو منفی واپسی برق رو ایکپلینیٹر<sup>9</sup> کہا جائے گا۔ واپسی اشارے کو خارجی اشارہ  $I_o$  سے حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکپلینیٹر کے خارجی جانب کے ساتھ سلسلہ وار جوڑا گیا ہے تاکہ خارجی برقی رو  $I_o$  واپس کار کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا جاسکے۔

یہاں رک کر اس بات کو سمجھیں کہ خارجی برقی دباؤ  $V_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتے وقت واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکپلینیٹر کے خارجی جانب متوازی جوڑا جاتا ہے جبکہ خارجی برقی رو  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتے وقت واپس کار کا داخلی جانب اور بنیادی ایکپلینیٹر کا خارجی جانب سلسلہ وار جوڑے جاتے ہیں۔ واپسی اشارہ از خود برقی دباؤ یا برقی رو کی صورت میں ہو سکتا ہے۔

شکل 7.7 پ میں موصل نما ایکپلینیٹر میں واپسی اشارہ شامل کرنا دکھایا گیا ہے۔ یہاں بنیادی ایکپلینیٹر کا خارجی اشارہ برقی رو  $I_o$  ہے جس سے واپسی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے لہذا واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایکپلینیٹر کے خارجی جانب سلسلہ وار جوڑا گیا ہے۔ واپس کار کا خارجی اشارہ برقی دباؤ  $V_f$  ہے جسے  $V_s$  سے منفی کیا گیا ہے۔

شکل 7.7 ت میں مزاحمت نما ایکپلینیٹر میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے جسے آپ خود سمجھ سکتے ہیں۔

<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 کاریاضی نمودرمند کرتے ہوئے انہیں کرخوف کے قوانین سے حل کرنے سے آپ بخوبی واقف ہیں۔ وابی ایکلینیفار کو بھی اسی طرح حل کرنا ممکن ہے البتہ انہیں یوں حل کرنے سے وابی عمل کی وضاحت نہیں ہوتی۔ اس حصے میں ہم وابی ایکلینیفار کو اس طرح حل کریں گے کہ ان میں وابی اشارے کا کردار اجاگر ہو۔

وابی ادوار کے تین جزو ہیں۔ پہلا جزو بنیادی ایکلینیفار، دوسرا جزو جمع کار (یا منفی کار) اور تیسرا جزو وابس کار۔ شکل 7.8 میں ان تینوں اجزاء کو دکھایا گیا ہے۔

یہاں بنیادی ایکلینیفار سے مراد حصہ 7.1 میں دکھائے چار قسم کے ایکلینیفار میں سے کوئی بھی ہو سکتا ہے۔ اشارے کی مزاحمت  $R_s$  کو یہاں بنیادی ایکلینیفار کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں شکل 7.8 میں  $A$  سے مراد  $A_G, A_I, A_V$  یا  $A_R$  ہو سکتا ہے۔ یہاں  $R_L$  کے علاوہ وابس کار کا داخلی جانب بھی ایکلینیفار کے خارجی جانب نسب ہے اور  $A$  وابس کار کے بوجھ کو بھی شامل کرتے حاصل کیا جاتا ہے۔ اس کی وضاحت حصہ 7.8 میں کی جائے گی۔ ایکلینیفار کے داخلی

اشارے  $X_f$  کو  $X_s$  یا  $I_s$  کو جکہ اس کے خارجی اشارے  $X_0$  یا  $I_0$  کو اسی طرح واپسی اشارے  $V_f$  یا  $V_0$  کو لکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ یوں اس شکل میں بنیادی ایکپلینیٹر اشارہ  $X_i$  کو بڑھا کر بطور  $X_0$  خارج کرتا ہے یعنی

$$(7.26) \quad X_o = AX_i$$

اس مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے

$$(7.27) \quad A = \frac{X_o}{X_i}$$

واپس کار عموماً غیر عامل پر زہ جات یعنی مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ سے تخلیق دیا جاتا ہے۔ یہ خارجی اشارے کا کچھ حصہ داخلی جانب تک پہنچتا ہے۔ شکل سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ واپس کار  $X_0$  کا کچھ حصہ منفی کار کو بطور واپسی اشارہ  $X_f$  پیش کرتا ہے جہاں

$$(7.28) \quad X_f = WX_o$$

ہے۔  $W$  سے مراد واپس کار کے خارجی اور داخلی اشاروں کی شرح یعنی  $\frac{X_f}{X_o}$  ہے۔  $W$  کو واپس کار کا 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

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.01 \times 99} = 49.749$$

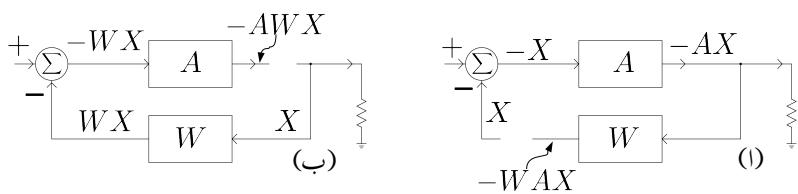
جبکہ  $W = 0.1$  پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.1 \times 99} = 9.0826$$

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 ایکلینیکر کا شرح دائرہ

ہے۔ فرض کریں کہ اس نقطے کے بائیں جانب اشارہ  $X$  پایا جاتا ہے۔ اس نقطے سے دائِرے میں گھری کے سمت چلتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اشارہ  $X$  پہلے  $-1$  سے ضرب ہو کر  $-X$  ہوتا ہے۔ اس کے بعد ایکلینیکر سے گزرتے ہوئے  $A$  سے ضرب ہو کر  $AX$  ہے اور آخر کار واپسی دور سے گزرتے ہوئے  $W$  سے ضرب کھا کر  $-WAX$  ہے۔  $WAX$  جاتا ہے۔ یوں یہ اشارہ پورے دائِرے سے گزرتے ہوئے  $-WA$  سے ضرب ہوتا ہے جسے واپسی ایکلینیکر کا افراشی دائرہ<sup>11</sup> کہا جائے گا۔ شکل ب میں دائِرے کو ایک اور جگہ سے کھلے سرے کرتے ہوئے یہی عمل دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دائِرے کو کہیں سے بھی کھلے سرے کرتے ہوئے اس نقطے سے گھری کی سمت پورا چکر کاٹتے ہوئے اشارہ  $-WA$  سے ہی ضرب ہوتا ہے۔

### 7.3.2 بنیادی مفروضہ

واپسی ایکلینیکر پر بات کرتے ہوئے مندرجہ ذیل مفروضے قصور 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 ایکلینیکر کی افزائش  $A$  کے قیمت پر بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔
3. داخلی اشارہ صرف اور صرف بنیادی ایکلینیکر 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 ایکلینیکر میں ٹرانزسٹر کا  $g_m$  یا صفر کرنے سے  $A$  کی قیمت صفر کی جاسکتی ہے۔)

loop gain<sup>11</sup>

اس مفروضے کے تحت واپس کار میں اشارہ صرف اور صرف واپسی ایکسپلیفاٹر کے خارجی جانب سے داخلی جانب گزر سکتا ہے۔ حقیقت میں واپس کار عموماً مزاحمت، کمپیٹر وغیرہ سے بنا ہوتا ہے اور اس میں اشارہ دونوں جانب گزر سکتا ہے۔ ہم دیکھیں گے کہ اس کے باوجود حقیقی ایکسپلیفاٹر میں پھر بھی اس مفروضے پر چلتے ہوئے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں۔

4. خارجی اشارہ صرف اور صرف واپس کار سے گزرتے ہوئے داخلی جانب پہنچ سکتا ہے۔

اس مفروضے کے تحت اشارہ بنیادی ایکسپلیفاٹر میں گزرتے ہوئے خارجی جانب سے داخلی جانب نہیں پہنچ سکتا۔ اس کا مطلب ہے کہ اگر واپس کار کے مستقل  $W$  کی قیمت صفر کر دی جائے تو واپسی اشارے کی قیمت بھی صفر ہو جائے گی۔

## 7.4 واپسی ایکسپلیفاٹر کی خوبیاں

منفی واپسی ایکسپلیفاٹر افزائش گھٹاتا ہے جبکہ ایکسپلیفاٹر کا بنیادی مقصد ہی اس کی افزائش ہے۔ اس کے باوجود منفی واپسی ایکسپلیفاٹر کا استعمال عام ہے۔ منفی واپسی ایکسپلیفاٹر افزائش گھٹاتے ہوئے ایکسپلیفاٹر کی متعدد اہم خوبیوں کو بہتر کرتا ہے۔ اس حصے میں انہیں پر غور کیا جائے گا۔

### 7.4.1 متعلق افزائش

درجہ حرارت میں تبدیلی، عمر سیدگی یا ٹرانزسٹر وغیرہ کی تبدیلی سے کسی بھی ایکسپلیفاٹر کی افزائش متاثر ہوتی ہے۔ آئیں ایک مثال سے دیکھیں کہ واپسی ایکسپلیفاٹر میں افزائش کے تبدیلی کو کس طرح گھٹایا جاتا ہے۔

مثال 7.3: ایک بنیادی ایکسپلیفاٹر جس کی اصل افزائش  $A = 50$  ہے میں ٹرانزسٹر تبدیل کیا جاتا ہے جس کے بعد اس کی نئی افزائش  $A_1 = 45$  ہو جاتی ہے۔ افزائش میں تبدیلی کی فی صد شرح حاصل کریں۔ اس ایکسپلیفاٹر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے جہاں  $W = 0.1$  ہے۔ ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد واپسی ایکسپلیفاٹر کی افزائش حاصل کریں اور ان میں تبدیلی کی فی صد شرح حاصل کریں۔

حل:

بنیادی ایکپلینیاٹ میں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{45 - 50}{45} \right| \times 100 = 11.11\%$$

ہے۔ واپسی ایکپلینیاٹ میں ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے  $A_f$  اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد  $A_{f1}$  مندرجہ ذیل ہیں

$$A_f = \frac{50}{1 + 0.1 \times 50} = 8.3333$$

$$A_{f1} = \frac{45}{1 + 0.1 \times 45} = 8.1818$$

یوں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left| \frac{8.1818 - 8.3333}{8.3333} \right| \times 100 = 1.818\%$$

ہے۔

آپ نے دیکھا کہ بنیادی ایکپلینیاٹ میں 11.11 فی صد تبدیلی آئی جبکہ واپسی ایکپلینیاٹ میں صرف 1.818 فی صد تبدیلی آئی۔ یوں ایکپلینیاٹ میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش مستحکم ہوئی۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاتا ہے کہ واپسی اشارے سے افزائش

$$\frac{11.1111}{1.818} = 6.1117$$

یعنی تقریباً چھ گنا مستحکم ہوئی۔

آئیں اس تمام کو حسابی شکل دیں۔ مساوات 7.31 میں  $A_f$  کا ساتھ تفرق لیتے ہیں۔

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{(1 + WA)^2}$$

اس کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$dA_f = \frac{dA}{(1 + WA)^2}$$

اس مساوات کو مساوات 7.31 سے تقسیم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \frac{dA_f}{A_f} &= \left( \frac{dA}{(1 + WA)^2} \right) \times \left( \frac{1 + WA}{A} \right) \\ &= \left( \frac{dA}{A} \right) \left( \frac{1}{1 + WA} \right) \end{aligned}$$

اس مساوات سے افزائش کا مستحکم  $M$  ہونا یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.32) \quad M = \frac{\left| \frac{dA}{A} \right|}{\left| \frac{dA_f}{A_f} \right|} = 1 + WA$$

مساوات 7.31 کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے

$$(7.33) \quad A_f = \frac{A}{M}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے آپ کیجے سکتے ہیں کہ وابی ایکلینیاٹر میں کل افزائش  $M$  گناہگتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کل افزائش  $M$  گناہگتی ہے۔ یوں ایکلینیاٹر تخلیق دیتے وقت آپ افزائش گھٹاتے ہوئے اسے زیادہ مستحکم بن سکتے ہیں یا اس کے بر عکس افزائش کو کم مستحکم کرتے ہوئے اس کی قیمت بڑھا سکتے ہیں۔

اگر

$$(7.34) \quad |WA| \gg 1$$

ہو تو مساوات 7.31 مندرجہ ذیل سادہ صورت اختیار کر لیتے ہے۔

$$(7.35) \quad A_f = \frac{A}{1 + WA} \approx \frac{A}{WA} = \frac{1}{W}$$

مساوات 7.35 انتہائی اہم مساوات ہے جس کے تحت  $1 \gg WA$  کی صورت میں وابی ایکلینیاٹر کی افزائش صرف اور صرف واپس کار کے  $W$  پر مختص ہوتی ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر ہوا، واپس کار کو عموماً مزاحمت وغیرہ سے بنایا

جاتا ہے۔ بر قیتی پر راجات میں ٹرانزسٹر، ماسفیٹ اور ڈائیوڈ وغیرہ کی کارکردگی درجہ حرارت یا وقت کے ساتھ تبدیل ہوتی ہے۔ ان کے بر عکس مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ میں ایسی تبدیلیاں نہایت کم ہوتی ہیں۔ یوں درجہ حرارت یا وقت کے ساتھ واپس کار کی  $W$  کے تبدیل کو رد کیا جا سکتا ہے جس سے واپسی ایکلینیکر کی افزائش نہایت مستحکم ہو جاتی ہے۔

مستحکم ایکلینیکر تخلیق دینے کا طریقہ ایک مثال کی مدد سے سمجھتے ہیں۔

---

مثال 7.4: موصل نما ایکلینیکر تخلیق دیتے وقت درجہ حرارت کے تبدیلی سے توقع کی جاتی ہے کہ بغیر واپسی اشارے کے ایکلینیکر کی افزائش میں 5% تبدیلی رونما ہو گی جو کہ قابل قبول نہیں۔ زیادہ سے زیادہ 0.4% تبدیلی قابل برداشت ہے۔ ایک عدد موصل نما واپسی ایکلینیکر تخلیق دیں جس کی افزائش  $V/45^A$  ہو اور اس میں تبدیلی 0.4% سے تجاوز نہ کرے۔

حل:

ایسی صورت میں بنیادی ایکلینیکر کی افزائش  $A$  کو ضرورت سے  $M$  گنازیادہ رکھ کر اسے تخلیق دیا جاتا ہے۔ اس ایکلینیکر کے افزائش میں درجہ حرارت کے تبدیلی سے 5% تبدیلی پیدا ہو گی۔ اس کے بعد اس میں واپسی اشارے کی شمولیت کی جاتی ہے جس سے ایکلینیکر کی واپسی افزائش  $M$  گناہم ہونے کے ساتھ ساتھ  $M$  گنا مستحکم بھی ہو جاتی ہے۔

موجودہ صورت میں تمام معلومات فی صد کی صورت میں دی گئی ہیں۔ مساوات 7.32 کو استعمال کرتے ہوئے اگر بنیادی ایکلینیکر کی افزائش میں تبدیلی یعنی  $dA$  کی قیمت پانچ فی صد ہے تو  $A$  کی قیمت سونی صد ہو گی۔ اسی طرح اگر  $dA_f$  کی قیمت آدھانی صد ہو تو  $A_f$  کو سونی صد تصور کیا جائے گا۔ یوں

$$\begin{aligned}\frac{dA}{A} &= M \left( \frac{dA_f}{A_f} \right) \\ \frac{5}{100} &= M \left( \frac{0.5}{100} \right) \\ M &= 10\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس ایکلینیکر کو دس گنا مستحکم کرنے کی ضرورت ہے۔

لہذا ہم ایسا یکپلینیاٹر تخلیق دیں گے جس کی واپسی اشارہ شامل کرنے سے پہلے افراکش درکار قیمت سے  $M$  گنا زیادہ ہو لینے  $A$  کی قیمت  $450 = 45 \times 10$  ہو گی۔ اس میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افراکش کو دس گنا مضائقہ کیا جائے گا اور ساتھ ہی ساتھ  $A_f = 45$  حاصل کی جائے گی جو کہ درکار موصل نما افراکش ہے۔ مساوات 7.31 کے تحت

$$45 = \frac{450}{1 + W \times 450} \approx \frac{1}{W}$$

$$W = \frac{1}{45} = 0.02222$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ واپس کار کے مستقل کی درکار قیمت ہے۔

---



---

مثال 7.5 میں  $A_f = -1000$  اور  $A = -100 : 7.5$  کی صورت میں  $W$  حاصل کریں۔

حل:

$$-100 = \frac{-1000}{1 - 1000W}$$

سے  $W = -0.009$  حاصل ہوتا ہے۔

---

مساوات 7.35 میں  $A_f$  سے مراد واپسی ایکپلینیاٹر کی افراکش ہے جو کہ برقی دباؤ واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں  $A_{vf}$ ، رُو واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں  $A_{if}$ ، موصل نما واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں  $A_{gf}$  اور مزاحمت نما واپسی ایکپلینیاٹر کی صورت میں  $A_{rf}$  کو ظاہر کرتا ہے۔

### 7.4.2 تعددی بگاڑ

مساوات 7.35 کے تحت  $1 \gg WA$  کی صورت میں واپسی ایکلینیکر کی افزائش صرف اور صرف  $W$  پر منحصر ہوتی ہے۔ اگر واپس کار کی خاصیت تعدد پر منحصر نہ ہو تو واپسی ایکلینیکر کی کار کردگی بھی تعدد پر منحصر نہیں ہو گی۔ واپس کار میں صرف مزاحمت استعمال کرتے ہوئے اس کے کار کردگی کو تعدد سے پاک بنایا جا سکتا ہے۔

اگر واپس کار میں کپسٹر اور امالہ استعمال کئے جائیں تب اس کی کار کردگی تعدد پر منحصر ہو گی۔ ایسی صورت میں واپسی ایکلینیکر کی کار کردگی بھی تعدد پر منحصر ہو گی۔ یوں اگر کسی خاص تعدد  $\omega_0$  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

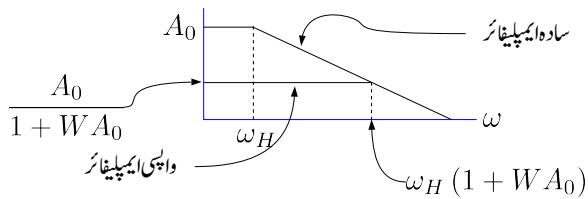
فرض کریں کہ بنیادی ایکلینیکر کے افزائش میں ایک عدد قطب پایا جاتا ہے یعنی

$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}$$

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 وابی 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۔ وابی 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 وابی اشارہ شامل کرتے ہوئے وابی ایکلینیٹر حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر وابی کار کا مستقل W = 0.01 ہو تو وابی 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

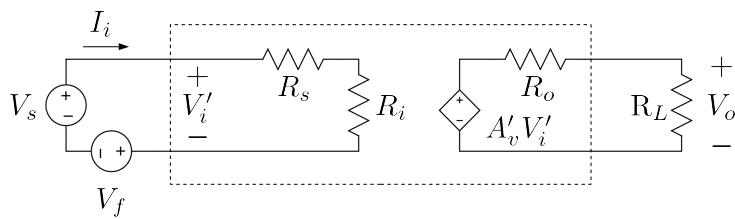
$$(7.43) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i}$$

$$= (1 + WA_V) (R_s + R_i)$$

$$= (1 + WA_V) R'_i$$

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 ایکلینیفار کی داخلي مزاحمت

\$V\_s\$ اور داخلي برقی رو کی شرح بڑھ جاتی ہے، جس سے داخلي مزاحمت بھی بڑھ جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ برقی دباؤ کا واپسی اشارہ چاہے خارجی برقی دباؤ یا خارجی برقی رو سے حاصل کیا جائے، یہ ہر صورت داخلي مزاحمت کو بڑھانے گا۔

مساوات 7.43 میں 0 پر کرتے ہوئے

$$(7.44) \quad R_{if} = (1 + WA_V) R_i$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلي مزاحمت کو \$R\_{if}\$ لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں \$0 = R\_s\$ لیا گیا ہے۔

### 7.5.2 واپسی برقی رو ایکلینیفار کا داخلي مزاحمت

شکل 7.3 میں دکھائے برقی رو ایکلینیفار میں داخلي جانب منقی واپسی اشارہ \$I\_f\$ شامل کرتے ہوئے اسے یہاں شکل 7.12 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ یہاں \$R\_s\$ کو ایکلینیفار کا حصہ تصور کیا گیا ہے اور

$$(7.45) \quad A'_i = A_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

رکھا گیا ہے۔ اس دور میں

$$(7.46) \quad I'_i = I_s - I_f$$

کے برابر ہے۔

وابکی اشارے کی عدم موجودگی (یعنی  $I_f = 0$ ) کی صورت میں اشارہ  $I_s$  لاگو کرنے سے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$(7.47) \quad \begin{aligned} I'_i &= I_s \\ V_i &= I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) = I_s \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R'_i &= \frac{V_i}{I_s} = \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \end{aligned}$$

جہاں  $R_s$  کو شامل کرتے ہوئے،  $R'_i$  بغیر وابکی ایکلینیفار کی کل داخلی مزاحمت ہے۔ اسی طرح شکل 7.12 میں

$$\begin{aligned} I_o &= A'_i I'_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_i I'_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ I'_o &= A_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.45 کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس مساوات کے دائیں جانب کا مساوات 7.12 کے ساتھ موازنہ کرنے سے حاصل ہوتا ہے

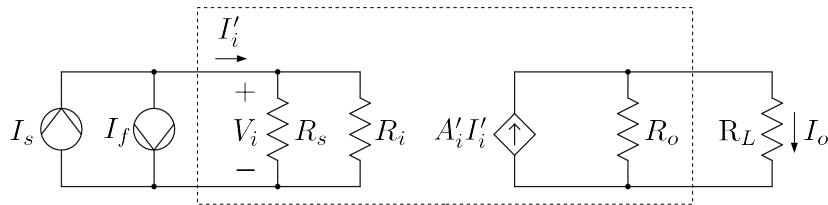
$$(7.48) \quad A_I = \frac{I_o}{I'_i}$$

وابکی اشارے کے موجودگی میں داخلی مزاحمت یوں حاصل ہو گا

$$\begin{aligned} I'_i &= I_s - I_f \\ &= I_s - W I_o \\ &= I_s - W A_I I'_i \\ I'_i &= \frac{I_s}{1 + W A_I} \end{aligned}$$

جہاں آخری قدم پر مساوات 7.48 کا استعمال کیا گیا۔ اس صورت میں داخلی برقی دباؤ

$$\begin{aligned} V_i &= I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I'_i R'_i \\ &= \left( \frac{I_s}{1 + W A_I} \right) R'_i \end{aligned}$$



شکل 7.12: واپسی برقی رو ایکلینیفار کے داخلی مزاحمت

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(7.49) \quad R'_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{R'_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت واپسی برقی رو ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  غیر واپسی ایکلینیفار کے داخلی مزاحمت  $R'_i$  سے گناہم ہوتا ہے۔

اس حقیقت کو یوں سمجھا جا سکتا ہے کہ واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں  $I_s$  داخلی مزاحمت  $R'_i$  سے گزرتے ہوئے  $V_i$  کو جنم دیتا ہے۔ اور  $I_s$  کی شرح کو داخلی مزاحمت کہتے ہیں۔ واپسی اشارے کے موجودگی میں مزاحمت  $R'_i$  سے گزرتی برقی رو کی قیمت کم ہو کر  $I_f - I_s$  ہو جاتی ہے لہذا  $V_i$  کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں  $V_i$  کی شرح بھی کم ہو جاتی ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $I_f$  چاہے خارجی برقی دباؤ  $V_o$  یا خارجی برقی رو  $I_o$  سے حاصل کیا جائے، اس کا داخلی کل مزاحمت پر ایک جیسا اثر ہوتا ہے یعنی کل داخلی مزاحمت کم ہوتا ہے۔

مساوات 7.49 میں  $R_s = 0$  پُر کرتے ہوئے

$$(7.50) \quad R_{if} = \frac{R_i}{1 + WA_I}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو  $R_{if}$  لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

### 7.5.3 واپسی موصل نما ایکلینیفار کا داخلی مزاحمت

شکل 7.4 میں واپسی اشارہ  $V_f$  کی شمولیت اور

$$(7.51) \quad A'_g = A_g \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل 7.13 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں  $R_s$  کو ایک پلینافر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_o &= A'_g V'_i \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_g V'_i \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{I_o}{V'_i} &= A_g \left( \frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.51 کا استعمال کیا گیا۔ مساوات 7.17 کے ساتھ موازنہ سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.52) \quad \frac{I_o}{V'_i} = A_G$$

وابکی اشارہ  $V_f$  کے عدم موجودگی میں ہم  $R_s$  کو شامل کرتے ہوئے کل داخلی مزاحمت  $R'_i$  حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V'_i &= V_s = I_i (R_s + R_i) \\ R'_i &= \frac{V_s}{I_i} = R_s + R_i \end{aligned}$$

آنئیں اب وابکی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  حاصل کریں۔

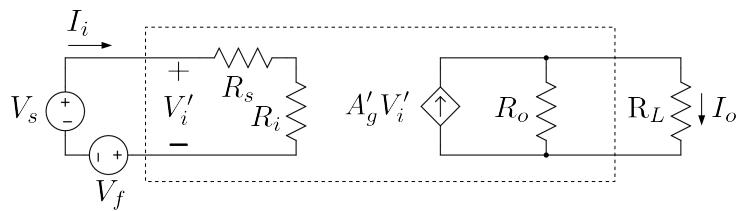
$$\begin{aligned} (7.53) \quad V'_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - WI_o \\ &= V_s - WA_G V'_i \\ V'_i &= \frac{V_s}{1 + WA_G} \end{aligned}$$

تیرے قدم پر مساوات 7.52 کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات کو

$$(7.54) \quad V'_i = I_i (R_s + R_i)$$

میں ڈالنے میں

$$\frac{V_s}{1 + WA_G} = I_i (R_s + R_i)$$



شکل 7.13: واپسی موصل نمای پلینیاٹر کی داخلی مزاحمت

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.55) \quad R'_{if} = \frac{V_s}{I_i} = (R_s + R_i)(1 + WA_G) \\ = R'_i(1 + WA_G)$$

اس مساوات کے مطابق واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  کی قیمت واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R_i$  کے  $M$  گناہ ہے۔

مساوات 7.55 میں  $R_s = 0$  پُر کرتے ہوئے

$$(7.56) \quad R_{if} = R_i(1 + WA_G)$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو  $R_{if}$  لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

#### 7.5.4 واپسی مزاحمت نمای پلینیاٹر کا داخلی مزاحمت

شکل 7.5 میں واپسی اشارہ  $V_f$  کی شمولیت اور

$$(7.57) \quad A'_r = A_r \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right)$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل 7.14 میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں  $R_s$  کو ایک پلینافر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_o &= A'_r I'_i \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_r I'_i \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{V_o}{I'_i} &= A_r \left( \frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left( \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات 7.57 کا استعمال کیا گیا ہے۔ مساوات 7.23 کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.58) \quad \frac{V_o}{I'_i} = A_R$$

وابی اشارے کے عدم موجودگی میں  $I'_i = I_s$  ہوتا ہے لہذا خالی مزاحمت  $R'_i$  یوں حاصل ہوتا ہے

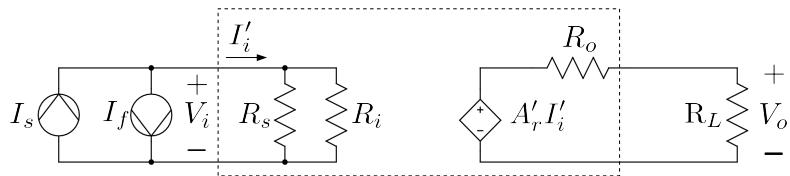
$$\begin{aligned} (7.59) \quad V_i &= I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ &= I_s \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R'_i &= \frac{V_i}{I_s} = \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \end{aligned}$$

وابی اشارے کے موجودگی میں

$$\begin{aligned} I'_i &= I_s - I_f \\ &= I_s - WV_o \\ &= I_s - WA_R I'_i \\ I'_i &= \frac{I_s}{1 + WA_R} \end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$V_i = I'_i \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right)$$



شکل 7.14: واپسی مزاحمت نمایمپلیناٹر کی داخلی مزاحمت

میں استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$V_i = \left( \frac{I_s}{1 + WA_R} \right) \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right)$$

جس سے واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$(7.60) \quad R'_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \left( \frac{1}{1 + WA_R} \right) \left( \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ = \frac{R'_i}{1 + WA_R}$$

اس مساوات کے تحت واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_{if}$  کی قیمت واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں کل داخلی مزاحمت  $R'_i$  سے  $M$  گناہم ہوتا ہے۔

مساوات 7.60 میں  $R_s = 0$  پُر کرتے ہوئے

$$(7.61) \quad R_{if} = \frac{R_i}{1 + WA_R}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں داخلی مزاحمت کو  $R_{if}$  لکھ کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ اس میں  $R_s = 0$  لیا گیا ہے۔

## 7.6 خارجی مزاحمت

اس حصے میں خارجی مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

## 7.6.1 وائپی بر قی دباؤ ایکلینیکا خارجی مزاحمت

شکل 7.11 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $V_s = 0$  رکھ 14 کر خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں۔ اور  $I_t$  کی شرح اس ایکلینیکا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.15 میں ایسا دھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_t &= \frac{V_t - A'_v V_i}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_v V_f}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_v W V_t}{R_o} \end{aligned}$$

اور یوں وائپی اشارے کے موجودگی میں خارجی مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$(7.62) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + WA'_v}$$

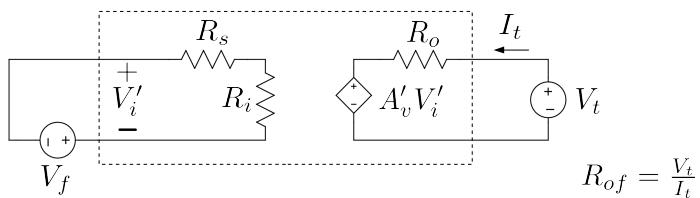
اگر  $R_L$  کو بھی شامل کیا جائے تب چونکہ  $R_L$  اور  $R_{of}$  متوازی جڑے ہیں لہذا اس صورت کل خارجی مزاحمت' یوں حاصل ہو گی

$$\begin{aligned} R_{of'} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) R_L}{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) + R_L} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{1+WA'_v}}{\frac{R_o + R_L(1+WA'_v)}{1+WA'_v}} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L (1 + WA'_v)} \\ &= \frac{R_o R_L}{R_o + R_L + WA'_v R_L} = \frac{R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}\right)} \\ &= \frac{\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}}{1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}} \end{aligned}$$

در اصل  $A_V$  اور  $R_o$  کا مساوی متوازی مزاحمت ہے جسے  $R'_o$  لکھتے ہوئے اور  $R'_o$  لکھتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$(7.63) \quad R_{of'} = \frac{R'_o}{1 + WA_V}$$

<sup>14</sup> بر قی دباؤ کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر درکیا جاتا ہے



شکل 7.15: واپسی برقی دباؤ ایکلپیناٹر 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 روایکلپیناٹر 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 ایکلپیناٹر کا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.16 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_t &= (I_t + A'_i I'_f) R_o \\ &= (I_t - A'_i I_f) R_o \\ &= (I_t - A'_i W I_o) R_o \end{aligned}$$

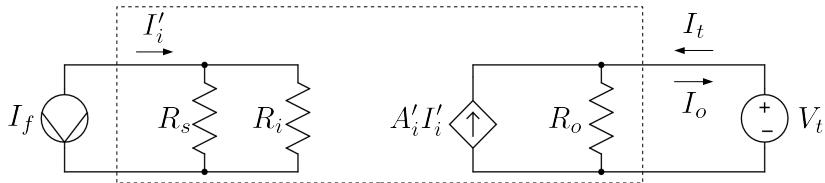
جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے  $I_t = -I_o$  ہے لہذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$V_t = (I_t + A'_i W I_t) R_o$$

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۔

$$(7.67) \quad R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o \left( 1 + WA'_g \right)$$

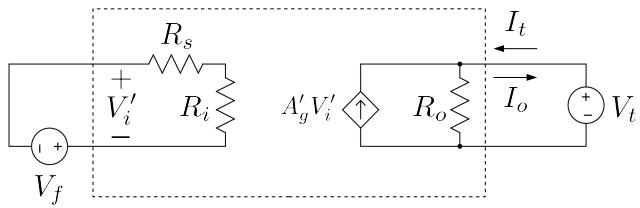
اگر  $R_L$  کو بھی شامل کی جائے تب کل خارجی مزاحمت کو لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} R'_{of} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{R_o \left( 1 + WA'_g \right) + R_L} \\ &= \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{R_o + R_o WA'_g + R_L} = \frac{R_o R_L \left( 1 + WA'_g \right)}{\left( R_o + R_L \right) \left( 1 + \frac{R_o WA'_g}{R_o + R_L} \right)} \\ &= \left( \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \right) \left( \frac{1 + WA'_g}{1 + \frac{R_o A'_g W}{R_o + R_L}} \right) \end{aligned}$$

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 نمایپلیناگر کا خارجی مزاحمت

## 7.6.4 واپسی مزاحمت نمایپلیناگر کا خارجی مزاحمت

شکل 7.14 میں  $R_L$  کو منقطع کرتے ہوئے،  $I_s = 0$  رکھ<sup>17</sup> کر خارجی جانب بر قی دباؤ  $V_t$  لاگو کرتے ہیں اور  $I_t$  کی شرح اس ایمپلیناگر کا خارجی مزاحمت  $R_{of}$  ہو گا۔ شکل 7.18 میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

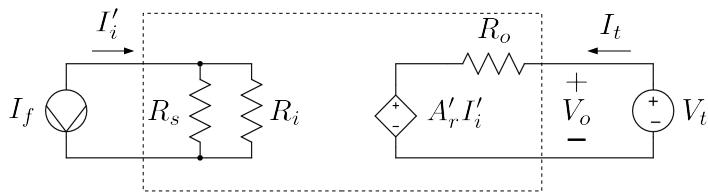
$$\begin{aligned} I_t &= \frac{V_t - A'_r I'_i}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r I_f}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_o}{R_o} \\ &= \frac{V_t + A'_r W V_t}{R_o} \end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر  $I'_i = -I_f$  کا استعمال اور چوتھے قدم پر  $V_o = V_t$  کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت  $R_{of}$  کو یوں حاصل کیا 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 کٹلے دور کیا جاتا ہے



شکل 7.18: داہی 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 جا سکتا ہے جہاں

$$(7.72) \quad V_f = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o = WV_o$$

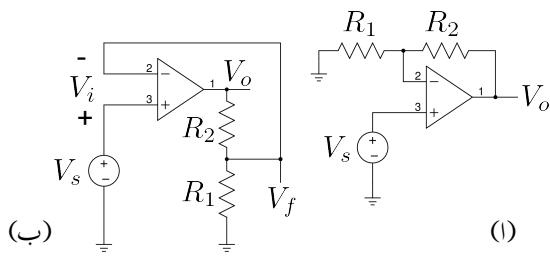
ہے۔ یوں

$$(7.73) \quad W = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات 7.72 سے صاف ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی دباؤ کی صورت میں پایا جاتا ہے اور اس کو خارجی برقی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ اسی طرح مساوات 7.71 سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو برقی دباؤ کے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہے ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ ثبت حسابی ایکلینیکر واپسی برقی دباؤ ایکلینیکر کی قسم ہے۔ مزید یہ کہ مساوات 7.72 سے صاف ظاہر ہے کہ  $R_1$  اور  $R_2$  مل کر واپس کار کا کردار ادا کرتے ہیں۔ اس حصے میں اپنی پوری توجہ واپس کار بیچانے پر رکھیں۔

$$\begin{aligned}
 V_i &= V_s - V_f \\
 V_f &= \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o \\
 &= W V_o \\
 W &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\
 A_V &= \frac{1}{W} \\
 &= 1 + \frac{R_2}{R_1}
 \end{aligned}$$



شکل 7.19: ثابت حسابی 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

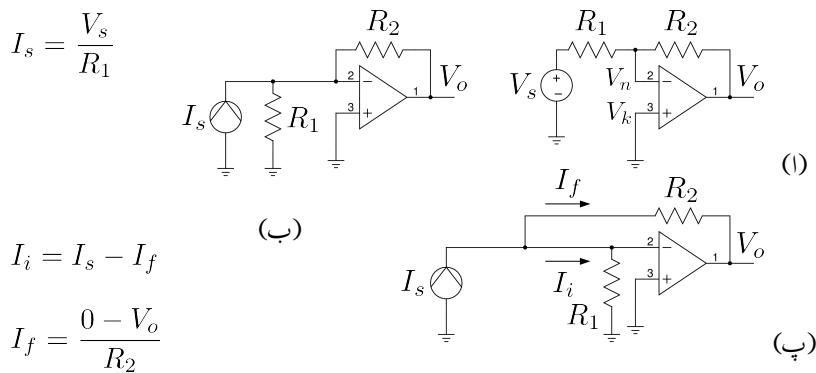
$$(7.74) \quad A_{vf} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

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 روکی مدد سے مساوات 7.29 کے طرز پر

$$(7.76) \quad I_i = I_s - I_f$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں قانون اہم کی مدد سے

$$(7.77) \quad I_f = \frac{V_n - V_o}{R_2} = \frac{0 - V_o}{R_2} = WV_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات لکھتے ہوئے یاد رہے کہ حسابی ایکلینیاٹر کے منفی اور ثابت داخلی سروں پر برابر برقی دباؤ رہتا ہے۔ چونکہ یہاں ثبت داخلی سرا برقی زمین پر ہے لہذا  $V_k = 0$  ہو گا اور اس طرح  $0 = V_n = 0$  حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.77 سے ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی روکی صورت میں ہے اور اس کو خارجی برقی دباؤ سے حاصل کیا گیا ہے۔ مساوات 7.76 سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو برقی روکے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہے ہے۔ یوں ان دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ منفی حسابی ایکلینیاٹر دراصل واپسی مزاجت نما ایکلینیاٹر کی قسم ہے۔ مندرجہ بالا مساوات سے

$$(7.78) \quad W = -\frac{1}{R_2}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ  $R_2$  ہی واپس کار ہے۔

حسابی ایکلیفائر کی افراکش نہایت زیادہ ہوتی ہے لہذا منفی ایکلیفائر مساوات 7.34 پر پورا اترتتا ہے اور یوں مساوات کے تحت 7.35

$$(7.79) \quad A_{rf} = \frac{V_o}{I_s} \approx \frac{1}{W} = -R_2$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات 7.75 کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$(7.80) \quad \frac{V_o}{\left(\frac{V_s}{R_1}\right)} = -R_2$$

$$(7.81) \quad \frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}$$

جو کہ منفی حسابی ایکلیفائر کی جانی پہچانی مساوات ہے۔

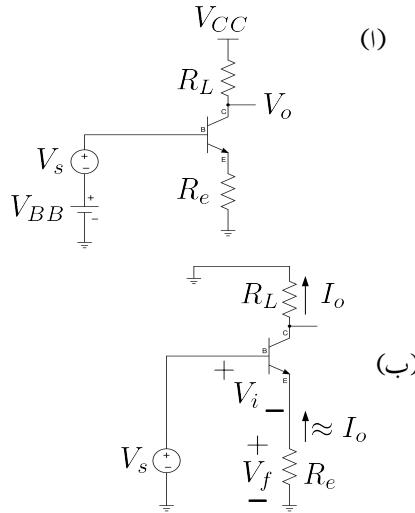
اس حصے میں واپسی مزاجمت نما ایکلیفائر میں داخلی اشارے کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا۔ اسی طرح واپسی اشارے کو بھی منفی داخلی سرے پر ہی مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو ایک ہی داخلی سرے پر مہیا کیا جائے، انہیں متوازی جٹا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی رو کے اشارات کو ہی متوازی جوڑا جا سکتا ہے لہذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی رو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو نارٹن شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو برقی رو (یعنی  $I_f$ ) کی صورت میں حاصل کریں۔  $I_f$  کے مساوات سے یہ بتانا ممکن ہو گا کہ آیا خارجی برقی دباؤ یا خارجی برقی رو سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایکلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

### 7.7.3 واپسی موصل نما ایکلیفائر

شکل 7.21 الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ  $R_L$  ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں ہاریک اشاراتی تجزیے کی غرض سے  $V_{BB} = 0$  اور  $V_{CC} = 0$  لئے گئے ہیں۔ مزید ٹرانزسٹر کے  $V_i$  کو  $V_{be}$  کھٹھے ہوئے

$$\begin{aligned} V_i &= V_s - V_f \\ &= V_s - (-I_o R_e) \\ &= V_s - W I_o \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_i &= V_s - V_f \\V_f &= -I_o R_e \\W &= -R_e \\A_{gf} &\approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e}\end{aligned}$$



شکل 7.21: براز ستر کا واپسی موصل نما ایکلینیاٹ

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کا ( $X_i = X_s - WX_o$ ) کے ساتھ موازنہ کرنے سے

$$(7.82) \quad W = -R_e$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ یہ واپسی موصل نما ایکلینیاٹ ہے اور یوں

$$(7.83) \quad A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} \approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e}$$

حاصل ہوتا ہے۔

حصہ 7.3.2 میں چند بنیادی مفروضے بیان کئے گئے جس کے پہلی شق کے مطابق  $W$  کے قیمت پر بوجھ  $R_L$  کا کوئی اثر نہیں ہو سکتا یوں  $W$  کی قیمت یا اس کی مساوات حاصل کرتے وقت یہ خیال رہے کہ اس پر بوجھ کے مزاحمت  $R_L$  کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہئے۔ 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۔

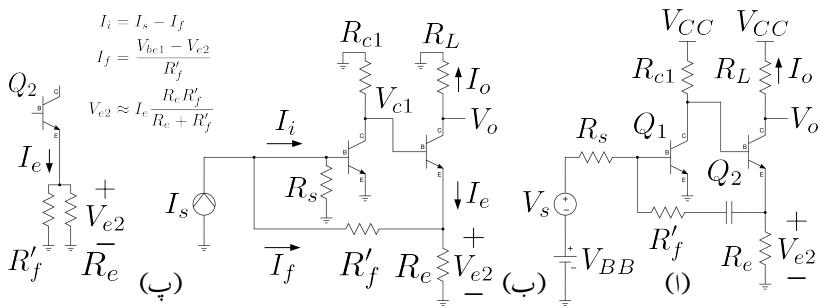
ٹرانزسٹر کے  $B$  اور  $E$  کو دو علیحدہ داخلی سرے تصور کیا جا سکتا ہے<sup>18</sup>۔ یوں اس حصے میں واپسی موصل نما ایمپلینیٹر میں داخلی اشارے کو  $B$  پر مہیا کیا گیا جبکہ واپسی اشارے کو  $E$  پر مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو دو مختلف داخلی سروں پر مہیا کیا جائے، انہیں سلسلہ وار جڑا 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

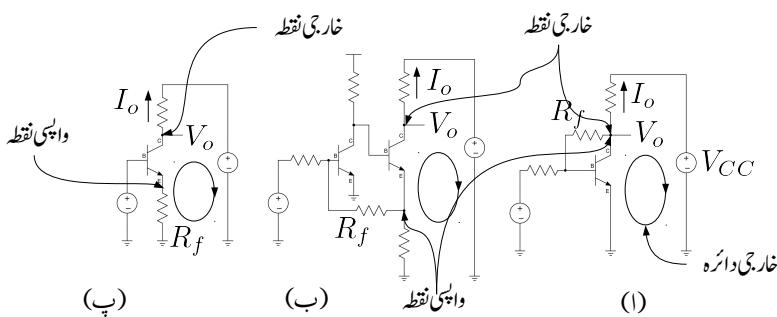
$$(7.90) \quad A_{if} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s} = \left( \frac{V_o}{I_s} \right) \frac{1}{R_L} = \frac{A_{rf}}{R_L} = -\frac{R_f}{R_L}$$

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۔ بوجہ  $R_L$  کو خارجی نقطے پر جوڑا جاتا ہے۔ اسی طرح وابی نقطے کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ یہ وہ نقطہ ہے جہاں سے واپس کار اشارہ حاصل کرتا ہے۔ بیہاں  $R_f$  بطور واپس کار کردار ادا کر رہا ہے۔ اس شکل میں واپسی نقطہ اور خارجی نقطہ دونوں ایک ہی جوڑ پر پائے جاتے ہیں۔ ایسی صورت جہاں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ ایک ہی جوڑ پر پائے جائیں میں واپس کار خارجی بر قی دباؤ  $V_0$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 ب میں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ دو علیحدہ علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں۔ یوں واپسی اشارے کو اس جوڑ سے حاصل نہیں کیا گیا جہاں سے  $V_0$  یا  $I_0$  حاصل کیا گیا ہے۔ البتہ واپسی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا



شکل 7.24: واپسی نقطہ

گیا ہے۔ خارجی دائرہ وہ دائرہ ہے جس میں خارجی برقی رو  $I_o$  کا بہاؤ ہوتا ہے۔ ایسی صورت چہاں خارجی نقطے اور واپسی نقطے دو علیحدہ جوڑ پر پائے جائیں میں واپس کار خارجی برقی رو  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل 7.24 پ میں مزاحمت  $R_e$  کو  $R_f$  لکھا گیا ہے۔ یہاں بھی خارجی اور واپسی نقطے دو علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں لہذا یہاں بھی واپس کار خارجی برقی رو  $I_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

## 7.8 واپسی ایکلینیاٹر کا تفصیلی تجزیہ

اب تک مساوات 7.34 پر پورا اترتے واپسی ایکلینیاٹروں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں ان واپسی ایکلینیاٹر پر غور کیا جائے گا جو اس مساوات پر پورا نہیں اترتے ایسا کرتے وقت ایکلینیاٹر کو دو حصوں یعنی بنیادی ایکلینیاٹر A اور واپس کار W میں تقسیم کیا جاتا ہے۔ واپسی ایکلینیاٹر میں واپسی اشارے کو صفر کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کو شامل کرتے ہوئے بنیادی ایکلینیاٹر حاصل کیا جاتا ہے۔ مندرجہ ذیل اقسام کی مدد سے ایسا کیا جاتا ہے۔

بنیادی ایکلینیاٹر کا داخلی حصہ حاصل کرنے کی خاطر خارجی اشارہ  $X_o$  کی قیمت کو صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

- اگر خارجی برقی دباؤ  $V_o$  سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہو (یعنی  $X_o = W X_f$ ) تو خارجی برقی دباؤ کو قصر دور کر کے  $V_o = 0$  کر دیا جاتا ہے جس سے  $X_f$  بھی صفر ہو جاتا ہے۔

- اس کے برعکس اگر واپسی اشارة کو  $I_0$  سے حاصل کیا گیا ہو تو خارجی دائرے کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔ یوں  $0 = I_0$  ہو جاتا ہے جس سے  $X_f$  بھی صفر ہو جاتا ہے۔

بنیادی ایمپلینیٹر کا خارجی حصہ حاصل کرنے کی خاطر کل داخلی اشارہ  $X_i$  کی قیمت صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

- اگر داخلی اور واپسی اشارات متوازی جڑے ہوں تب یہ دونوں برقی رو اشارات ہوں گے۔ انہیں قصر دور کرنے سے  $0 = I_i$  کیا جاتا ہے۔

- اس کے برعکس اگر داخلی اور واپسی اشارات سلسلہ وار جڑے ہوں تب یہ دونوں برقی دباؤ اشارات ہوں گے۔ داخلی دائرے کو کھلے سرے کرنے سے  $0 = V_i$  کیا جاتا ہے۔

اس ترکیب سے واپسی اشارہ کے اثرات کو ختم کر دیا جاتا ہے جبکہ بنیادی ایمپلینیٹر پر واپس کار کے بوجھ کے اثرات برقرار رہنے دئے جاتے ہیں۔ اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایمپلینیٹر حل کرنے کے مکمل اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

- پہلے یہ فیصلہ کریں کہ  $X_f$  برقی دباؤ یا برقی رو کا اشارہ ہے۔ اگر  $X_f$  داخلی اشارہ  $X_s$  کے ساتھ سلسلہ وار جڑا ہو تو  $X_f$  برقی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر یہ  $X_s$  کے ساتھ متوازی جڑا ہو تو  $X_f$  برقی رو اشارہ ہو گا۔ اسی طرح فیصلہ کریں کہ  $X_0$  برقی دباؤ یا برقی رو اشارہ ہے۔ اگر  $X_f$  کو  $X_0$  جوڑ سے حاصل کیا گیا ہو تو  $X_0$  برقی دباؤ اشارہ ہو گا اور اگر  $X_f$  خارجی دائرہ سے حاصل کیا گیا ہو تو  $X_0$  برقی رو اشارہ ہو گا۔

- واپسی ایمپلینیٹر کی جماعت دریافت کریں۔ اگر  $X_s$  اور  $X_f$  سلسلہ وار جڑے ہوں تب  $X_f$  برقی دباؤ اشارہ یعنی  $V_f$  ہو گا اور اگر یہ دونوں متوازی جڑے ہوں تب  $X_f$  برقی رو اشارہ یعنی  $I_f$  ہو گا۔ اسی طرح اگر واپسی اشارے کو خارجی نقطے سے حاصل کیا گیا ہو تو واپسی اشارة کو  $V_0$  سے حاصل کیا ہو گا اور خارجی اشارے کو  $V_0$  تصور کیا جائے گا۔ اس کے برعکس اگر واپسی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا گیا ہو تو خارجی اشارہ  $I_0$  تصور کیا جائے گا۔

- واپسی اشارے کا اثر ختم کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کے اثر کو برقرار رکھتے ہوئے مندرجہ بالا قوانین کی مدد سے بنیادی ایمپلینیٹر کا دور حاصل کریں۔ اگر  $X_s$  اور  $X_f$  سلسلہ وار جڑے ہوں تب داخلی اشارہ  $X_s$  کا تھوین مساوی دور استعمال کریں۔ اس کے برعکس اگر  $X_f$  اور  $X_s$  متوازی جڑے ہوں تب داخلی اشارہ  $X_s$  کا نادرٹن مساوی دور استعمال کریں۔

• بنیادی ایکلینیفار میں ٹرانزسٹر کا ریاضی عمومہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور حاصل کریں اور اس میں  $X_f$  اور  $X_0$  کی نشاندہی کریں۔

• واپسی اشارے  $X_f = WX_0$  کی مساوات حاصل کریں جس سے  $W$  کی قیمت حاصل ہو گی۔

• کرخوف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے بنیادی ایکلینیفار سے انفرائش  $A$ ، داخلی مزاحمت  $i$   $R_i$  اور خارجی مزاحمت  $R_0$  حاصل کریں۔

• مندرجہ بالا حاصل کردہ معلومات سے  $A_f$ ،  $R_{of}$  اور  $R'_{if}$  حاصل کریں۔

آئیں اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایکلینیفار حل کریں۔

## 7.9 واپسی بر قی دباؤ ایکلینیفار

شکل 7.25 الف میں واپسی بر قی دباؤ ایکلینیفار دکھایا گیا ہے۔ نقطہ مائل حاصل کرنے کی خاطر  $V_s$  کے ساتھ  $V_{BB}$  سلسلہ وار تصور کریں جس کو شکل میں نہیں دکھایا گیا تاکہ اصل مضمون پر توجہ رکھنی آسان ہو۔ اس دور کو قدم با قدم حل کرتے ہیں۔

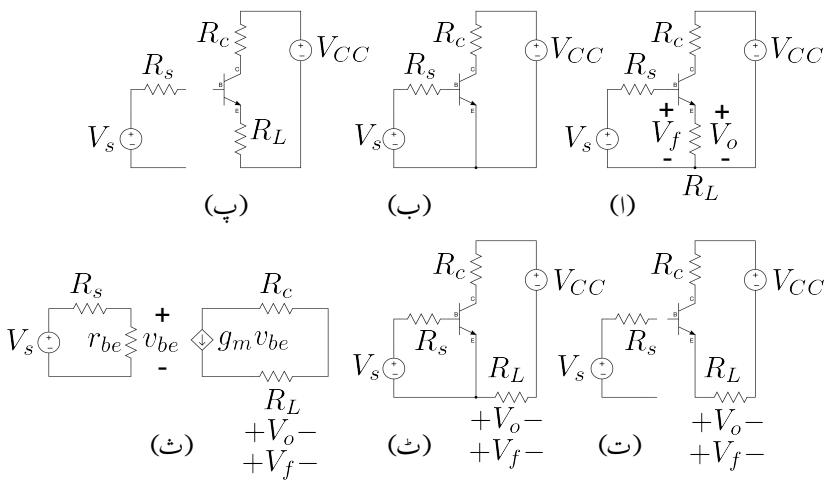
پہلے قدم پر اس کی جماعت جانا ضروری ہے۔ اس دور پر تفصیلی بحث ہو چکی ہے۔ یہ واپسی بر قی دباؤ ایکلینیفار ہے۔

چوکنہ  $V_0$  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

$$(7.92) \quad V_s = I_s R_s + V_{be}$$

چوکنہ 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۔

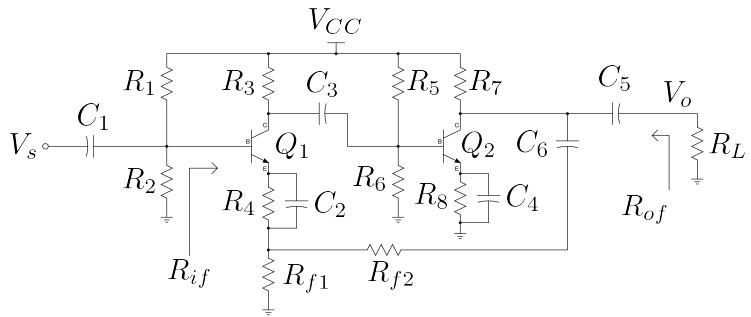
$R_L$  کی شمولیت سے  $R'_o$  کی قیمت  $R_L$  کے برابر ہے۔ اس طرح

$$(7.100) \quad R'_{of} = \frac{R'_o}{M} = \frac{R_L(R_s + r_{be})}{R_s + r_{be} + \beta R_L}$$

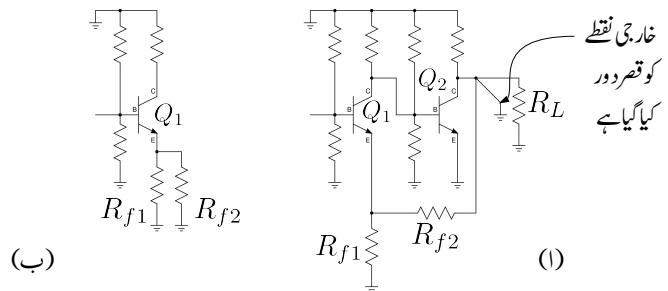
اور

$$(7.101) \quad R_{of} = R'_{of} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{R_s + r_{be}}{\beta}$$

حاصل ہوتا ہے۔



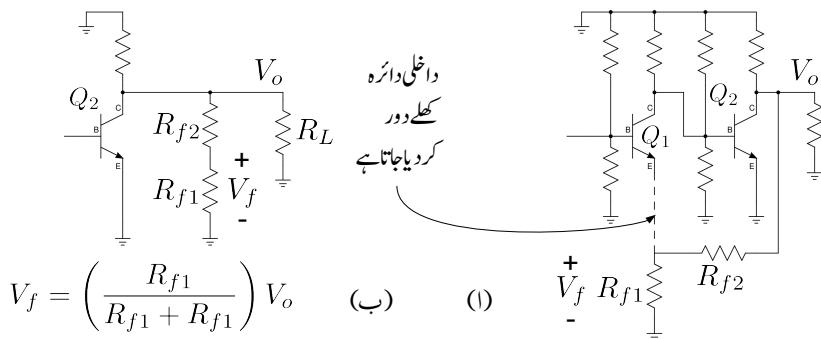
شکل 7.26: دو درجہ زنجیری وابی برقی دباؤ ایمپلیفیاٹر



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

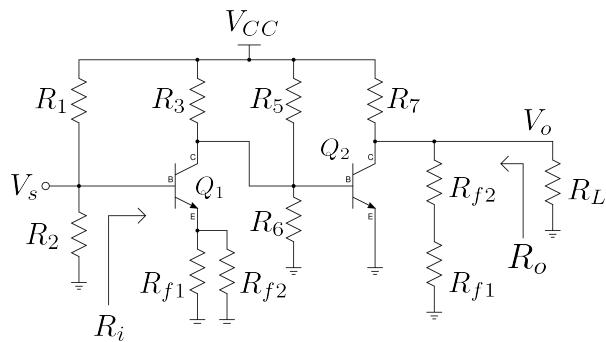


شکل 7.28: دو درجہ زنجیری وابپی برقی دبادز خجیری کے خارجی حصے کا حصول

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  $R_{of}$  اور  $R'_{if}$  حاصل کیا جاسکتا ہے۔



شکل 7.29: دو درجہ زنجیری وابی برقی دباؤ ایپلیفار کا بنیادی ایپلیفار

## سوالات

سوال 7.1: ایک سادہ ایپلیفار کی افراکش میں مختلف وجوہات کی بنا پر 7% کے فرق پیدا ہوتا ہے۔ اس ایپلیفار میں وابی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ یوں حاصل وابی ایپلیفار کی افراکش میں انہیں وجوہات کی بنا پر صرف 1% کا فرق پیدا ہوتا ہے۔  $M$  کی قیمت حاصل کریں۔ اگر سادہ ایپلیفار کی افراکش  $\frac{V_o}{V_s} = 245$  تھی تب وابی ایپلیفار کے افراکش اور وابی کار کے مستقل  $W$  کی قیمت کیا ہو گی؟

$$\text{جوابات: } 7. W = 0.02449 \frac{V}{V}, A_f = 35 \frac{V}{V}, M = 7$$

سوال 7.2: اگر سوال 7.1 میں سادہ ایپلیفار کا بلند انقطاعی تعدد  $200 \text{ kHz}$  ہو تب وابی ایپلیفار کی بلند انقطاعی تعدد کیا ہو گی۔

$$\text{جواب: } 1.4 \text{ MHz}$$

سوال 7.3: ایک وابی برقی دباؤ ایپلیفار کے  $\frac{V_o}{V_s} = 2000$ ،  $A'_v = 500 \Omega$  اور  $R_i = 2 \text{ k}\Omega$  اور  $R_o = 500 \Omega$  ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت  $R_s = 1 \text{ k}\Omega$  جبکہ برقی بوجھ  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  ہیں۔ اس ایپلیفار میں وابی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ وابی کار کا مستقل  $W = 0.01 \frac{V}{V}$  ہے۔ وابی ایپلیفار کی افراکش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

$$\text{جوابات: } 7. R_{of} = 24 \Omega, R'_{if} = 60 \text{ k}\Omega, A_{vf} = 95 \frac{V}{V}$$

سوال 7.4: ایک واپسی بر قی روا ایمپلیفائر کے  $\frac{A}{A}$  کے  $A_i = 2000$  اور  $R_i = 500 \Omega$  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  $A_g = 2000$  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  $A_r = 2000$  اور  $R_o = 5 k\Omega$  اور  $R_i = 500 \Omega$  اور  $R_s = 5 k\Omega$  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 ہوگی؟

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۔

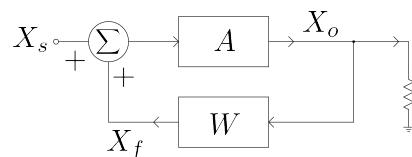
سوال 7.14: شکل 7.26 میں زنجیری ایکلیفائر دکھایا گیا ہے جبکہ مساوات 7.102 میں اس کے واپس کار کا مستقل  $W$  حاصل کیا گیا ہے۔  $A_{vf}$  حاصل کریں۔

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 موتعش<sup>1</sup> پر غور کیا جائے گا جو مثبت واپسی دور کی ایک قسم ہے۔ موتعش ایک ایسے دور کو کہتے ہیں جسے کوئی داخلی اشارہ دے بغیر اس سے ارتعاش کرتا خارجی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے۔ آئین موتعش 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 ایکلیفائر کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے۔ بنیادی ایکلیفائر  $X$  سے خارجی اشارہ  $X_o = AX_f = WAX_o$  کی قیمت اب  $WAX_o$  ہو گی۔ یہ اشارہ بھی جب واپسی دور اور بنیادی ایکلیفائر میں ایک چکر کا ٹو اس کی نئی قیمت پیدا کرے گا۔ یوں واپسی دور اور بنیادی ایکلیفائر میں ایک چکر کے بعد پہلی مرتبہ نمودار ہونے والے اشارے  $X_o$  کو پیدا کرے گا۔



شکل 8.1: مثبت واپسی دور

oscillator<sup>1</sup>

$(WA)^2 X_0$  ہو جائے گی۔ اسی طرح  $n$  چکر کے بعد بنیادی ایکپلیغائر کا خارجی اشارہ  $X_0$   $WA = 1^n X_0$  ہو گا۔ اب اگر  $WA = 1$  ہو تو  $n$  چکر کے بعد بھی بنیادی ایکپلیغائر 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  $0.9 WA = 0.9 X_0$  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 ایکپلیغائر 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  $1.1 WA = 1.1 X_0$  ہو، تب پہلی مرتبہ نمودار ہونے والا اشارہ  $X_0$  ایک چکر کے بعد بڑھ کر  $1.1 X_0$  رہ 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 ایکپلیغائر کا خارجی اشارہ بڑھتا رہے گا۔ خارجی اشارہ بڑھتے بڑھتے اس مقام تک پہنچ جائے گا جہاں بنیادی ایکپلیغائر غیر خطی خطے میں داخل ہونا شروع ہو جائے گا۔ غیر خطی خطے میں داخل ہوتے ہوئے بنیادی ایکپلیغائر کے افزاں کی قیمت گھٹنا شروع ہو جائے گی اور یوں خارجی اشارے کے حیطے کا بڑھنا پہلے کم اور آخر کار اس کا بڑھنا مکمل طور رک جائے گا۔ جہاں ٹرانزسٹر کی افزاں سے اشارے کا حیطہ بڑھنا اور اشارے کا حیطہ بڑھنے سے ٹرانزسٹر کی افزاں کم ہونے کے اعمال تو اون اختیار کر لیں، وہیں ارتقاشی اشارے کا حیطہ برقرار رہتا ہے۔ یہ اعمال غیر خطی نوعیت کے ہوتے ہیں جنہیں قلم و کاغذ سے حل کرتے ہوئے مرتعش کے خارجی اشارے کے حیطے کا حساب لگانا نہایت مشکل ہوتا ہے۔

کسی بھی مرتعش میں زیادہ دیر  $WA = 1$  رکھنا ممکن نہیں ہوتا۔ درجہ حرارت میں تبدیلی، وقت کے ساتھ بر قیتی 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>

$$(8.1) \quad WA = 1$$

Barkhausen criteria<sup>2</sup>  
<sup>3</sup> جمنی کے عالم طبیعت ہائزرچ 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۔

$$(8.2) \quad |WA| = 1$$

$$(8.3) \quad /WA = 2m\pi$$

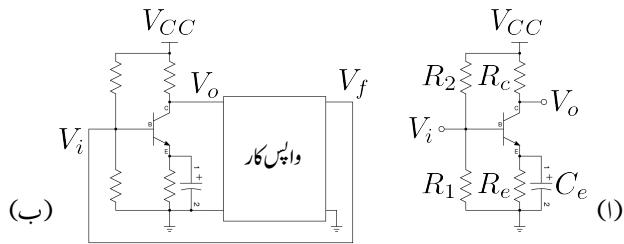
آپ دیکھ سکتے ہیں کہ حقیقت میں کسی بھی مرتعش کو برقرار کام کرتے رکھنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ  $|WA| > 1$  رکھا جائے۔ حقیقت میں  $|WA| > 1.05$  رکھا جاتا ہے۔

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

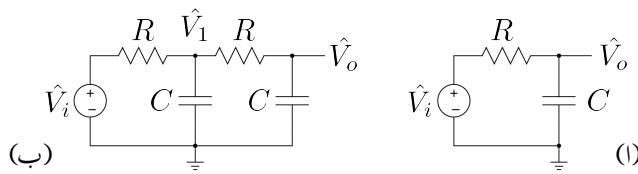
شکل 8.2 میں نیادی ایکپلیغائر دکھایا گیا ہے۔ اس کے خارجی اشارے  $V_o$  اور داخلی اشارے  $V_i$  کے مابین 180 کا زاویہ ہے۔ اگر اسے استعمال کرتے ہوئے مرتعش تحقیق دینا ہو تو واپس کار کو مزید 180 کا زاویہ پیدا کرنا ہو گا۔ شکل ب میں واپس کار کو ڈبے کی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ یوں  $V_o$  اور  $V_f$  کے درمیان 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۔

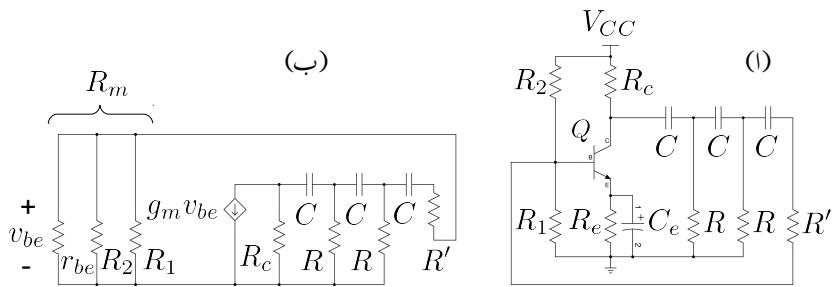
مندرجہ بالا مثال کو دیکھتے ہوئے ایسا معلوم ہوتا ہے کہ مزاحمت۔ کپیسٹر کے دو کڑیاں استعمال کرتے ہوئے دگنا زاویہ حاصل کیا جاسکتا ہے۔ یہ بات درست ثابت ہوتی ہے، البتہ جبکہ آپ سوال 8.1 میں دیکھیں گے، دو کڑی  $RC$  کا زاویہ حاصل کرتے وقت نسبتاً لمبی مساوات حل کرنی ہو گی۔

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 ایکلیفیٹر پر مبنی مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں کلکٹر پر پائے جانے والے اشارے  $X_0$  سے واپس کار  $X_0$  پیدا کرتا ہے۔ ٹرانزسٹر اپنے بیس پر پائے جانے والے اشارے کے حیطے کو بڑھا کر جبکہ اس کے زاویہ میں 180 کے تبدیلی کے ساتھ اسے کلکٹر پر خارج کرتا ہے۔ یوں بنیادی ایکلیفیٹر اور واپس کار کے دائے میں ایک چکر کے بعد کل زاویہ میں تبدیلی کو 0 رکھنے کی خاطر واپس کار کو کبھی 180 کی تبدیلی پیدا کرنا ہو گی۔ جیسا اور مثال میں دکھایا گیا، مزاحمت-کپیسٹر  $RC$  کے کڑیاں استعمال کرتے ہوئے ایسا کرنا ممکن ہے۔ شکل 8.4 الف میں مزاحمت اور کپیسٹر کو شکل 8.3 الف سے قدر مختلف طرز پر جوڑا گیا ہے۔

بنیادی ایکلیفیٹر  $Q, R_1, R_2, R_c, R_e, C_e$  اور  $R_m$  پر مشتمل ہے۔ مرتعش کے خارجی تعداد پر کپیسٹر  $C_{be}$  بطور قصر دور کام کرتا ہے۔ بنیادی ایکلیفیٹر میں واپس کار شامل کرنے سے مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ واپس کار تین عدد کپیسٹر اور تین عدد مزاحمت سے حاصل کیا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کا پائے  $\pi$  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  $\beta = 3.188$  ہے۔ یہاں  $I_6 = -\beta I_0$  کے مندرجہ بالا مساوات کے استعمال سے

$$(8.7) \quad I_0 \left[ \frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[ \frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] \right] = -\beta I_0$$

لکھا جاسکتا ہے۔

مساوات 8.7 میں مساوی نشان کے دونوں جانب کے حقیقی مقداریں آپس میں برابر ہوں گے اور اسی طرح مساوی نشان کے دونوں جانب خیالی مقداریں آپس میں برابر ہوں گے۔ یوں اس مساوات کو دو مساوات کی شکل میں لکھا جاسکتا ہے۔ خیالی مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔

$$I_0 \left[ \frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] = 0$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.8) \quad \begin{aligned} (\omega_0 CR)^2 &= \frac{1}{6+4k} \\ \omega_0 &= \frac{1}{CR\sqrt{6+4k}} \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi CR\sqrt{6+4k}} \end{aligned}$$

مزاحمت۔ کپیسٹر مرتعش مساوات 8.8 میں حاصل کردہ تعداد  $f_0$  پر کام کرے گا۔  $f_0$  لکھنے 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۔

$$-I_0\beta = I_0 \left[ \frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} \right]$$

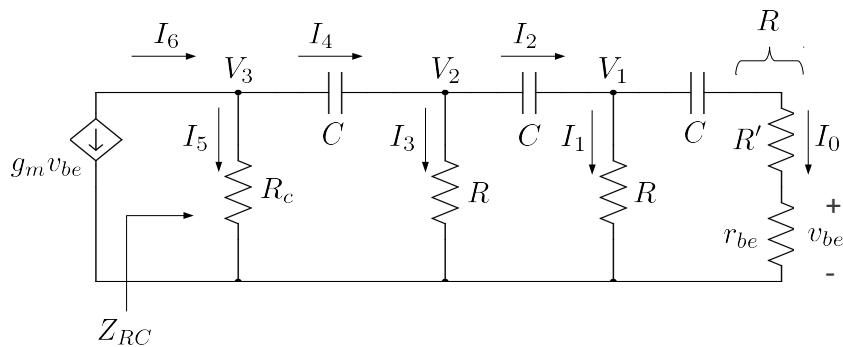
جسے مساوات 8.8 کی مدد سے یوں لکھا جاسکتا ہے۔

$$(8.9) \quad \begin{aligned} -\beta &= \frac{1}{k} + 3 - \left( \frac{5}{k} + 1 \right) (6 + 4k) \\ \beta &= \frac{29}{k} + 23 + 4k \end{aligned}$$

مرتعش کو برقرار چالو رکھنے کی خاطر حقیقت میں  $\beta$  کو مندرجہ بالا حاصل 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 ایپلیفیاٹر میں استعمال ٹرانزسٹر کا  $\beta$  مندرجہ بالا مساوات پر پورا نہ اترے، تب اس سے بنایا گیا مزاحمت۔ کپیسٹر مرتعش کام نہیں کرے گا۔ آئینی ایسے مرتعش میں درکار ٹرانزسٹر کی کم سے کم  $\beta$  حاصل کریں۔ ایسا  $0 = \frac{d\beta}{dk}$  لیتے ہوئے حاصل کیا



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 قدرتی 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

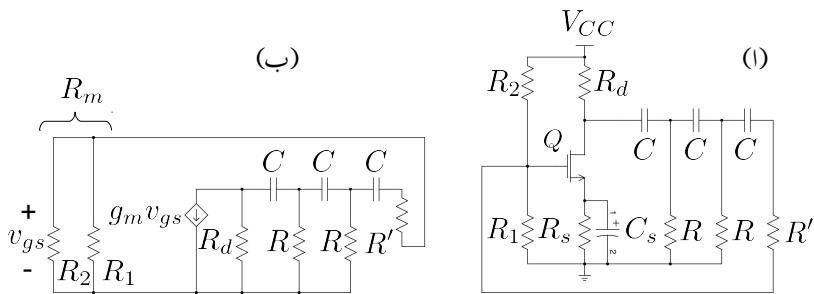
$$\begin{aligned} Z_{RC} &= \frac{R + \frac{6CR\sqrt{6+4k}}{jC} + \frac{5(CR\sqrt{6+4k})^2}{(jC)^2 R} + \frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(jC)^3 R^2}}{\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k}+1\right)(CR\sqrt{6+4k})^2}{(CR)^2} + j \left[ \frac{(CR\sqrt{6+4k})^3}{(CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k}+4\right)(CR\sqrt{6+4k})}{CR} \right]} \\ &= \frac{-R \left[ 1 + \frac{6\sqrt{6+4k}}{j} + \frac{5(\sqrt{6+4k})^2}{(j)^2} + \frac{(\sqrt{6+4k})^3}{(j)^3} \right]}{\frac{29}{k} + 23 + 4k} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر  $\beta$  مساوات 8.9 کے مطابق ہو تو

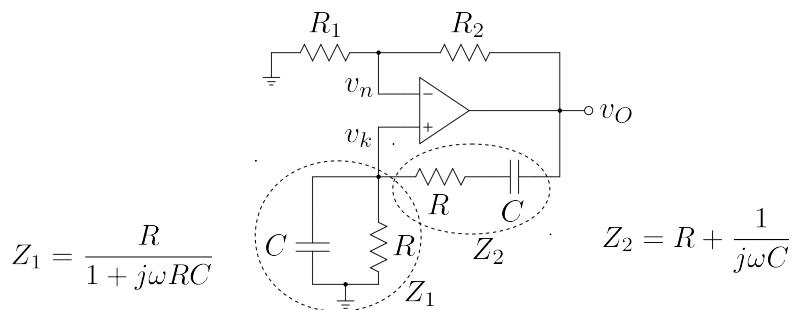
$$(8.11) \quad Z_{RC} = \frac{R}{\beta} \left[ 29 + 20k - j4k\sqrt{6+4k} \right]$$

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

$$\begin{aligned}R_1 (1 - \omega^2 R^2 C^2) &= 0 \\ j3\omega RCR_1 &= j\omega RC (R_1 + R_2)\end{aligned}$$

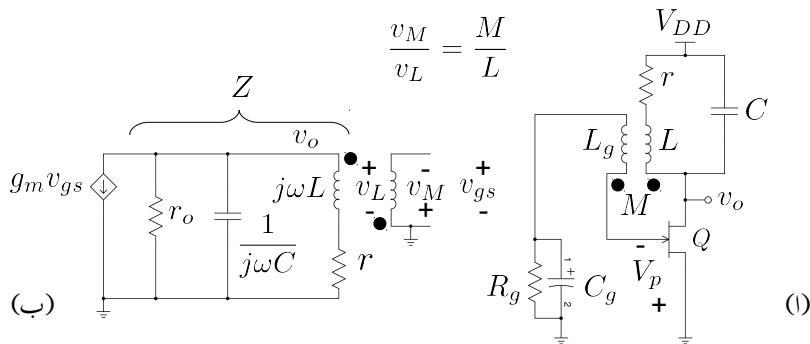
حاصل ہوتا ہے جس سے

$$(8.15) \quad \begin{aligned}\omega = \omega_o &= \frac{1}{RC} \\ R_2 &= 2R_1\end{aligned}$$

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 سائز نما لہر خارج کرتا ہے۔ البتہ  $R_2 \gg 2R_1$  کی صورت میں  $A_v$  کی قیمت بہت بڑھ جاتی ہے اور مرنہ لیٹر مستطیل لہر 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 دکھانے جاتے ہیں۔ یوں اگر  $L$  پر برقی دباؤ کا ثابت سر ا نقطے کی جانب ہو تو  $L_g$  پر بھی برقی دباؤ کا ثابت سر ا نقطے کی جانب ہو گا۔ شکل سے واضح ہے کہ  $v_{gs} = -v_M$  کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.17) \quad v_{gs} = - \left( \frac{M}{L} \right) v_L$$

ہو گا۔

لکھا جا سکتا ہے جہاں  $g_m v_{gs} = -\frac{v_o}{Z}$  کے برابر ہے جسے  $v_o = -g_m v_{gs} Z$  شکل ب میں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L}$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.18) \quad g_m v_{gs} = - \left( \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L} \right) v_o$$

ہو گا۔  $r$  اور  $L$  سلسلہ وار چڑھے ہیں اور یوں

$$(8.19) \quad v_L = \left( \frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o$$

کے برابر ہے۔ یوں مساوات 8.17 کو

$$(8.20) \quad v_{gs} = - \left( \frac{M}{L} \right) \left( \frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o$$

اور مساوات 8.18 کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$-g_m \left( \frac{M}{L} \right) \left( \frac{j\omega L}{r + j\omega L} \right) v_o = - \left( \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L} \right) v_o$$

دونوں جانب  $v_o$  کو کاٹتے ہوئے  $(r + j\omega L)$  سے ضرب دیتے ہیں۔

$$(8.21) \quad \begin{aligned} j\omega M g_m &= \frac{r + j\omega L}{r_o} + j\omega C (r + j\omega L) + 1 \\ &= \frac{r}{r_o} + \frac{j\omega L}{r_o} + j\omega C r - \omega^2 L C + 1 \end{aligned}$$

اس مساوات میں حقیقی اور خیالی جزو علیحدہ کئے جا سکتے ہیں۔ حقیقی جزو حل کرتے قدرتی تعدد  $\omega_0$  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 گمکی تعدد<sup>9</sup> پر ارتعاش کرتا ہے۔ اسی نتیجے کی بنا پر اس مرتعش کو  $LC$  بھسُر مرتعش<sup>10</sup> کہا جاتا ہے۔ اس مرتعش کی تعداد کمپیٹر  $C$  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

$$(8.24) \quad \begin{aligned} \omega Mg_m &= \frac{\omega L}{r_0} + \omega Cr \\ g_m &= \frac{1}{M} \left( \frac{L}{r_0} + Cr \right) \end{aligned}$$

$r$  کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مرتعش  $\omega_0$  پر ارتعاش کرے گا۔  $\omega_0$  پر متوازی جڑے  $LC$  کی بر قی رکاوٹ لامدد ہو گی اور بنیادی ایکپلینیفار کے لئے ہم

$$v_o = -g_m v_{gs} r_0$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m r_0$$

ہو گا۔ لامدد بوجھ پر افزائش کی حقیقی قیمت کو  $\mu$  لکھتے ہوئے یعنی  $g_m r_0 = \mu$  لیتے ہوئے مساوات 8.24 میں  $r_0$  کی جگہ  $\frac{\mu}{g_m}$  لکھتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$g_m M = \frac{L}{r_0} + Cr$$

$$g_m M = \frac{L g_m}{\mu} + Cr$$

$$g_m = \frac{\mu Cr}{\mu M - L}$$

حقیقی مرتعش کی  $g_m$  اس سے زیادہ ہو گی۔

---

resonant frequency<sup>9</sup>  
LC tuned oscillator<sup>10</sup>

## 8.4.1 خود-مائیل دور

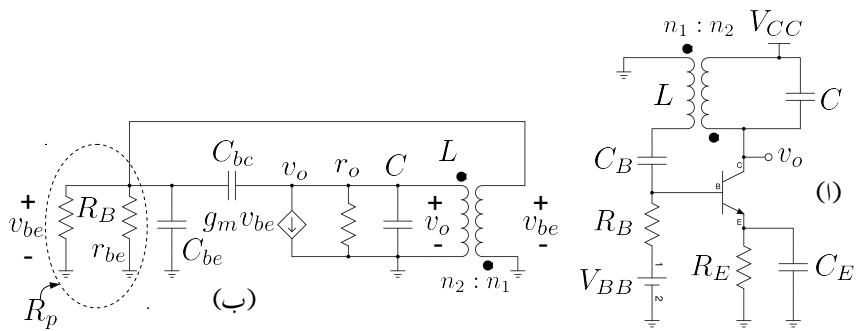
شکل 8.8 میں  $nJFET$  کے مائل ہونے پر غور کرتے ہیں۔ تصور کریں کہ مرتعش ارتعاش پذیر ہے۔ یوں مشترکہ امالة کی وجہ سے گیٹ پر سائیں نما برقی دباؤ  $V_p \sin \omega t$  پایا جائے گا۔  $nJFET$  کے گیٹ پر جب بھی ثبت برقی دباؤ لاگو کی جائے یہ کسی بھی ڈائیوڈ کی طرح سیدھا مائل ہو جاتا ہے۔ گیٹ کا ڈائیوڈ، کپیسٹر  $C_g$  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 ارتعاش پذیر ہونا ممکن ہوتا ہے۔ تصور کریں کہ ایسا ہی ہوتا ہے۔  $g_m$  کی زیادہ قیمت کی وجہ سے ارتعاشی 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 ارتعاشی 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 بہتر مرتعش<sup>11</sup> کا حل دکھایا جائے گا۔ ظاہر ہے کہ فیٹ پر مبنی مرتعش کو بھی اسی طرح حل کیا

tuned oscillator<sup>11</sup>



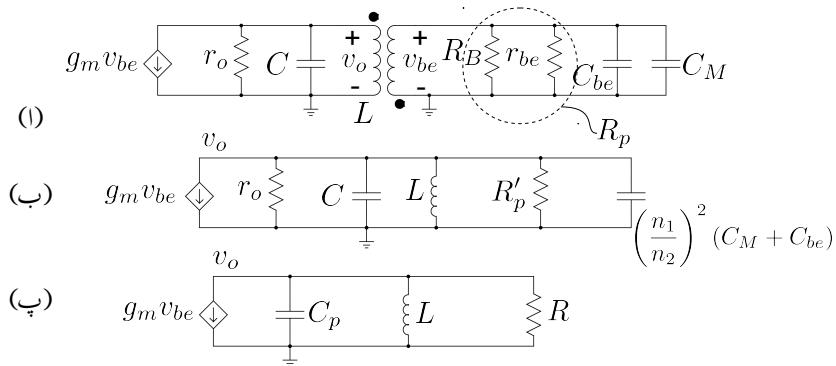
شکل 9.9: ٹرانزسٹر ہمسر مرتعش

جاسکتا ہے۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر (یا فیٹ) کے بلند تعدد ریاضی نمونہ ہی سے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں لہذا بلند تعدد پر چنے 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 تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $C_B$  کو لا محدود تصور کیا گیا ہے۔ مسئلہ ملو<sup>12</sup> کی مدد سے  $C_{bc}$  کا مساوی ملکپیسٹر  $C_M$  استعمال کرتے ہیں۔ یوں  $C_M$  اور  $C_{be}$  متوازی جڑ جاتے ہیں۔ شکل 10.1 الف میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں شکل کو قدر بہتر طرز پر بنایا گیا ہے۔ ٹرانسفارمر کے  $n_1$  جانب برقی رکاوٹ کا  $n_2$  جانب عکس لیتے ہیں۔ ایسا کرتے وقت برقی رکاوٹ کو  $\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$  سے ضرب دیا جاتا ہے۔ یوں متوازی جڑے مزاحمت اور  $R_B$  اور  $r_{be}$  کو  $R_p$  لکھتے ہوئے ٹرانسفارمر کی دوسری جانب منتقل کرتے  $R'_p$  حاصل ہوتا ہے جہاں

$$R'_p = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 R_p$$

کے برابر ہے۔ اور  $C_M$  متوازی جڑے ہیں لہذا ان کا مجموع  $C_{be} + C_M$  اور برقی رکاوٹ کے برابر ہے۔ اس کا عکس

$$\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \times \frac{1}{j\omega (C_{be} + C_M)}$$



شکل 8.10: 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  $v_o = \frac{v_o}{Z}$  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 لامدد ہوتی ہے لہذا شکل 8.10 پ میں

$$(8.28) \quad A_v = \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m R$$

کے برابر ہو گا۔ یوں ملکپیٹر

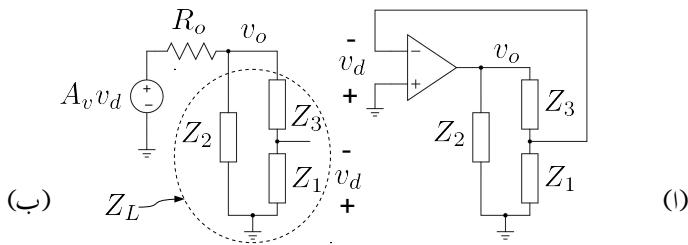
$$C_M = C_{bc} (1 + g_m R)$$

کے برابر ہو گا۔

چونکہ  $1 \gg \beta$  ہوتا ہے لہذا  $\frac{n_1}{n_2} \gg 1$  ہو گا۔ اگر  $\beta$  کی قیمت  $\frac{n_1}{n_2}$  سے معمولی زیادہ ہو تو بمرتعش سائنس نمائیہ خارج کرتا ہے۔  $\gg \beta$  کی صورت میں ٹرانزسٹر غیر خطی خطي میں داخلی ہو گا اور یہ مستطیل برقی روپیدا کرے گا البتہ  $L$  اور  $C_p$  اپنی قدرتی تعدد  $\omega_0$  پر ارتباش کرتے ہیں لہذا مرتعش سائنس نما برقی دباؤ  $v_o$  ہی خارج کرے گا۔

## 8.6 عمومی مرتعش

شکل 8.11 الف میں عمومی مرتعش دکھایا گیا ہے۔ کئی قسم کے مرتعش اس عمومی طرز پر بنائے جاتے ہیں جہاں نیادی ایکلینیٹر کسی بھی قسم کا ہو سکتا ہے مثلاً حسابی ایکلینیٹر، دو جوڑ ٹرانزسٹر یا فیٹ پر مبنی ایکلینیٹر وغیرہ۔ اس حصے میں



شکل 8.11: عوی مرتعش

بنیادی ایکلپیفار کے داخلی مزاحمت کو لاحدہ د تصور کیا گیا ہے۔ ایسا فیٹ پر مبنی ایکلپیفار یا حسابی ایکلپیفار کے استعمال سے ممکن ہے۔ شکل ب میں ایکلپیفار کا تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے جہاں ایکلپیفار کے خارجی مزاحمت کو  $R_o$  لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں

$$\frac{1}{Z_L} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_1 + Z_3}$$

$$Z_L = \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$(8.29) \quad v_o = A_v v_d \left( \frac{Z_L}{R_o + Z_L} \right)$$

کے برابر ہو گا۔ مزید یہ کہ  $Z_1$  اور  $Z_3$  کو سلسلہ وار جڑے تصور کرتے ہوئے

$$(8.30) \quad v_d = - \left( \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \right) v_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح مساوات 8.29 سے

$$(8.31) \quad v_o = A_v \left( \frac{-Z_1}{Z_1 + Z_3} \right) v_o \left( \frac{\frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}{R_o + \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}} \right)$$

$$1 = \frac{-A_v Z_1 Z_2}{R_o (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مرتعش میں  $Z$  برقی 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 باینیں ہاتھ صرف حقیقی مقداریں جبکہ اس کے داعین 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 باینیں ہاتھ خیالی مقداریں نہیں پائے جاتے لہذا داعین جانب خیالی مقداروں کی قیمت صفر ہو گی یعنی

$$(8.33) \quad X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

اور یوں مساوات 8.32 مندرجہ ذیل صورت اختیار کر لے گا۔

$$1 = \frac{-A_v X_1 X_2}{X_2 (X_1 + X_3)} = \frac{-A_v X_1}{X_1 + X_3}$$

مساوات 8.33 سے  $X_1 + X_3 = -X_2$  حاصل ہوتا ہے جسے مندرجہ بالا مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

$$1 = \frac{A_v X_1}{X_2}$$

یعنی

$$(8.34) \quad A_v = \frac{X_2}{X_1}$$

دیتا ہے۔ مساوات 8.34 مرتعش کی درکار  $A_v$  دیتا ہے۔ حقیقت میں  $A_v$  اس قیمت سے زیادہ رکھا جائے گا۔ اس مساوات میں  $A_v$  ثابت قیمت رکھتا ہے لہذا مساواتی نشان کے دونوں جانب ثابت قیمتیں تب ممکن ہیں جب  $X_1$  اور  $X_2$  کی قیمتیں بھی یا تو دونوں ثابت ہوں اور یا پھر دونوں 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>13</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>14</sup> پکارا جاتا ہے۔<sup>15</sup>

Hartley oscillator<sup>13</sup>

Colpitts oscillator<sup>14</sup>

<sup>15</sup> رائف ہارٹلے نے ہارٹلے مرتعش جبکہ ایڈن ہنری کا پیش نے کا پیش مرتعش کا درود ریافت کیا۔

اگر  $X_1$  اور  $X_2$  دونوں امالم ہوں تب مساوات 8.33 کو

$$j\omega L_1 + j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C_3} = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$(8.35) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح اگر  $X_1$  اور  $X_2$  کپیسٹر ہوں تب مساوات 8.33 کو

$$-\frac{j}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2} + j\omega L_3 = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$(8.36) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں

$$(8.37) \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

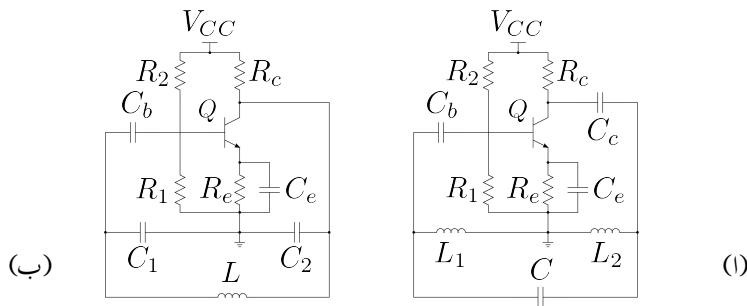
یعنی  $C_1$  اور  $C_2$  کی سلسلہ وار جرڑی کل کپیسٹر ہے۔

## 8.7 ہار ٹلے اور کالپٹس مرتعش

شکل 8.12 میں مرانزٹر ایمپلینیفائر استعمال کرتے ہوئے ہار ٹلے اور کالپٹس مرتعش بنائے گئے ہیں۔ شکل اف میں واپس کار یعنی  $L_1$ ،  $L_2$  اور  $C$  کی شمولیت سے بنیادی ایمپلینیفائر 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  $C_c$ ۔ اس بات کو یقینی بناتے ہیں کہ واپس کار کی شمولیت سے بنیادی ایمپلینیفائر کے نقطہ مائل پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ شکل ب میں  $C_c$  کی ضرورت نہیں چونکہ  $C_b$ ،  $C_1$  اور  $C_2$  کی موجودگی میں اس راستے یک سمی رو کا گزر ممکن نہیں۔ قصری کپیسٹر<sup>16</sup> ہے جبکہ  $C_c$  اور  $C_b$  جفتی کپیسٹر<sup>17</sup> ہیں۔ چالو تعدد پر  $C_e$  اور  $C_b$  کو لا محدود تصور کیا جاتا ہے۔

---

bypass capacitor<sup>16</sup>  
coupling capacitors<sup>17</sup>



شکل 8.12: 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>18</sup>  $C_M$  کے مجموعے کو بطور  $C_1$  استعمال کیا جاتا ہے (یعنی  $C_1 = C_{be} + C_M$ )۔

شکل 8.11 کے معنی مرتعش میں بنیادی ایکپلیغاڑ کا داخلی مزاحمت لامحدود ہے جبکہ شکل 8.12 کے دونوں مرتعش میں ایسا نہیں ہے۔

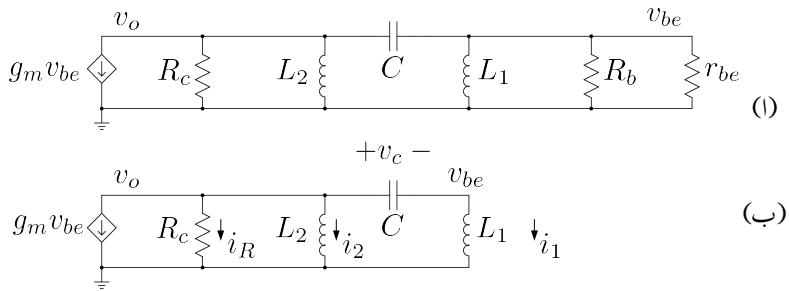
مثال 8.2: ٹرانزسٹر کا پست تعدادی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل 8.12 الف کو حل کریں۔ حل کرتے وقت بنیادی ایکپلیغاڑ کے داخلی مزاحمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے نظر انداز کریں۔

حل: شکل 8.13 میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں  $R_b \parallel R_1 \parallel R_2$  کو  $R_b$  کھا گیا ہے۔ بنیادی ایکپلیغاڑ کا داخلی مزاحمت  $R_b \parallel r_{be}$  کے برابر ہے جو  $j\omega L_1$  کے متواری جڑا ہے۔ تصور کرتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔

شکل ب میں اگر ٹرانزسٹر کا داخلی برتنی دباؤ  $v_{be}$  ہوتا  $L_1$  میں برتنی رو

$$i_1 = \frac{v_{be}}{j\omega L_1}$$

Miller capacitance<sup>18</sup>



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

$$(8.39) \quad g_m R_c = |A_v| = \frac{L_2}{L_1}$$

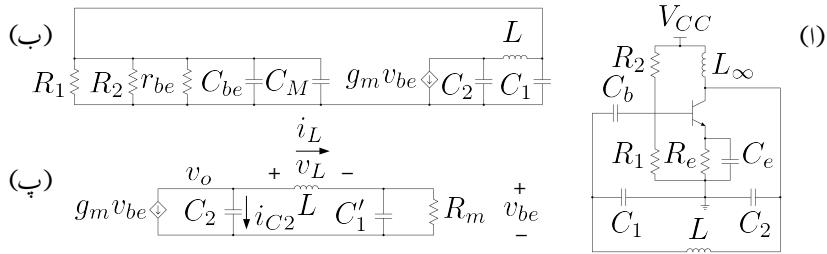
حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کا مساوات 8.35 اور مساوات 8.34 سے موازنہ کریں۔

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 تعدد 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: میکروپریسٹر پر مبنی کا پہنچ مرتعش

ہو گی۔ پوں کر خوف کے قانون برائے برقی روکے تحت

$$i_L = i_{R_m} + i_{C'_1} = \frac{v_{be}}{R_m} + j\omega C'_1 v_{be}$$

ہو گا اس طرح

$$v_L = j\omega L i_L = j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) v_{be}$$

جبکہ

$$v_o = v_{be} + v_L = \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be}$$

اور

$$i_{C_2} = j\omega C_2 v_o = j\omega C_2 \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be}$$

ہوں گے۔ کر خوف کے قانون برائے برقی روکے تحت  $i_{C_2} + i_L = -g_m v_{be}$  ہے یعنی

$$\begin{aligned}
 (8.40) \quad -g_m v_{be} &= j\omega C_2 \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] v_{be} + \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) v_{be} \\
 -g_m &= j\omega C_2 \left[ 1 + j\omega L \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \right] + \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) \\
 -g_m &= j\omega C_2 - \omega^2 L C_2 \left( \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \right) + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1 \\
 -g_m &= j\omega C_2 - \frac{\omega^2 L C_2}{R_m} - j\omega^3 C'_1 L C_2 + \frac{1}{R_m} + j\omega C'_1
 \end{aligned}$$

اس مساوات کے خیالی جزو سے حاصل ہوتا ہے

$$\omega C_2 - \omega^3 C'_1 LC_2 + \omega C'_1 = 0$$

$$\omega \left( C_2 - \omega^2 C'_1 LC_2 + C'_1 \right) = 0$$

چونکہ چالو مرتعش کی تعداد صفر نہیں ہوتی (یعنی  $\omega \neq 0$ ) لہذا

$$C_2 - \omega^2 C'_1 LC_2 + C'_1 = 0$$

ہو گا جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.41) \quad \omega = \omega_0 = \sqrt{\frac{C'_1 + C_2}{LC'_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

جہاں

$$(8.42) \quad \frac{1}{C} = \frac{1}{C'_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{C'_1 + C_2}{C'_1 C_2}$$

کے برابر ہے۔  $\omega_0$  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

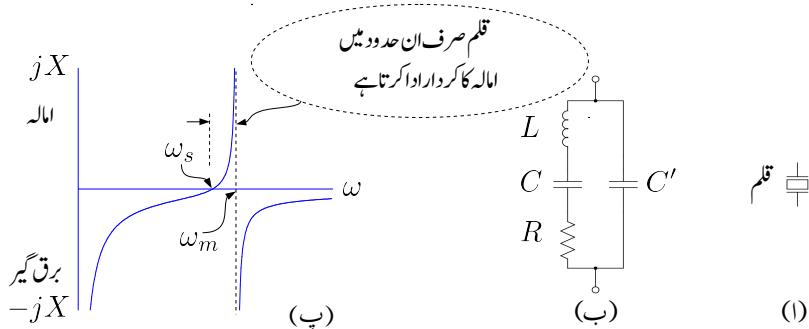
$$-g_m = - \left( \frac{C'_1 + C_2}{LC'_1 C_2} \right) \frac{LC_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$

$$g_m R_m = \frac{C_2}{C'_1}$$

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 قی قلم

## 8.7.1 قلمی مرتعش

ایسا قلم<sup>19</sup> جسے دبائے سے اس کے دو اطراف کے مابین بر قی دباو پیدا ہوتا ہے کو داب بر قی قلم<sup>20</sup> کہتے ہیں۔ داب بر قی پر بر قی دباو لاگو کرنے سے یہ پھیلتا (یا سکرتا) ہے۔ ایسے داب بر قی قلم کے قدرتی میکانی تعدد پر بر قی دباو فراہم کرتے ہوئے اسے ارتعاش پذیر بنایا جا سکتا ہے۔ قلموں کی طبیعیاتی خوبیاں انتہائی مستحکم ہوتی ہیں جو وقت یا حرارت سے بہت کم متاثر ہوتی ہیں۔ اسی لئے ایسے قلم کی قدرتی گنجی تعدد کی قیمت بھی مستحکم رہتے ہوئے تبدیل نہیں ہوتی۔ اسی خوبی کی بنا پر انہیں عموماً وقت ناپنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ کوارٹر<sup>21</sup> گھنٹی کا صحیح وقت دکھانا مشانی ہے۔ دھانی ڈبے میں بند، چند کلو ہر ٹز kHz سے کئی میگا ہر ٹز MHz تک کے قدرتی گنجی تعدد والے کوارٹز کے قلم، منڈی میں عام دستیاب ہیں۔ ڈبے پر قلم کی قدرتی گنجی تعدد کی قیمت لکھی گئی ہوتی ہے۔

شکل 8.15 الف میں قلم کی علامت دکھائی گئی ہے جبکہ شکل ب میں اس کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ مساوی دور میں قلم کے میکانی خوبی ماس  $m$  کو امالہ  $L$ ، اسپرنگ کے مستقل  $K$  کے ممکوس کو کپیسٹر  $C$  اور میکانی مزاحمت کو بر قی مزاحمت  $R$  سے ظاہر کیا جاتا ہے جبکہ  $C'$  قلم کے دونوں سروں پر دھانی جوڑوں کے مابین کپیسٹر ہے۔

---

crystal<sup>19</sup>  
piezoelectric crystal<sup>20</sup>  
quartz<sup>21</sup>

شکل 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 گنگی تعداد جبکہ  $\omega_m^2 = \frac{1}{LC_m}$  کو  $L$  اور اس کے ساتھ متوازی جڑے کپیسٹر  $C_m$  کی متوازی قدرتی گنگی تعداد تصور کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جاسکتا ہے

$$\frac{1}{Z} = \frac{j\omega C' (\omega^2 - \omega_m^2)}{(\omega^2 - \omega_s^2)}$$

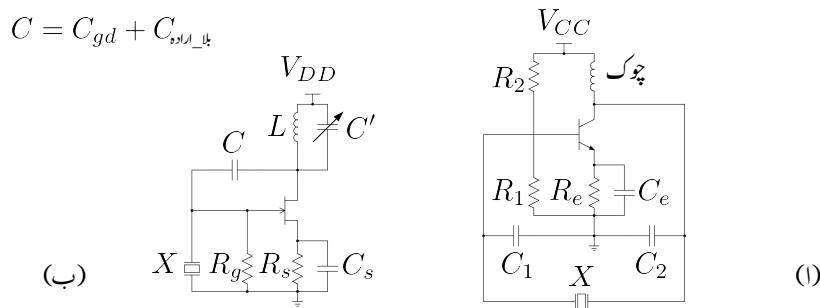
جس سے حاصل ہوتا ہے

$$(8.45) \quad Z = \frac{-j (\omega^2 - \omega_s^2)}{\omega C' (\omega^2 - \omega_m^2)}$$

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 گنگی تعداد کی قیتوں میں 1% سے بھی کم فرق ہوتا ہے۔ مساوات 8.45 میں دیا برطبق رکاوٹ  $\omega_m < \omega < \omega_s$  کے حدود میں بطور امالة جبکہ  $\omega_s < \omega < \omega_m$  یا  $\omega > \omega_m$  میں بطور کپیسٹر کردار ادا کرتا ہے۔

مندرجہ بالاتر ذکرے کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ کالپس مرتعش میں امالة کی جگہ قلم استعمال کیا جاسکتا ہے۔ شکل 8.14 میں ایسا کرتے ہوئے شکل 8.16 الف کا کالپس قلمی مرتتعش 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 مرتتعش<sup>22</sup> کی تعداد صرف قلم کی قدرتی گنگی تعداد پر مختص ہے۔ اب چونکہ  $\omega_m \approx \omega_s$  ہوتا ہے لہذا حقیقت میں ایسے مرتعش کی  $\omega_m \approx \omega_s \approx \omega$  رہے گی۔ چونکہ اس مساوات 8.41 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 برطبق رکاوٹ (یعنی  $L$ ) کو استعمال کرتے ہوئے مساوات 8.41 سے بھی بھی تعداد حاصل ہو۔ قلمی مرتعش کے استعمال کا مقصد ایک حقیقی 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



شکل 8.16: قلچی کا پیس اور ہارٹلے مرتقش

جڑے \$L\$ اور \$C'\$ (جنہیں عام نہیں میں \$LC\$ ٹینک<sup>23</sup> کہا جاتا ہے) کا مجموعہ امالة کا کردار ادا کرے۔ عموماً \$C'\$ قابل تبدیل کپیسٹر ہوتا ہے جس کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے مرتقش کی تعداد بارگی سے قابو کی جاتی ہے۔ چونکہ متوازی جڑے \$LC\$ کی برقی 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 \$n\$-JFET کے ڈرین پر بہت زیادہ برقی رکاوٹ حاصل کیا جاتا ہے جس سے بنیادی ایکپلیفار کی افزائش زیادہ حاصل ہوتی ہے اور ارتقائی اشارے کا جیٹہ زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ اس مرتقش میں بیرونی کپیسٹر \$C\$ کا استعمال ضروری نہیں۔ نہیت بلند تعداد حاصل کرتے وقت اس کپیسٹر کو نسب نہیں کیا جاتا اور \$n\$-JFET کی اندروں کپیسٹر \$C\_{gd}\$ اور \$n\$-JFET کے ڈرین اور گیٹ کے مابین تاروں کے مابین بلا ارادہ پائے جانے والے کپیسٹر کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

tank<sup>23</sup>

## 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, 123  
  
 n-type semiconductor, 152  
 natural frequency
  - undamped, 743
 NOT gate, 316, 503  
 number density, 150  
  
 ohmic contact, 175  
 OPAMP, 51  
 optical cable, 177  
 optical communication, 177  
 optocoupler, 176  
 oscillator
  - LC tuned, 840
 output offset voltage, 578  
  
 p-type semiconductor, 154  
 parasitic resistor, 699  
 passive component, 213  
 peak detector, 109  
 photo diode, 175  
 photon, 175  
 piece wise linear model, 179  
 piezoelectric crystal, 854  
 pinch off, 443  
 pole, 660  
  
 generation rate, 149  
 gradient, 129  
  
 half wave rectifier
  - negative, 105
  - positive, 104
 Hartley oscillator, 847  
 heat sink, 543  
 holding current, 425  
 hole gas, 155  
 hole mobility, 449  
  
 ideal diode, 181  
 immobile
  - charges, 153
 injected electrons, 216  
 injected holes, 216  
 input bias current, 72, 581  
 input offset current, 581  
 input offset voltage, 68, 578  
 integrator, 39, 41  
 inversion, 439  
 inversion layer, 439  
 inverter, 423, 542  
 iteration method, 131  
  
 Kelvin, 92  
  
 Laplace transform, 647  
 latching current, 424  
 LED, 176  
 level shifter, 598  
 load line, 477
  - AC, 288
  - DC, 286
 log amplifier, 121, 420  
 loop gain, 779  
  
 Maclaurin's series, 183  
 majority
  - electrons, 152, 153
  - holes, 155

- hole, 149
  - resistance, 100, 204
  - voltage, 92
  - thermometer, 99
  - threshold voltage, 439
  - thyristor, 424
  - transconductance, 321, 325
  - transconductance gain, 25, 321
  - transducer, 35
  - transistor, 213
  - transportation, 156
  - tuned oscillator, 841
  - valency, 148
  - varactor diode, 175
  - voltage gain, 17, 33
  - voltage source, 115, 418
  - Widlar current source, 607
  - Wien bridge oscillator, 835
  - zener
    - diode, 171
    - knee, 185
    - voltage, 171
  - zero, 660, 744
- power
    - mosfet, 542
    - transistor, 423
  - power loss, 185
  - power series, 199
  - power supply, 105
  - quartz, 854
  - recombination, 150
  - recombination rate, 150
  - resonant frequency, 840
  - reverse biased, 97, 102
  - reverse breakdown voltage, 98
  - reverse leakage current, 97
  - ripple, 105, 114, 115
  - saturation
    - current, 92
    - OPAMP, 4, 61
    - region, 277
  - schottky
    - diode, 174
    - transistor, 421
  - scr, 424
  - semiconductor, 147
  - slew rate, 62
  - small signal, 140
  - $\pi$  model, 332
  - resistance, 146
  - solar panel, 175
  - spice, 201
  - stability factors, 266
  - subtracter, 46
  - switch ON, 101
  - T model, 493
  - tank, 857
  - thermal
    - electron, 149
    - generation, 149
    - generation rate, 149

- لیٹر مشرک، 400  
 بار، 435.92  
 برقی، 421.216  
 باریک اشاراتی  
 مزاجت، 146.  
 باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونہ، 332  
 باریک اشاراتی، 140  
 باشہ من کا مستقل، 92  
 بیٹ، 66  
 بڑو دستیل، 743  
 بڑو دست دا سر، 746  
 بدلتا فراہش برقی رو، 222  
 بدلتی رو، خاطر بوجھ، 288.141  
 بدن، 437  
 برقی  
 بار، 435.421.92.  
 رکاوٹ، 656.  
 زمین، 17.  
 قلب نکار، 53.  
 برقی دباؤ  
 چالو، 95.  
 دلیز، 439.  
 رکاوٹی، 165.  
 غیر افراہنده کردا، 223.  
 برقی دباؤ مج، 113.105.  
 برقی رو  
 اٹھی س، 97.  
 برقی رو چالو کھنے کی حد، 424.  
 برقی رو مقتطع کرنے کی حد، 425.  
 برقی زمین، 559.  
 برقی شدت، 159.  
 برکہان کا اصول، 824.  
 بل، 115.114.112.105.  
 بلند انتظامی تعداد، 691.645.  
 بلند تعداد، 653.646.  
 بوڈاخط، 665.653.  
 بہاء، 159.156.  
 بہاؤ برقی رو، 159.  
 بیس، 214.213.  
 بیس مشرک، 400.
- آزاد  
 الکیٹران، 149.  
 خول، 154.149.  
 آلاتی ایکسپلیکر، 52.  
 آئینہ، 481.  
 ولس، 611.  
 آئینہ برقی رو، 585.520.  
 اخراجی جزو، 92.  
 ارلی برقی دباؤ، 488.277.  
 اخڑاٹش، 220.18.  
 برقی دباؤ، 33.  
 برقی رو، 220.219.  
 موصل-نم، 321.  
 اخڑاٹش ضرب دا سر کارکردگی، 705.  
 اخڑاٹش دارہ، 779.  
 اخڑاٹش دندہ، 222.  
 خط، 277.  
 اقلیتی  
 الکیٹران، 149.  
 خول، 149.  
 اکثریتی  
 الکیٹران، 153.152.  
 خول، 155.  
 الٹا  
 خط، 439.  
 کرنا، 439.  
 مائل، 102.  
 الٹ لوگار تھی، 122.  
 الٹی رستابر قی رو، 97.  
 الکیٹران کیس، 153.  
 انحرافی برقی دباؤ، 578.  
 انحرافی برقی رو، 581.  
 اندر وی دا خلی انحرافی برقی دباؤ، 68.  
 انورث، 542.423.  
 اٹھی عدد، 148.  
 ایکسپلیکر  
 زنجیری، 390.  
 وائپی، 774.  
 لیٹر، 214.213.  
 لیٹر جراحتن، 566.

- قوی، 423  
 لئی ریاضی نمونہ، 493  
 بینک، 857
- پائے ریاضی نمونہ، 332  
 پئی ووک فلٹر، 785  
 پئی کار فلٹر، 785  
 پست اقطاعی تعداد، 654, 645  
 پست تعداد، 653, 646  
 پکاری گئی قیمت، 23  
 پورے طاقت پر دائرة کار کردگی، 63  
 پیروکار، 403  
 پیچائی آله، 35  
 تار
- ہم محوری، 82  
 تابع مشغ و باو، 8  
 تابع مشغ رو، 299  
 تراش، 118  
 تعداد
- سوار، 111  
 سواری، 111  
 قدرتی، 832  
 قصر دو بلند اقطاعی، 703  
 تعدادی سیافت، 216, 150  
 تفریقی
- افزاں، 571  
 افزاں برقی دباؤ، 8, 3  
 اکیپلیغاڑ، 3  
 برقی اشارہ، 3  
 برقی دباؤ، 6  
 جوڑ، 555  
 تفریق اشارہ، 88  
 تفریق کار، 38  
 تفہیم کار، 123  
 تفہیمی مسئلہ، 743  
 کمل کار، 41, 39  
 توہ، 170  
 تھرمائیز، 99  
 تھونن دور، 35  
 ٹرانزسٹر، 213
- چالو، 95  
 چالو برقی دباؤ، 95  
 چوٹی حاصل کار، 109  
 چھانی
- پئی روک، 742  
 پئی گزار، 742
- حرارتی
- ایکٹران، 149  
 برقی دباؤ، 92  
 پیدائش، 149  
 پیروکار شرح، 149  
 خول، 149  
 مراجحت، 204, 100  
 حرکت پذیری  
 اکیٹران، 449, 160  
 خول، 449  
 حسابی اکیپلیغاڑ، 51, 1  
 جیط  
 تار کار، 110  
 سوار اشارہ، 112  
 سوار کار، 111
- خارج کار مشغ رو، 583  
 خارجی اخراجی برقی دباؤ، 578  
 خارجی مراجحت، 8  
 خطبوچھ، 477

- |                              |  |
|------------------------------|--|
| زیز، 171                     | بدلتی رو، 288                            |
| شگی، 174                     | یکمیتی، 286                              |
| شمی، 175                     | یک سمتی رو، 129                          |
| فوٹو، 175                    | خط مماس، 146                             |
| قانون مرلح، 200              | خطی، 3                                   |
| منقطع، 166                   | خمدار، 135                               |
| نوری، 176                    | خول گیس، 155                             |
| وریکٹر، 175                  |  |
| ڈایوڈ قانون مرلح خانندہ، 201 | داب بر قلم، 854                          |
| ڈھوان، 129                   | داخلی                                    |
| ڈیکی یل، 665                 | اخیرنی بر قی دباد، 628                   |
| ذرا بخ ابلاغ، 199            | تفرقی مزاحت، 572                         |
| رخ                           | داخلی کار مشج رو، 583                    |
| سیدھا، 91                    | داخلی مزاحت، 791                         |
| راہ، 437                     | داخلی میلان بر قی رو، 72                 |
| رفاقت بہاد، 159              | داڑہ کار کردی، 703                       |
| رفاقت چال، 62                | دیوچ، 443                                |
| رکاوٹی بر قی دباد، 165       | درج                                      |
| ریاضی                        | الف، 414                                 |
| نموده، 177                   | الف-ب، 414                               |
| ریاضی نمونہ، 8               | ب، 414                                   |
| پائے، 332                    | پ، 415                                   |
| ٹی، 493                      | ت، 415                                   |
| سیدھے خطوط، 179              | در میانی تعدد، 646                       |
| زنجیری ایکپینٹر، 390         | دوبارہ                                   |
| زیز                          | جناتا، 150                               |
| اثر، 170                     | جنے کی شرح، 150                          |
| بر قی دباد، 171              | دورانیہ                                  |
| ڈایوڈ، 171                   | اترانی، 87                               |
| گھنٹا، 185                   | چڑانی، 87                                |
| ساکن بار، 153                | دوری عرصہ، 87                            |
| سپائٹ، 201                   | دہرانے کا طریقہ، 131                     |
| سردار، 543                   | دہری نظام اعداد، 66                      |
| سلیخ تبدیل کار، 598          | دلیبر بر قی دباد، 439                    |
| سلسلہ                        |  |
| طاقت، 199                    | ڈار لگن جوڑی، 255                        |
| مکاران، 567                  | ڈایوڈ، 91                                |
| 183                          | بلند تعددی باریک اشاراتی ریاضی نمونے، 95 |

- سلسلہ طاقت، 199  
 سلسلہ مکاران، 183  
 سمت کاں، 108  
 سمتی کاں، 108  
 سوار، 104  
 سمتی رفتہ بہا، 159  
 سواری، 111  
 سون، 111  
 سیاس، 462  
 شاگری ٹرانزسٹر، 421  
 شاگری ڈائوڈ، 174  
 شرکیک گرنی بند، 148  
 شکل یا گزنا، 486  
 شکنخ، 116  
 شمسی چادر، 175  
 شمسی ڈائیوڈ، 175  
 شور، 176  
 صفر، 744,660  
 ضرب کار، 123  
 ضیائی، 177  
 ذراخ بیان، 177  
 ذرے، 175  
 وابستہ کار، 176  
 طاقت کا نیچا، 185  
 طاقت کی نیچ، 2  
 عامل، 213  
 عددی ادوار، 503,316  
 عدوی سے مماثل کار، 65  
 عکس، 272  
 عمر پیداگی، 585  
 غیر افرادی، 223  
 بر قی دباؤ، 223  
 خط، 284,277  
 غیر عامل، 213  
 غیر مطلوب مزاحمت، 699  
 فلم  
 بڑو رت، 746  
 پٹی روک، 785,742  
 پٹی نزار، 785,742  
 فوٹو ڈائیوڈ، 175  
 فیٹ، 435  
 قابو رکھنیا، 424  
 قانون مرتع، 200  
 قدرتی تعدد، 832  
 غیر تفصیری، 743  
 قصر در بلند اقتراقی تعدد، 703  
 قصری کپیسٹر، 286  
 قطب، 660  
 قلم، 148  
 قلمی مرتع، 856  
 قوی  
 ٹرانزسٹر، 423  
 مانیش، 542  
 قوی بر قیات، 176  
 کالپیش مرتع، 847  
 کامل حسابی ایکلینیکر، 11  
 کامل ڈائیوڈ، 181  
 کپیسٹر، 168  
 جتنی، 646,295  
 قصری، 646,286  
 کثافت نفوذی رہ، 158  
 کرخوف کے قوئین، 16  
 گلشن، 214,213  
 کوارٹر، 854

- قی، 856  
کالپس، 847  
وائے، 835  
ہارٹلے، 847  
ہمسر، 840  
مزاجت  
ترقی داخلی، 572  
مزاجت میں غلطی، 23  
مزاجت نما فراش، 25  
مزاجتی بوز، 175  
ممعجم کار، 35  
مستطیل پلا اشارہ، 87, 63  
مستقل  
لغو ایکشن، 158  
لغو خول، 158  
مسئلہ مل، 694  
مسئلہ ملر، 842  
مشترک-خارج، 574  
مشترک کے اشارہ، 88  
مشترک کے اشارہ دکرنے کے صلاحیت، 88  
مشترک افغان اش، 576  
مشترک بر قی باد، 556  
مکارن تسلی، 567  
مکمل ایہ سمت کار، 108  
ملاوٹ، 148  
ملر کبیسٹر، 729, 697  
مشجع بر قی باد، 113  
مشجع بر قی رو  
وانڈر، 607  
مشجع باد، 418, 115  
مشجع وہ، 636  
مشجع مستقل بر قی رو، 519  
منقی ایکلینیاگر، 19, 16  
منقی داخلی سر، 7  
منقی کار، 46  
منقی نیم موصل، 152  
منقی واپسی بر قی باد ایکلینیاگر، 774  
منقی واپسی بر قی روا ایکلینیاگر، 775  
منقی واپسی دور، 28  
منتفع ڈاپڑ، 167, 166  
کیسکوڈ، 729  
کیسکوڈ ایکلینیاگر، 616  
کیلوان بیان اش حرارت، 92  
کیمیائی دوری جدول، 148  
کیمیائی گرفت، 148  
گھنی تعداد، 840  
گیٹ  
جج، 127  
ضرب، 127  
لایپس بدل، 647  
لبرین، 68, 61, 4  
لبرینی بر قی رو، 92  
لوڈ بیل، 83  
لوگار تھمی ایکلینیاگر، 420, 121  
لبرین، 82  
ماسفیٹ، 435  
بڑھاتا، 440  
توی، 542  
گھٹانا، 459  
مال برداری، 156  
ماں  
اننا، 97  
سپھا، 98, 95  
مبدل تو تانی، 35  
تحرک ایکشن، 149  
تحرک بد، 153  
تحرک خول، 149  
تحرک منی بار، 152  
ثبت ایکلینیاگر، 34, 31  
ثبت داخلی سر، 7  
ثبت شم موصل، 154  
ثبت وابسی ادوار، 28  
خلوط ادوار، 1  
خلوط سطح، 744  
مداخل ایکشن، 216  
مداخل خول، 216  
مرتش  
ٹینک، 857

موچ	607، وائڈلر منج رو،
سوار،	835، واں مر تعش،
سواری،	175، ورکٹھ ڈالیوڈ،
موازہ کار،	611، ولن آئینہ،
موثر،	83، ویٹ سٹون چور،
وصلیت،	164، ویران خط،
مستقل،	161،
مولصلیت،	325، 321، بارے مارے،
میدانی ٹائز سٹر،	435، 213، بارے مارے،
میلان بری رو،	581، بارے مارے،
ناقابل برداشت الٹ برقی دباد،	98،
ناقابل برداشت برقی دباد،	170،
نصف ہر،	مثبت سمت کار،
نفوذ،	104،
نفوذ کا مستقل،	105،
نفوذ کا مستقل،	156،
نفوذ کا مستقل،	158، ایکٹران،
نفوذی،	158، خول،
نفوذی پیشنس،	156، برقی رہ،
نفی کار،	173، کیمپینس،
نفط کار کردگی سوارنے کے اباب،	503، 316،
خوب نہ،	266،
ریاضی،	488، 177، 11، 8،
ریاضی بلند تعدادی،	492،
ریاضی پائے،	332،
نوری ڈالیوڈ،	176،
نیم موصل،	148، 147،
ثبت،	154،
منٹی،	152،
واپسی	
اشاہ،	766،
برقی دباد بیپلیفار،	774،
نظام،	765،
واپس کار،	774،
واپس کار کا مستقل،	777،
واپسی اووار،	26،
واپسی اشارات،	26،